COMILLAS
UNIVERSIDAD PONTIFICIA
ICAI

MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA INDUSTRIAL

TRABAJO FIN DE MÁSTER

DISEÑO DEL GENERADOR Y EL CONVERTIDOR DE UNA TURBINA EÓLICA MARINA

Autor: Juan Lastra Valdor

Director: Juan Antonio Talavera

Madrid

Julio de 2025

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título

DISEÑO DEL GENERADOR Y EL CONVERTIDOR DE UNA TURBINA EÓLICA MARINA

en la ETS de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el curso académico 2024/2025 es de mi autoría, original e inédito y no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos. El Proyecto no es plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido tomada de otros documentos está debidamente referenciada.

Fdo.: Juan Lastra Valdor Fecha: 16/ 07/ 2025

Autorizada la entrega del proyecto

EL DIRECTOR DEL PROYECTO

Fdo.: Juan Antonio Talavera Martín Fecha: 16/ 07/ 2025

COMILLAS
UNIVERSIDAD PONTIFICIA
ICAI

MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA INDUSTRIAL

TRABAJO FIN DE MÁSTER

DISEÑO DEL GENERADOR Y EL CONVERTIDOR DE UNA TURBINA EÓLICA MARINA

Autor: Juan Lastra Valdor

Director: Juan Antonio Talavera

Madrid

Julio de 2025

DISEÑO DEL GENERADOR Y EL CONVERTIDOR DE UNA TURBINA EÓLICA MARINA

Autor: Lastra Valdor, Juan.

Director: Talavera Martín, Juan Antonio.

Entidad Colaboradora: ICAI – Universidad Pontificia Comillas.

RESUMEN DEL PROYECTO

Palabras clave: generador, imanes permanentes, devanado, rotor, estator, inversor, entrehierro, diseño.

Introducción

El presente proyecto consiste en el diseño de un generador síncrono de imanes permanentes instalado en turbinas eólicas marinas.

Metodología

Debido a la importancia del contexto en el que se instala el generador, se comienza el trabajo realizando una breve explicación de la energía eólica marina y de las diferentes partes que componen un aerogenerador marino.

Una vez presentada la instalación completa de un aerogenerador, se realiza un estudio del estado del arte de los generadores implantados en las turbinas eólicas marinas. Se distinguen cuatro tipos de generadores instalados en los aerogeneradores, siendo los generadores Tipo 1 y Tipo 2 los más sencillos. El generador que se instala en este proyecto pertenece al Tipo 4, por lo que se compone de un generador síncrono aislado de la red por un convertidor Back-to-Back que controla su funcionamiento.

Una vez determinado el tipo de generador empleado, se realiza un desarrollo teórico de los principios electromagnéticos que rigen el funcionamiento de una máquina eléctrica de imanes permanentes insertados en el rotor. Además, se presentan los diferentes tipos de materiales magnéticos existentes y las características de cada uno. De este estudio teórico se extraen una serie de conclusiones constructivas que se emplean a lo largo del diseño del generador.

Finalizada la aproximación teórica al problema, se describen y desarrollan las diferentes partes que componen un generador síncrono, donde se distinguen tres elementos fundamentales: el rotor, el estator y el entrehierro. De cada uno de estos elementos se realiza un estudio detallado de cada uno de los componentes que lo constituyen.

Se comienza detallando en profundidad la estructura del estator, y se realiza la elección del tipo de acero que se emplea para su fabricación. Además, se realiza el diseño del devanado de cobre por el que circulan las corrientes generadas por la máquina eléctrica.

Una vez determinado el diseño del estator, se realiza el diseño del rotor del generador, que es la parte en la que se insertan los imanes permanentes. Al igual que se hizo con el estator, se escoge el tipo de acero eléctrico empleado en el yugo. A continuación, se escoge la disposición de los imanes permanentes en el rotor que optimiza el diseño en base a [1]. Tras finalizar el diseño, se obtiene un rotor cilíndrico con los imanes insertados en el rotor.

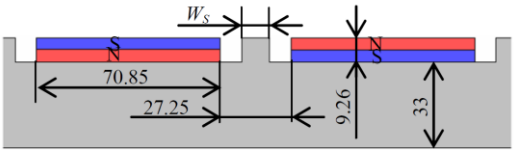


Figura 1 Disposición de los imanes en el rotor

Tras terminar el diseño, se determina el tipo de imán permanente empleado. Se escogen imanes de NdFeB por ser los más eficientes y potentes para aplicaciones de generación de energía. Para elegir correctamente los imanes, se realiza un estudio de sus principales propiedades y parámetros.

El diseño continúa con el proceso de diseño del generador, que es la parte central del trabajo, tomando como base los materiales y las estructuras del rotor y el estator propuestas en los apartados anteriores. Las etapas del prcceso seguido se muestran en la siguiente figura.

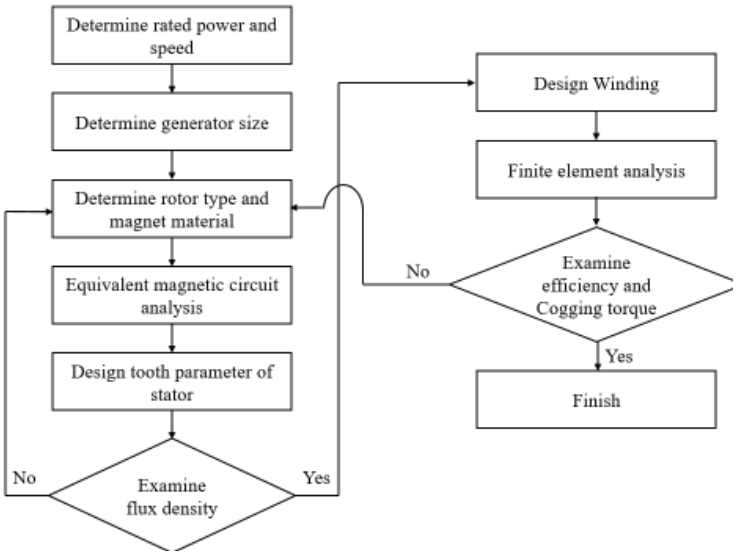


Figura 2 Etapas del proceso de diseño

El diseño parte de unas especificaciones propuestas por el tutor del proyecto, a partir de las que se desarrolla el diseño de los principales parámetros. El espesor de los imanes, la longitud del entrehierro y las dimensiones de las ranuras y el yugo del estator son los principales parámetros calculados. A partir de los resultados obtenidos, se calcula de forma analítica el valor del campo magnético en el entrehierro.

Los resultados obtenidos se comparan con los obtenidos aplicando el método de los elementos finitos. Para este cálculo se emplea el software FEMM y se obtienen unos resultados que validan el diseño propuesto.

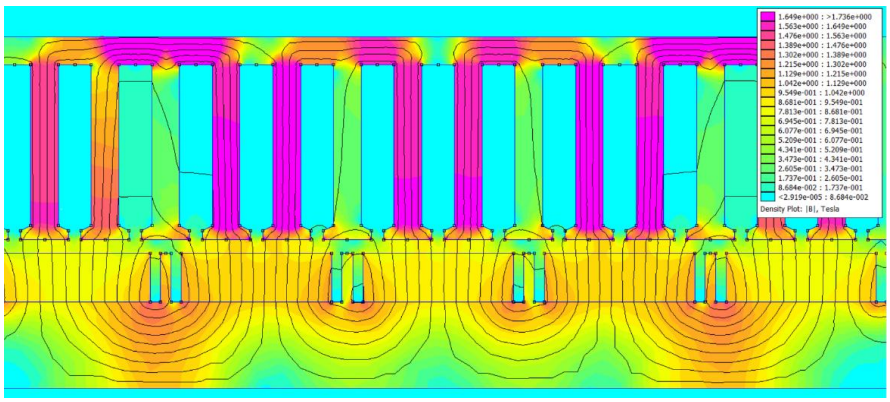


Figura 3 Resultados de la simulación aplicando la herramienta FEMM

La siguiente parte del trabajo consiste en determinar las inductancias y resistencias del generador, para poder calcular posteriormente las variables eléctricas del generador en condiciones nominales. Estas variables se obtienen resolviendo las ecuaciones que rigen el funcionamiento del generador, cuyo desarrollo se explicita en el apartado 11 siguiendo el modelo propuesto en [2].

Con el diseño terminado, se verifica que los imanes permanentes no se desmagnetizan en caso de que ocurra un cortocircuito.

Finalmente, se realiza un estudio de la viabilidad económica de instalar el generador diseñado en un aerogenerador marino. Para una vida útil de 20 años se obtiene una rentabilidad que permite recuperar los gastos y obtener beneficios.

Resultados

A continuación se muestran los parámetros que definen la geometría del devanado diseñado.

Parámetro	Valor
Tipo de devanado	Imbricado de doble capa
Número de ranuras del estator (K)	720
Número de bobinas (B)	720
Número de ranuras por polo (Q)	3
Paso de bobina (y_1)	Diametral (3 ranuras)
Nº de espiras por bobina ($N_{e/b}$)	2
Número de ramas en paralelo por fase ($N_{r/f}$)	15

Tabla 1 Parámetros del devanado del estator obtenidos

Los diferentes parámetros que definen el funcionamiento del generador se muestran a continuación.

Parámetro	Valor
Longitud del entrehierro (mm)	8
Campo magnético en el entrehierro (T)	0.94 T
Espesor de los imanes (mm)	28
Anchura de las ranuras (mm)	16
Espesor del yugo del estator (mm)	16

Tabla 2 Valores del diseño obtenidos

Conclusiones

El presente trabajo ha permitido abordar de forma integral el diseño de un generador síncrono de imanes permanentes para su aplicación en turbinas eólicas marinas, destacando tanto los aspectos constructivos como los de ingeniería. La elección de esta tipología de generador responde a su alta eficiencia, fiabilidad y capacidad para operar en entornos hostiles como los parques eólicos offshore.

Desde el punto de vista constructivo, se ha realizado un análisis detallado de los materiales empleados, destacando el uso de acero eléctrico de alta permeabilidad y de imanes de neodimio con recubrimientos resistentes a la corrosión. Asimismo, se ha optimizado la geometría del estator y del rotor, así como el diseño del devanado, para maximizar la densidad de flujo magnético y minimizar las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas. Cabe destacar que del análisis del precio de los diferentes componentes se desprende el criterio de diseño de minimizar al máximo el acero y el volumen de imanes permanentes empleado.

En cuanto al diseño electromagnético, se ha empleado la simulación por elementos finitos (FEM) como herramienta fundamental para validar los resultados analíticos y optimizar parámetros clave como el entrehierro, la distribución del flujo y la densidad de corriente en las ranuras. Las simulaciones han permitido identificar zonas críticas de saturación magnética y ajustar el diseño para garantizar un funcionamiento eficiente bajo condiciones nominales.

La integración del generador con un convertidor back-to-back ha sido también considerada, asegurando la compatibilidad eléctrica y el cumplimiento de los requisitos de red. Finalmente, se ha realizado un estudio de viabilidad económica que demuestra la rentabilidad del sistema a lo largo de su vida útil.

El trabajo realizado pone de manifiesto la importancia de un enfoque multidisciplinar que combine el conocimiento teórico, la simulación avanzada y el diseño constructivo para el desarrollo de soluciones eficientes y sostenibles en el ámbito de la energía eólica marina.

Referencias

[1] H. Haraguchi, S. Morimoto y M. Sanada, «Suitable design of a PMSG for a Large-scale Wind Power Generator,» *IEEE Xplore,* 2009.

[2] P. Kundur, POWER SYSTEM STABILITY AND CONTROL, N. J.Balu, Ed., Palo Alto, California: McGraw-Hill, 1993.

[3] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins y E. Bossanyi, WIND ENERGY HANDBOOK, Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2001.

[4] S. G. R. Energy, «siemensgamesa,» [En línea]. Available: https://www.siemensgamesa.com.

[5] G. Vernova, «ge,» [En línea]. Available: https://www.ge.com/renewableenergy.

[6] Vestas, «vestas,» [En línea]. Available: https://www.vestas.com.

[7] H. Energy, «hitachienergy,» [En línea]. Available: https://www.hitachienergy.com.

[8] IRENA, «Innovation Outlook: Offshore Wind,» 2023. [En línea]. Available: https://www.irena.org/publications.

[9] EMWorks, «emworks,» 2025. [En línea]. Available: https://www.emworks.com.

[10] S. Ciciola, «Types, performances and design of axial flux electrical machines for wind energy generation,» *Politecnico Milano,* p. 78, 2022.

[11] K. Ping-Kwan, K. Yuriy y J. Senthil, «Generic Models of Wind Turbines for Power System Stability Studies,» *IEEE,* 2009.

[12] M. Á. R. Pozueta, Principios Generales de las Máquinas Eléctricas, Santander: Universidad de Cantabria, 2015.

[13] «Lammotor,» 11 4 2023. [En línea]. Available: https://lammotor.com/difference-between-stator-and-rotor-lamination/.

[14] OSWOS, «oswos,» 2023. [En línea]. Available: https://oswos.com.

[15] C. Fell, «Amortisseur windings in synchronous machines,» de *Electrical Apparatus: Motors & Generators*, 2023, pp. 29-32.

[16] I. Magnets, «imamagnets,» 2025. [En línea]. Available: https://imamagnets.com/.

[17] Y.-K. Wu, «Design of a Large Commercial PMSG-based Wind Generator,» 2019.

[18] V. Motor, «volcanomotor,» [En línea]. Available: https://www.volcanomotor.com.

[19] C.-Y. Hsiao, S.-N. Yeh y J.-C. Hwang, «Design of High Performance Permanent-Magnet Synchronous Wind Generators,» *energies,* p. 20, 2014.

[20] P. Ponomarev, Y. Alexandrova, I. Petrov, P. Lindh, E. Lomonova y J. Pyrhönen, «Inductance Calculation of Tooth-Coil Permanent-Magnet Synchronous Machines,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS,* p. 8, 2014.

[21] D. d. I. E. ICAI, «Apuntes Ingeniería Energética 2ºMII,» 2024, p. 37.

[22] N. Shaik, «DESIGN AND COMPARISSON OF PERMANENT MAGNET MOTOR TOPOLOGIES FOR DIFFERENT APPLICATION SECTORS,» Politecnico Di Milano, 2022.

DESIGN OF THE GENERATOR AND CONVERTER OF AN OFFSHORE WIND TURBINE

Author: Lastra Valdor, Juan.

Director: Talavera Martín, Juan Antonio.

Collaborating Entity: ICAI – Universidad Pontificia Comillas.

PROJECT SUMMARY

Keywords: generator, permanent magnets, winding, rotor, stator, inverter, air gap, design.

Introduction

This project involves the design of a permanent magnet synchronous generator (PMSG) installed in offshore wind turbines.

Methodology

Due to the importance of the context in which the generator is installed, the work begins with a brief explanation of offshore wind energy and the different components of an offshore wind turbine.

After presenting the complete installation of a wind turbine, a state-of-the-art review is conducted on the generators implemented in offshore wind turbines. Four types of generators used in wind turbines are identified, with Type 1 and Type 2 being the simplest. The generator designed in this project is a Type 4, consisting of a synchronous generator isolated from the grid by a back-to-back converter that controls its operation.

Once the type of generator is determined, a theoretical development of the electromagnetic principles governing the operation of a permanent magnet machine with magnets embedded in the rotor is carried out. Additionally, the different types of magnetic materials and their characteristics are presented. From this theoretical study, a series of constructive conclusions are drawn and applied throughout the generator design.

After the theoretical approach to the problem, the different parts of a synchronous generator are described and developed, distinguishing three fundamental elements: the rotor, the stator, and the air gap. Each of these elements is analyzed in detail, including their individual components.

The stator structure is described in depth, and the type of steel used for its construction is selected. The copper winding, through which the currents generated by the electrical machine flow, is also designed.

Once the stator design is completed, the rotor design is carried out, which is the part where the permanent magnets are embedded. As with the stator, the type of electrical steel used in the yoke is selected. Then, the arrangement of the permanent magnets in the rotor is chosen to optimize the design. The result is a cylindrical rotor with embedded magnets.

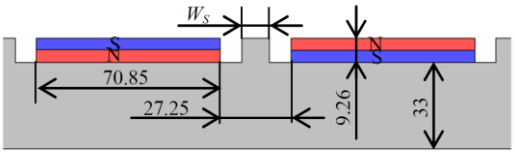


Figure 1 Permanent magnets distribution

The type of permanent magnet used is then determined. NdFeB magnets are selected for their high efficiency and power in energy generation applications. A study of their main properties and parameters is conducted to ensure proper selection.

The design continues with the generator design process, which is the core of the project, based on the materials and structures of the rotor and stator proposed in the previous sections.

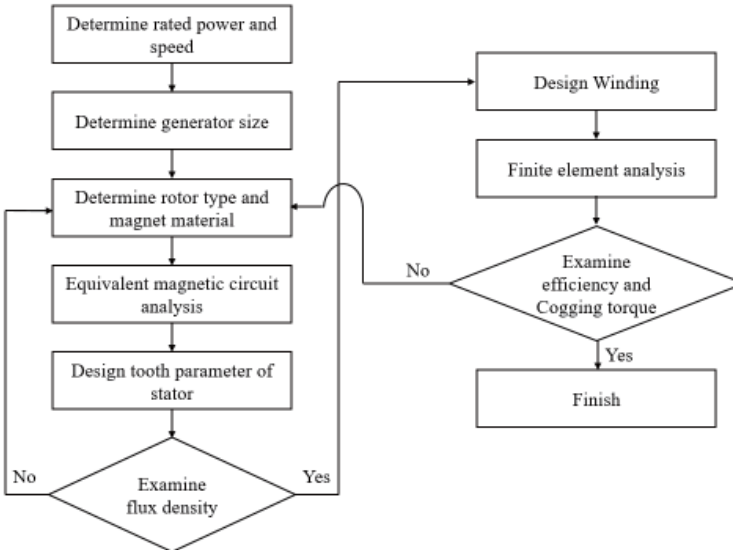


Figure 2 Stages of the design process

The design starts from specifications provided by the project supervisor, from which the main parameters are developed. The magnet thickness, air gap length, and dimensions of the stator slots and yoke are the main parameters calculated. Based on the results, the magnetic field in the air gap is analytically determined.

The results are compared with those obtained using the finite element method (FEM). The FEMM software is used for this calculation, and the results validate the proposed design.

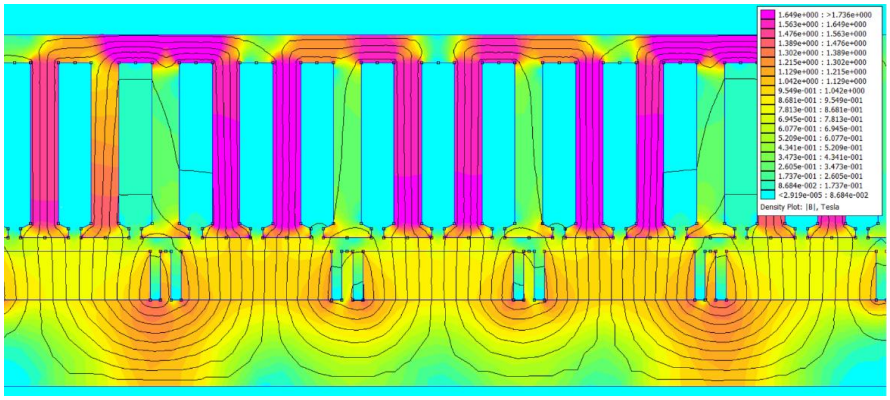


Figure 3 FEMM Simulation results

The next part of the work involves determining the inductances and resistances of the generator to later calculate the electrical variables under nominal conditions. These variables are obtained by solving the equations governing the generator's operation, as detailed in section 11, following the model proposed in [2].

With the design completed, it is verified that the permanent magnets do not demagnetize in the event of a short circuit.

Finally, an economic feasibility study is conducted for installing the designed generator in an offshore wind turbine. For a 20-year service life, the project is shown to be profitable, allowing for cost recovery and generating benefits.

Results

The different parameters that define the winding geometry are shown in the following table.

Parameter	Value
Type of winding	Double-layer lap
Number of stator slots (K)	720
Number of coils (B)	720
Slots per pole (Q)	3
Coil pitch (y_1)	Diametral (3 slots)
Turns per coil (Ne/b)	2
Parallel branches per phase (Nr/f)	15

Table 1 Parameters of the stator winding

The main parameters which define the generator behavior are shown in the following table.

Parameter	Value
Type of winding	Double-layer lap
Number of stator slots (K)	720
Number of coils (B)	720
Slots per pole (Q)	3
Coil pitch (y_1)	Diametral (3 slots)
Turns per coil (Ne/b)	2
Parallel branches per phase (Nr/f)	15

Table 2 Parameters of the stator winding

Conclusions

This work has enabled a comprehensive approach to the design of a permanent magnet synchronous generator for application in offshore wind turbines, highlighting both construction and engineering aspects. The choice of this type of generator is due to its high efficiency, reliability, and ability to operate in harsh environments such as offshore wind farms.

From a construction standpoint, a detailed analysis of the materials used has been carried out, emphasizing the use of high-permeability electrical steel and neodymium magnets with corrosion-resistant coatings. Additionally, the geometry of the stator and rotor, as well as the winding design, have been optimized to maximize magnetic flux density and minimize hysteresis and eddy current losses. It is worth noting that the cost analysis of the various components supports the design criterion of minimizing the use of steel and the volume of permanent magnets.

Regarding the electromagnetic design, finite element method (FEM) simulation has been employed as a fundamental tool to validate analytical results and optimize key parameters such as the air gap, flux distribution, and current density in the slots. The simulations have made it possible to identify critical areas of magnetic saturation and adjust the design to ensure efficient operation under nominal conditions.

The integration of the generator with a back-to-back converter has also been considered, ensuring electrical compatibility and compliance with grid requirements. Finally, an economic feasibility study has been conducted, demonstrating the system's profitability over its service life.

The work carried out highlights the importance of a multidisciplinary approach that combines theoretical knowledge, advanced simulation, and constructive design to develop efficient and sustainable solutions in the field of offshore wind energy.

References

[1] H. Haraguchi, S. Morimoto y M. Sanada, «Suitable design of a PMSG for a Large-scale Wind Power Generator,» *IEEE Xplore,* 2009.

[2] P. Kundur, POWER SYSTEM STABILITY AND CONTROL, N. J.Balu, Ed., Palo Alto, California: McGraw-Hill, 1993.

[3] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins y E. Bossanyi, WIND ENERGY HANDBOOK, Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2001.

[4] S. G. R. Energy, «siemensgamesa,» [En línea]. Available: https://www.siemensgamesa.com.

[5] G. Vernova, «ge,» [En línea]. Available: https://www.ge.com/renewableenergy.

[6] Vestas, «vestas,» [En línea]. Available: https://www.vestas.com.

[7] H. Energy, «hitachienergy,» [En línea]. Available: https://www.hitachienergy.com.

[8] IRENA, «Innovation Outlook: Offshore Wind,» 2023. [En línea]. Available: https://www.irena.org/publications.

[9] EMWorks, «emworks,» 2025. [En línea]. Available: https://www.emworks.com.

[10] S. Ciciola, «Types, performances and design of axial flux electrical machines for wind energy generation,» *Politecnico Milano,* p. 78, 2022.

[11] K. Ping-Kwan, K. Yuriy y J. Senthil, «Generic Models of Wind Turbines for Power System Stability Studies,» *IEEE,* 2009.

[12] M. Á. R. Pozueta, Principios Generales de las Máquinas Eléctricas, Santander: Universidad de Cantabria, 2015.

[13] «Lammotor,» 11 4 2023. [En línea]. Available: https://lammotor.com/difference-between-stator-and-rotor-lamination/.

[14] OSWOS, «oswos,» 2023. [En línea]. Available: https://oswos.com.

[15] C. Fell, «Amortisseur windings in synchronous machines,» de *Electrical Apparatus: Motors & Generators*, 2023, pp. 29-32.

[16] I. Magnets, «imamagnets,» 2025. [En línea]. Available: https://imamagnets.com/.

[17] Y.-K. Wu, «Design of a Large Commercial PMSG-based Wind Generator,» 2019.

[18] V. Motor, «volcanomotor,» [En línea]. Available: https://www.volcanomotor.com.

[19] C.-Y. Hsiao, S.-N. Yeh y J.-C. Hwang, «Design of High Performance Permanent-Magnet Synchronous Wind Generators,» *energies,* p. 20, 2014.

[20] P. Ponomarev, Y. Alexandrova, I. Petrov, P. Lindh, E. Lomonova y J. Pyrhönen, «Inductance Calculation of Tooth-Coil Permanent-Magnet Synchronous Machines,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS,* p. 8, 2014.

[21] D. d. I. E. ICAI, «Apuntes Ingeniería Energética 2ºMII,» 2024, p. 37.

[22] N. Shaik, «DESIGN AND COMPARISSON OF PERMANENT MAGNET MOTOR TOPOLOGIES FOR DIFFERENT APPLICATION SECTORS,» Politecnico Di Milano, 2022.

ÍNDICE

1. INTRODUCCIÓN 22
1.1. HISTORIA Y EVOLUCIÓN TECNOLÓGICA 22
1.2. FABRICANTES DE AEROGENERADORES MARINOS CON PMSG 22
1.2.1. Siemens gamesa renewable energy 22
1.2.2. GE Vernova 23
1.2.3. Vestas 23
1.2.4. MINGYANG Smart Energy 23
1.2.5. Goldwind 23
2. FUNCIONAMIENTO DE LOS AEROGENERADORES 24
2.1. COEFICIENTES 25
2.2. CURVA DE POTENCIA Y CONTROL DE UN GENERADOR ELÉCTRICO DE VELOCIDAD DE GIRO VARIABLE 25
2.2.1. Zona de no producción 26
2.2.2. Zona de carga parcial 26
2.2.3. Zona de plena carga 26
2.2.4. Zona de velocidad de rotación máxima 26
2.3. PARTES PRINCIPALES DE UN AEROGENERADOR 27
3. TIPOLOGÍAS DE GENERADORES ELÉCTRICOS 29
3.1. GENERADORES SÍNCRONOS Y GENERADORES ASÍNCRONOS 29
3.1.1. Generadores asíncronos 29
3.1.2. Generadores síncronos 29
3.2. TIPOS DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS SEGÚN LA DIRECCIÓN DEL FLUJO MAGNÉTICO 30
3.2.1. Máquinas eléctricas de flujo axial 30
3.2.2. Máquinas eléctricas de flujo radial 30
3.3. TRANSMISIÓN DIRECTA Y CAJA DE ENGRANAJES 31
3.3.1. Caja de engranajes 31
3.3.2. Transmisión directa 31
3.4. TIPOS DE GENERADORES DE TURBINAS EÓLICAS 32
3.4.1. Tipo 1: Máquina de inducción directamente conectada 32
3.4.2. Tipo 2: Máquina de inducción con resistencia del rotor variable 32
3.4.3. Tipo 3: Máquina de inducción de doble alimentación 33
3.4.4. Tipo 4: Generador conectado a la red a través de un convertidor Back to Back 33

4. PRINCIPIOS MAGNÉTICOS DEL GENERADOR 35
4.1. CAMPO MAGNÉTICO 35
4.2. MATERIALES MAGNÉTICOS 36
4.2.1. Materiales diamagnéticos 36
4.2.2. Materiales paramagnéticos 36
4.2.3. Materiales ferromagnéticos 37
4.3. CURVA DE MAGNETIZACIÓN Y CICLO DE HISTÉRESIS 37
4.4. PÉRDIDAS MAGNÉTICAS 39
4.4.1. Pérdidas por histéresis 39
4.4.2. Pérdidas por corrientes de Foucault 40
4.5. CIRCUITOS MAGNÉTICOS 40
4.5.1. Ecuaciones de un circuito magnético simple. 41
4.5.2. Ecuaciones de dos circuitos magnéticos acoplados 41
4.6. CONCLUSIONES CONSTRUCTIVAS 42
5. COMPONENTES DE UN GENERADOR SÍNCRONO DE IMANES PERMANENTES 44
6. ELEMENTOS DEL ESTATOR 45
6.1. LAMINADO 45
6.1.1. Determinación del material empleado en las láminas del estator 45
6.2. CARCASA 47
6.3. DEVANADOS 48
6.3.1. Partes de los devanados 48
6.3.2. Tipos de devanados del estator 49
6.3.3. Tipos de devanados en función de las ranuras 51
6.3.4. Tipos de devanados según los grupos polares 51
6.3.5. Tipos de devanados según el orden de sucesión de los lados activos de una fase 52
6.3.6. Parámetros de los devanados 54
6.3.7. Cálculo del número de espiras por bobina 56
6.3.8. Sección de cobre de los conductores del estator 58
6.4. RANURAS 59
6.5. MATERIAL AISLANTE EN EL ESTATOR 59
7. ELEMENTOS DEL ROTOR 61
7.1. DEVANADOS AMORTIGUADORES 62
7.2. GEOMETRÍAS DEL ROTOR 63
7.2.1. Máquina síncrona de polos salientes 63

7.2.2. Máquina síncrona de rotor cilíndrico 64
7.3. DISPOSICIONES TÍPICAS DE LOS IMANES PERMANENTES 64
7.3.1. SPM (imanes permanentes montados en la superficie del rotor) 64
7.3.2. Imanes permanentes insertados en el interior del rotor 65
7.3.3. Selección del tipo de disposición de los imanes 66
8. IMANES PERMANENTES 68
8.1. TIPOS DE IMANES PERMANENTES 68
8.1.1. Imanes de Neodimio 68
8.1.2. Imanes de ferrita 69
8.1.3. Imanes de Samario 70
8.1.4. Imanes de Álnico 70
8.2. SELECCIÓN DEL TIPO DE IMÁN 70
9. PROCESO DE DISEÑO DEL GENERADOR 73
9.1. ETAPA 1: ESPECIFICACIONES DEL GENERADOR 73
9.2. ETAPA 2: DETERMINACIÓN DEL TAMAÑO DEL GENERADOR 74
9.3. ETAPA 3: DETERMINACIÓN DEL TIPO DE ROTOR Y EL MATERIAL DE LOS IMANES PERMANENTES 75
9.3.1. Cálculo de los parámetros principales del rotor 75
9.4. ETAPA 4: ANÁLISIS DEL CIRCUITO MAGNÉTICO EQUIVALENTE ... 77
9.5. ETAPA 5: DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LAS RANURAS Y LOS DIENTES DEL ESTATOR 83
9.6. ETAPA 6: EXAMINAR EL CAMPO MAGNÉTICO 85
9.7. ETAPA 7: DISEÑO DEL DEVANADO 85
9.8. ETAPA 8: SIMULACIÓN POR ELEMENTOS FINITOS 85
9.9. ETAPA 9: EFICIENCIA 88
10. CÁLCULO DE LAS INDUCTANCIAS Y RESISTENCIAS DEL GENERADOR 89
10.1. CÁLCULO DE LAS INDUCTANCIAS DEL GENERADOR 89
10.1.1. Inductancia magnetizante 89
10.1.2. Inductancias de dispersión 89
10.2. CÁLCULO DE LA RESISTENCIA DEL GENERADOR 93
10.2.1. Pérdidas en el cobre 93
10.2.2. Pérdidas en el hierro 94
11. ECUACIONES DEL GENERADOR SÍNCRONO 96
11.1. ECUACIONES DE LOS CIRCUITOS DEL ESTATOR 96
11.1.1. Autoinductancias del estator 97

11.1.2. Inductancias mutuas del estator 98
11.1.3. Inducción de los imanes permanentes del rotor en los devanados del estator 98
11.2. ECUACIONES DE LOS CIRCUITOS DEL ROTOR 99
11.3. TRANSFORMADA dq0 99
11.3.1. Ecuaciones del estator en ejes dq0 100
11.3.2. Potencia eléctrica y par eléctrico 101
11.4. SISTEMA POR UNIDAD 102
11.5. FUNCIONAMIENTO EN REGIMEN ESTACIONARIO 104
11.5.1. Representación fasorial 104
11.5.2. Ángulo de carga ($\boldsymbol{\delta i}$) 105
11.5.3. Identificar ejes dq 106
11.5.4. Circuito equivalente en régimen estacionario 107
12. INVERSOR 109
13. CORTOCIRCUITO 110
13.1. CÁLCULO DE LA CORRIENTE DE CORTOCIRCUITO 110
13.2. DESMAGNETIZACIÓN DE LOS IMANES 111
14. VIABILIDAD ECONÓMICA Y RENTABILIDAD 116
14.1. CÁLCULO DEL CAPEX 116
14.2. CÁLCULO DEL OPEX 117
14.3. VALORACIÓN ECONÓMICA DEL PROYECTO 117
15. CONCLUSIONES 119
15.1. TRABAJOS FUTUROS 119
16. REFERENCIAS 120
ANEXO 1 122
ANEXO 2 123

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 Disposición de los imanes en el rotor 4
Figura 2 Etapas del proceso de diseño..... 4
Figura 3 Resultados de la simulación aplicando la herramienta FEMM..... 5
Figura 2 Tubo de corriente de aire que atraviesa el rotor aerodinámico 24
Figura 3 Velocidad y presión estática del viento a lo largo del tubo de corriente 25
Figura 4 Curva de potencia de un aerogenerador 27
Figura 5 Partes principales de un aerogenerador..... 27
Figura 6 Rotor de jaula de ardilla 29
Figura 7 Esquema máquina síncrona de imanes permanentes de flujo axial 30
Figura 8 Esquema máquina síncrona de imanes permanentes de flujo radial 30
Figura 9 Esquema del aerogenerador de Tipo 1 32
Figura 10 Esquema del aerogenerador de Tipo 2 33
Figura 11 Esquema del aerogenerador de Tipo 3 33
Figura 12 Esquema del aerogenerador de Tipo 4 34
Figura 13 Curva de magnetización de un material ferromagnético (color rojo) y de un material amagnético (color azul) 38
Figura 14 Ciclo de histéresis en un material ferromagnético 39
Figura 15 Ciclos de histéresis con diferentes pérdidas..... 40
Figura 16 Circuitos magnéticos acoplados..... 41
Figura 17 Laminado para reducir las corrientes de Foucault 43
Figura 18 Elementos principales de un generador síncrono de imanes permanentes 44
Figura 19 Laminado del estator..... 45
Figura 20 Carcasa de un generador síncrono..... 48
Figura 21 Partes de una bobina: cabeza de bobina (2), lados activos (1)..... 49
Figura 22 Paso de bobina 49
Figura 23 Devanado concentrado para estator de polos salientes 50
Figura 24 Disposición espiras en un devanado concentrado..... 50
Figura 25 Devanado distribuido 50
Figura 26 Disposición de las espiras en un devanado distribuido..... 50
Figura 27 Devanado distribuido en una máquina real..... 51
Figura 28 Devanados de una capa (a) y devanados de dos capas (b). Siendo (1) el lado activo y (2) el material aislante..... 51

Figura 29 Devanado trifásico concéntrico por polos consecuentes, 4 polos, de una capa, 2 grupos polares por cada fase, 3 bobinas por grupo polar. En esta figura solo se representa una de las tres fases. 52

Figura 30 Devanado trifásico imbricado por polos de doble capa con 3 bobinas por grupo polar. Máquina de 4 polos y devanado de 4 grupos polares. Estator de 36 ranuras. En esta figura solo se representa una de las tres fases. 53

Figura 31 Devanado trifásico ondulado por polos de doble capa con 2 bobinas por grupo polar. Máquina de 4 polos y devanado de 4 grupos polares. Estator de 24 ranuras. En esta figura solo se representa una de las tres fases. 54

Figura 32 Esquema del devanado del generador 56

Figura 33 Valores de intensidades admisibles de diferentes geometrías de pletinas de cobre del fabricante BRONMETAL 58

Figura 34 Disposición de las pletinas en las ranuras del estator y el separador de ranura 59

Figura 35 Tipos de ranuras 59

Figura 36 Detalle del aislamiento empleado en las ranuras del estator 60

Figura 37 Rotor de un generador síncrono de imanes permanentes 61

Figura 38 Lámina de rotor con orificios de ventilación y huecos para insertar los imanes permanentes 61

Figura 39 Paso polar 62

Figura 40 Segmento de anillo de cortocircuito con las barras del devanado de amortiguación atravesando uno de los polos 62

Figura 41 Máquina síncrona de polos salientes 64

Figura 42 Máquina síncrona de rotor cilíndrico 64

Figura 43 Rotor con imanes permanentes montados en la superficie 65

Figura 44 Rotor con imanes permanentes interiores magnetizados tangencialmente 65

Figura 45 Rotor con imanes permanentes interiores magnetizados radialmente 65

Figura 46 Rotor con imanes permanentes interiores insertados 66

Figura 47 Tabla con los diferentes escenarios simulados para cada disposición de los imanes permanentes en el rotor 66

Figura 48 Gráfica del par máximo desarrollado en condiciones nominales en los diferentes escenarios de cada disposición de los imanes permanentes en el rotor 67

Figura 49 Gráfica de la potencia generada en condiciones nominales en los diferentes escenarios de cada disposición de los imanes permanentes en el rotor 67

Figura 50 Gráfica de las pérdidas magnéticas en condiciones nominales en los diferentes escenarios de cada disposición de los imanes permanentes en el rotor 67

Figura 51 Gráfico de la eficiencia obtenida en condiciones nominales en los diferentes escenarios de cada disposición de los imanes permanentes en el rotor 67

Figura 52 Esquema del proceso de fabricación de los imanes de neodimio 69

Figura 53 Diferentes tipos de imanes de ferrita 70

Figura 54 Proceso de diseño de un generador síncrono 73
Figura 55 Parámetros geométricos del rotor y el entrehierro 76
Figura 56 Diagrama esquemático del camino recorrido por el flujo magnético 78
Figura 57 Circuito magnético equivalente..... 78
Figura 58 Circuito magnético simplificado 79
Figura 59 Relación entre la densidad de flujo magnético normalizada y el coeficiente de permeabilidad Pc (siendo Am = Ag) 81
Figura 60 Relación entre el flujo magnético en el entrehierro y los grados eléctricos para un paso polar de 1 81
Figura 61 Relación entre el flujo magnético en el entrehierro y los grados eléctricos para un paso polar de 0.5 81
Figura 62 Parámetros geométricos del estator..... 84
Figura 63 Dimensiones del pie de ranura del estator en mm..... 85
Figura 64 Dominio geométrico importado en FEMM 86
Figura 65 Asignación de las propiedades físicas de cada parte en FEMM 86
Figura 66 Malla de triángulos definida por FEMM sobre la geometría del problema... 87
Figura 67 Intensidad de campo magnético en cada punto del generador..... 87
Figura 68 Curva de histéresis del acero eléctrico M19 88
Figura 69 Factor de dispersión armónica en función de la relación entre la expensión de la bobina y el paso polar, y el número de ranuras por polo y fase..... 90
Figura 70 Diferentes caminos del flujo de dispersión en las cabezas de las bobinas..... 90
Figura 71 Parámetros geométricos de las ranuras del estator..... 92
Figura 72 Parámetros de la ranura para el cálculo de la inductancia de dispersión de ranura 92
Figura 73 Esquema del circuito magnético del generador síncrono..... 96
Figura 74 Representación fasorial en ejes dq de la tensión..... 105
Figura 75 Representación fasorial en ejes dq de la tensión y la corriente de armadura 105
Figura 76 Diagrama fasorial de la tensión del estator 106
Figura 77 Circuito equivalente de un generador síncrono en régimen permanente 107
Figura 78 Partes del convertidor Back-to-Back conectado al generador 109
Figura 79 Esquema circuito RL.....110
Figura 80 Curvas de desmagnetización del imán N38UH para diferentes temperaturas 113
Figura 81 Circuito magnético empleado para aplicar la ley de Ampere 115

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 Parámetros del devanado del estator obtenidos. **¡Error! Marcador no definido.**

Tabla 2 Valores del diseño obtenidos..... **¡Error! Marcador no definido.**

Tabla 3 Equivalencias de los grados de acero al silicio entre nomenclatura AISI y EN 10106 46

Tabla 4 Propiedades de los diferentes aceros eléctricos ofrecidos por thyssenkrupp 47

Tabla 5 Propiedades de los diferentes aceros eléctricos ofrecidos por thyssenkrupp II. 47

Tabla 6 Parámetros del devanado del estator..... 56

Tabla 7 Parámetros de las bobinas del devanado del estator 58

Tabla 8 Valores del paso polar en diferentes unidades 62

Tabla 9 Propiedades de los diferentes recubrimientos aplicados en los imanes de neodimio 68

Tabla 10 Parámetros de diferentes modelos de imanes permanentes 71

Tabla 11 Características magnéticas del imán permanente seleccionado..... 72

Tabla 12 Permeabilidad magnética de diferentes materiales 72

Tabla 13 Datos de partida del generador 73

Tabla 14 Restricciones impuestas por el convertidor instalado..... 74

Tabla 15 Dimensiones del generador..... 75

Tabla 16 Valores de los parámetros geométricos de los imanes permanentes y el entrehierro..... 77

Tabla 17 Ecuaciones de las reluctancias y los flujos magnéticos del circuito magnético equivalente..... 79

Tabla 18 Elección de $\alpha p - p$ óptimo 82

Tabla 19 Parámetros geométricos de las ranuras del estator 91

Tabla 20 Valores de las inductancias del generador 93

Tabla 21 Resistividad del cobre para diferentes temperaturas 93

Tabla 22 Valores base originales del sistema por unidad 102

Tabla 23 Valores base del sistema por unidad desarrollados a partir de los originales 103

Tabla 24 Valores de HcJ para diferentes temperaturas de trabajo de los imanes N38UH 113

Tabla 25 Masas de los materiales empleados en el generador 116

Tabla 26 Precio de cada material empleado 116

1. INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas, la energía eólica marina ha emergido como una de las fuentes renovables más prometedoras para la transición energética global. En este contexto, los generadores síncronos de imanes permanentes (PMSG, por sus siglas en inglés) se han consolidado como una tecnología clave en el diseño de turbinas eólicas marinas de gran potencia, especialmente en configuraciones de transmisión directa (sin multiplicadora). Estos generadores destacan por su alta eficiencia, bajo mantenimiento y capacidad para operar en condiciones ambientales extremas, como las que se presentan en el entorno marino.

El uso de generadores síncronos de imanes permanentes (PMSG) en turbinas eólicas marinas se ha expandido notablemente en la última década debido a una combinación de ventajas técnicas y operativas. Por un lado, estos generadores ofrecen una mayor eficiencia energética al eliminar la necesidad de excitación eléctrica externa, lo que permite reducir las pérdidas internas hasta un 30%. Además, al prescindir de escobillas y sistemas de excitación, disminuyen significativamente los requerimientos de mantenimiento, una ventaja crucial en entornos marinos donde el acceso a las turbinas es limitado y costoso. Su compatibilidad con sistemas de transmisión directa permite eliminar la caja multiplicadora, uno de los componentes más propensos a fallos en turbinas convencionales, lo que incrementa la fiabilidad general del sistema. Finalmente, los PMSG presentan un excelente rendimiento a bajas velocidades de rotación, lo que los hace especialmente adecuados para turbinas de gran diámetro utilizadas en parques eólicos offshore, donde las condiciones de viento son más constantes pero menos intensas que en tierra firme. [3]

1.1.HISTORIA Y EVOLUCIÓN TECNOLÓGICA

El desarrollo de los generadores síncronos de imanes permanentes comenzó a intensificarse a finales del siglo XX, impulsado por la necesidad de mejorar la eficiencia energética y reducir el mantenimiento en sistemas de generación eléctrica. Aunque inicialmente se aplicaron en sistemas hidroeléctricos de pequeña escala, su adopción en la energía eólica se aceleró con la maduración de los imanes de tierras raras (como el neodimio-hierro-boro), que permitieron diseños más compactos y potentes. Las primeras implementaciones en turbinas eólicas marinas se dieron en Europa del Norte, especialmente en Dinamarca y Alemania, donde se instalaron los primeros parques offshore con tecnología de transmisión directa.

1.2.FABRICANTES DE AEROGENERADORES MARINOS CON PMSG

A continuación, se presentan los principales fabricantes de aerogeneradores marinos a nivel mundial, que han implantado PMSG en sus turbinas.

1.2.1. Siemens gamesa renewable energy

Con sede en España y Alemania, es uno de los líderes mundiales en energía eólica marina. Sus generadores síncronos de imanes permanentes (PMSG) tienen potencias que oscilan entre los 6 MW y los15 MW, destacando el modelo SG 14-222 DD de 15 MW. Estos generadores se fabrican en Dinamarca, Alemania y España, y son diseñados y producidos internamente por la empresa. Utilizan tecnología de transmisión directa, refrigeración líquida y están optimizados para operar en condiciones extremas. La empresa ha experimentado un crecimiento sostenido, con más de 10 GW contratados en proyectos marinos en 2024. Destaca la presencia de sus aerogeneradores con PMSG en los parques eólicos marinos Borssele 1 y 2 en los Países Bajos. [4]

1.2.2. GE Vernova

Esta empresa, anteriormente conocida como GE Renewable energy, tiene su sede en Estados Unidos y Francia. Su modelo de aerogenerador Haliade-X alcanza hasta 14 MW de potencia con un generador PMSG de gran diámetro. Estos generadores se fabrican en Saint-Nazaire (Francia) y próximamente empezarán a fabricar en Estados Unidos. GE diseña y ensambla sus propios generadores, que se caracterizan por su diseño modular, refrigeración por aire y alta eficiencia. La empresa ha crecido rápidamente gracias a su participación en proyectos como Dogger Bank en el Reino Unido. [5]

1.2.3. Vestas

Con sede en Dinamarca, ha adoptado la tecnología PMSG en sus turbinas offshore más modernas, como el modelo V236. Este modelo incorpora un generador de 15 MW fabricado por la propia empresa en Dinamarca, Reino Unido y Taiwán. Vestas ha incrementado su presencia offshore y ha invertido intensamente en investigación y desarrollo para diferenciarse como referente en la industria de la energía eólica marina. [6]

1.2.4. MINGYANG Smart Energy

Con sede en China, fabrica generadores PMSG de hasta 16 MW como el modelo MySE 16.0-242. Estos generadores se producen en Guangdong y en nuevas plantas en Alemania y Vietnam. La empresa fabrica sus propios generadores, que combinan transmisión híbrida, refrigeración líquida y adaptabilidad a climas tropicales. MingYang ha expandido su presencia en Europa y América Latina en los últimos años. [7]

1.2.5. Goldwind

También con sede en China, produce generadores PMSG de hasta 13 MW en sus instalaciones de Xinjiang y Jiangsu. La empresa fabrica internamente sus generadores, que utilizan transmisión directa, diseño compacto y refrigeración por aire. Goldwind ha instalado más de 10 GW en parques offshore en China y está expandiéndose a mercados emergentes. [8]

2. FUNCIONAMIENTO DE LOS AEROGENERADORES

Los aerogeneradores son aparatos que absorben energía cinética del viento para hacer girar una turbina eólica. Para conseguir esto, la masa de aire que atraviesa el rotor aerodinámico pierde velocidad. Si se asume que el aire que atraviesa el rotor permanece separado del aire circundante en todo momento, se puede asumir que el flujo másico que atraviesa las secciones del tubo de corriente de la Figura 4 es constante. Siendo el flujo másico constante, la sección del tubo de corriente de aire es mayor aguas abajo del rotor debido a que el aire pierde velocidad y no se expande.

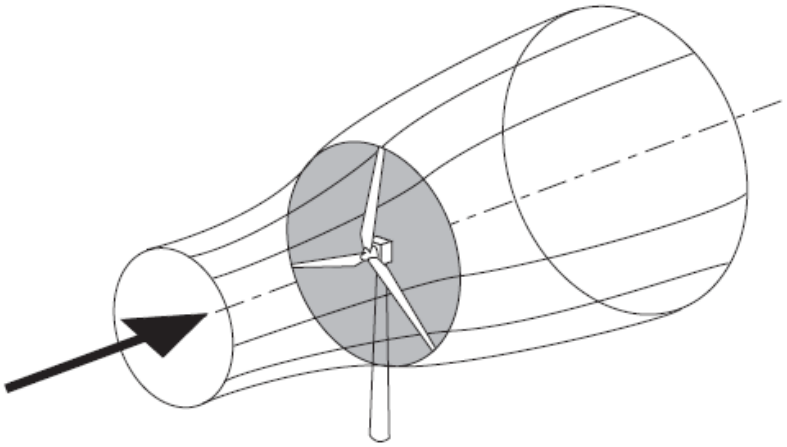


Figura 4 Tubo de corriente de aire que atraviesa el rotor aerodinámico

Aunque se extrae energía cinética del flujo de aire, no es posible ni deseable que haya un cambio brusco en la velocidad del viento, ya que eso requiere aceleraciones y fuerzas demasiado intensas. Sin embargo, sí se puede extraer energía de la presión del aire de forma más abrupta; de hecho todos los aerogeneradores funcionan de esta manera.

La presencia del aerogenerador hace que el aire que se aproxima (aguas arriba) se desacelere gradualmente. Así, cuando el aire llega al disco del rotor, su velocidad ya es menor que la del viento circundante. Esta desaceleración provoca que el tubo de corriente se expanda, y como aún no se ha realizado trabajo sobre el aire, su presión estática aumenta para compensar la pérdida de energía cinética. Al pasar por el rotor, el diseño del aerogenerador provoca una caída en la presión estática del aire, de forma que al salir, el aire tiene una presión inferior a la atmosférica. Tras atravesar el rotor, el aire continúa aguas abajo con menor velocidad y presión estática, formando lo que se conoce como estela. Finalmente, aguas abajo del rotor, la presión estática debe volver al nivel atmosférico para alcanzar el equilibrio. Para conseguir este aumento de presión se reduce la energía cinética, lo que causa una desaceleración adicional del viento. De este proceso se concluye que entre dos puntos suficientemente alejados, estando uno aguas arriba y otro aguas abajo del rotor, no existe una diferencia en sus presiones estáticas, pero sí en sus energías cinéticas. [3]

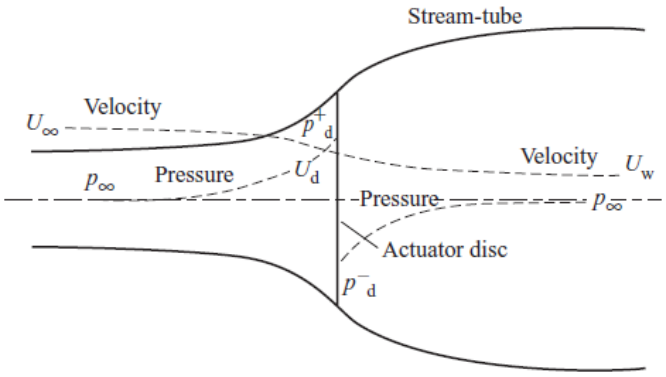


Figura 5 Velocidad y presión estática del viento a lo largo del tubo de corriente

2.1.COEFICIENTES

Relación de velocidad específica (TSR por sus siglas en inglés)

El TSR se define como el cociente fr la velocidad tangencial en la punta de la pala entre la velocidad del viento. Este parámetro sirve para determinar la eficiencia de una turbina eólica. Cuanto mayor es la velocidad de la punta de las palas, mayor es el nivel de ruido y las fuerzas centrífugas sufridas por las palas. [3]

$$\lambda = \frac{n_{rotor} \cdot R_{rotor}}{v_{viento}} \quad (1)$$

Coeficiente de potencia (C_p)

Este coeficiente se define como el cociente de la potencia absorbida por la turbina entre la potencia del viento. La potencia máxima que una turbina puede absorber del viento viene definida por el límite de Betz, el cual dicta que una turbina eólica no puede absorber más del 59.3% de la potencia del viento. Este límite es físico y no depende del diseño de la turbina.

$$C_p = \frac{P_{absorbida}}{P_{viento}} = \frac{P_{absorbida}}{\frac{1}{2}\rho A v^3_{viento}} \quad (2)$$

Donde:

- A: sección barrida por el rotor del aerogenerador
- ρ: densidad del viento

2.2.CURVA DE POTENCIA Y CONTROL DE UN GENERADOR ELÉCTRICO DE VELOCIDAD DE GIRO VARIABLE

En la operación de un aerogenerador se distinguen tres zonas de funcionamiento, como se muestra en la Figura 6. [3]

2.2.1. Zona de no producción

En esta zona de funcionamiento la potencia absorbida del viento no es suficiente para vencer el par eléctrico del generador. El generador comenzará a producir energía eléctrica una vez se haya superado la velocidad del viento mínima.

2.2.2. Zona de carga parcial

Esta zona se encuentra entre la velocidad de viento mínima y la velocidad de viento a la que se produce la potencia nominal del generador (velocidad de viento nominal). En esta zona la potencia generada es inferior a la potencia nominal. Para conseguir una generación óptima de energía, en esta zona se emplea un control de par. Con este control se optimiza el TSR para cada velocidad de viento, lo que implica que el C_p es máximo, con lo que se maximiza la potencia capturada por el rotor aerodinámico. Para conseguir este control, se ajusta la velocidad de rotación en función de la velocidad del viento para optimizar el par producido (TSR óptimo)

2.2.3. Zona de plena carga

En la zona de funcionamiento entre la velocidad de viento nominal y la velocidad de rotación máxima de la turbina, existen dos alternativas de control diferentes.

La primera estrategia de control busca mantener constante el par absorbido de forma que se mantenga el par nominal. Según aumenta la potencia porporcionada por el viento, el control aumenta la velocidad de giro del rotor para poder absorber la potencia manteniendo el par constante.

La segunda estrategia de control busca mantener constante la potencia generada. Este control se consigue disminuyendo el par demandado de manera inversamente proporcional al aumento de la velocidad de rotación del rotor. Esta estrategia de control es más atractiva desde el punto de vista de la calidad de la energía producida.

Ambas estrategias de control están limitadas por la velocidad de rotación máxima de la turbina, la cual puede venir dada por normativa acústica, carga máxima soportada o por restricciones de diseño.

2.2.4. Zona de velocidad de rotación máxima

Si se alcanza la velocidad de rotación máxima del rotor y la velocidad del viento sigue aumentando, se cambia la estrategia de control de manera que la velocidad de rotación se mantenga constante mientras se aumenta el par absorbido por el rotor aerodinámico. Esta estrategia se mantendría hasta que se alcanzase la velocidad de viento máxima, a partir de la cual se debe detener la generación de energía.

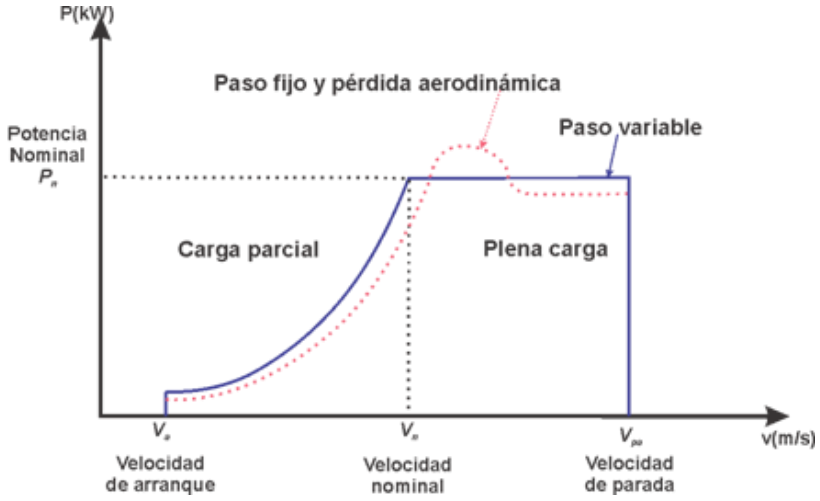


Figura 6 Curva de potencia de un aerogenerador

2.3.PARTES PRINCIPALES DE UN AEROGENERADOR

En este apartado se indican las diferentes partes de un aerogenerador empleando la Figura 7 para apoyar la explicación.

Figura 7 Partes principales de un aerogenerador

1. Palas: son los componentes encargados de absorber la energía cinética del viento y convertirla en energía mecánica de rotación. Los aerogeneradores marinos se fabrican con tres palas de materiales compuestos (fibra de carbono o fibra de vidrio) debido a que este diseño optimiza su equilibrio, eficiencia, estabilidad y coste de fabricación.
2. Buje: es el componente central del rotor al que se conectan las palas y que se encarga de transmitir el movimiento de las palas al sistema de generación eléctrico.

3. Eje: conecta el buje con la multiplicadora (o con el rotor del generador en el caso de los aerogeneradores de conexión directa).
4. Multiplicadora: aumenta la velocidad de rotación del rotor del generador en comparación con la velocidad de rotación de las palas (en el caso del generador que se diseña se opta por un diseño sin multiplicadora; las razones se explican en un apartado posterior).
5. Freno de disco: sistema redundante de seguridad que complementa al freno aerodinámico. Su función es actuar como una carga mecánica de frenado del aerogenerador en situaciones extremas o de fallo del sistema.
6. Acoplamiento con generador.
7. Sistema de control: su función es controlar a los sistemas Yaw y de paso para conseguir optimizar la captura de energía eólica, o minimizarla en el caso de condiciones de viento extremas.
8. Sistema de refrigeración: encargado de mantener la temperatura de operación dentro del rango admisible del aerogenerador.
9. Sistema de medición eólica: se instala en el exterior de la góndola y proporciona al sistema de control las características del viento.
10. Generador: máquina eléctrica que convierte la energía de rotación producida por el aerogenerador en energía eléctrica.
11. Sistema de Yaw: mecanismo que se encarga de orientar el rotor aerodinámico en la dirección del viento para optimizar la captura de energía, o en una posición que proteja al aerogenerador en situaciones de viento extremas.
12. Góndola: estructura que aloja y protege los diferentes componentes del aerogenerador. Además, sirve de soporte a las palas del rotor.
13. Rodamiento del sistema Yaw.
14. Torre: estructura vertical que soporta y eleva la góndola a la altura requerida. La parte inferior de la torre se conecta con la cimentación del aerogenerador, la cual proporciona estabilidad al aerogenerador y absorbe las cargas ejercidas por el viento y las olas sobre la estructura.

3. TIPOLOGÍAS DE GENERADORES ELÉCTRICOS

3.1.GENERADORES SÍNCRONOS Y GENERADORES ASÍNCRONOS

3.1.1. Generadores asíncronos

Los generadores asíncronos son máquinas eléctricas de inducción que están compuestas de un devanado en el estator y un rotor de jaula de ardilla en el rotor. En este tipo de máquinas se inducen corrientes en el rotor gracias a la diferencia de velocidad del campo magnético generado por el estator respecto al rotor. Es debido a esta diferencia en las velocidades, conocida como deslizamiento, que se conoce a las máquinas eléctricas de inducción como asíncronas.

Estos generadores se utilizan en turbinas eólicas de menor potencia debido a que presentan mayores pérdidas que los generadores síncronos cuando se instalan en turbinas de gran escala. Además, toda la energía reactiva necesaria para energizar los circuitos magnéticos del generador debe ser suministrada por la red o por bancos de condensadores. Por otra parte, las turbinas eólicas de gran potencia requieren un diámetro del generador elevado, lo que unido a la necesidad de mantener una distancia del entrehierro pequeña (ya que toda la excitación proviene del estator) complica la fabricación de este tipo de generadores. [3]

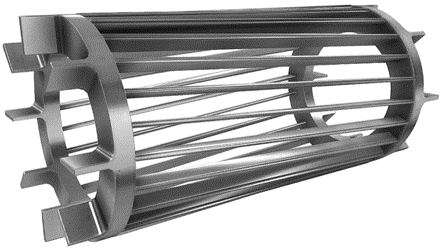


Figura 8 Rotor de jaula de ardilla

3.1.2. Generadores síncronos

A diferencia de los generadores asíncronos, los generadores síncronos se caracterizan por que el campo magnético generado por el estator gira a la misma velocidad que el rotor. Además, en contraste con los generadores asíncronos de jaula de ardilla, los generadores síncronos incorporan un sistema de excitación instalado en el rotor (que puede estar compuesto de imanes permanentes o de devanados alimentados por un sistema de corriente continua) que permite que la longitud del entrehierro pueda ser mayor sin comprometer la eficiencia del generador. Debido a las ventajas que ofrecen los generadores síncronos en turbinas eólicas de gran potencia se opta por emplearlos en el generador que se diseña en el presente proyecto.

3.2. TIPOS DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS SEGÚN LA DIRECCIÓN DEL FLUJO MAGNÉTICO

3.2.1. Máquinas eléctricas de flujo axial

En este tipo de máquinas eléctricas la dirección del flujo magnético es paralela al eje de rotación de la máquina. Además, se caracterizan por tener un recorrido más corto, ya que salen de un polo magnético y llegan a otro polo atravesando el entrehierro. Este recorrido más directo permite mantener un campo magnético de mayor intensidad, lo que contribuye a aumentar la eficiencia y la densidad de potencia de la máquina. [9]

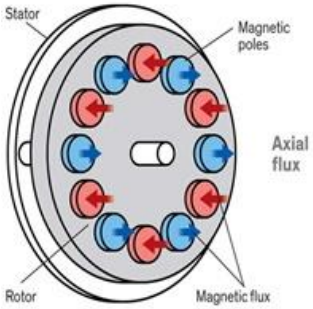


Figura 9 Esquema máquina síncrona de imanes permanentes de flujo axial

3.2.2. Máquinas eléctricas de flujo radial

Estas máquinas se caracterizan por que el flujo magnético sea perpendicular al eje de giro de la máquina eléctrica. El recorrido que sigue el flujo magnético es mayor en las máquinas de flujo radial que en las de flujo axial. El flujo magnético sale de uno de los polos magnéticos del rotor, recorre el entrehierro, atraviesa el primer diente del estator por el que entra al estator, atraviesa el yugo del estator, sale del estator por otro diente, atraviesa el entrehierro en su viaje de regreso y llega hasta el polo de sentido opuesto de otro imán.

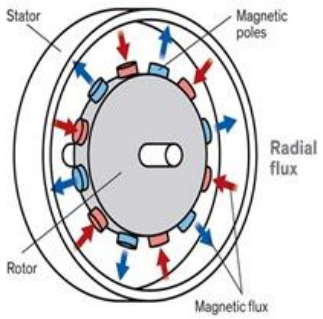


Figura 10 Esquema máquina síncrona de imanes permanentes de flujo radial

Comparando ambas disposiciones se observa que la máquinas de flujo axial presentan un devanado más simple, menor efecto de *cogging*, menor longitud axial y mayor ratio par-volumen. Sin embargo, en turbinas de elevada potencia las máquinas de flujo axial requieren un diámetro mucho mayor que las máquinas de flujo radial. Esto conlleva un mayor volumen de imanes permanentes, lo que se traduce en unos costes más elevados al ser los imanes permanentes el componente más costoso del generador. Además, es complicado fabricar turbinas de flujo axial con elevado diámetro debido a la dificultad de mantener la distancia del entrehierro.

Estas desventajas hacen que los generadores de flujo axial no sean tan utilizados en turbinas eólicas de gran potencia. Sin embargo, en aplicaciones de menor potencia se está extendiendo su uso al ser las turbinas de menor diámetro, lo que permite aprovechar las ventajas que ofrecen las turbinas de flujo axial. Por lo tanto, se concluye que de cara al generador que se diseña en el proyecto se opta por un generador de flujo radial. [10]

3.3.TRANSMISIÓN DIRECTA Y CAJA DE ENGRANAJES

3.3.1. Caja de engranajes

La caja de engranajes es un componente que conecta el eje de giro de las palas con el rotor del generador eléctrico. Gracias a sus sistema de engranajes, la caja de cambios aumenta la velocidad de giro del eje de las aspas (entre 10 y 20 rpm), de forma que el rotor del generador gira a mayor velocidad (sobre 1800 rpm). Como la potencia transmitida es la misma, al disminuir la velocidad de giro, aumenta el par aplicado, como se muestra en la ecuación (3).

El principal problema de este componente es su elevada tasa de avería cuando se instala en los aerogeneradores debido a las condiciones ambientales, sobre todo en la generación off-shore, y al estrés transmitido por las palas. Además, el mantenimiento y la reparación de las cajas de engranajes suponen elevados costes.

Por otra parte, las cajas de engranajes reducen la eficiencia del aerogenerador debido a las pérdidas mecánicas derivadas del giro de los engranajes y de la interacción entre ellos Ambos fenómenos producen elevados niveles de ruido. [3]

$$P = T \cdot n \tag{3}$$

3.3.2. Transmisión directa

Al eliminar la caja de engranajes del aerogenerador, se consigue eliminar las desventajas que supone este elemento: menor nivel de ruido, mayor eficiencia, menor mantenimiento.

La consecuencia negativa de esta disposición es que se reduce la velocidad de giro del rotor del generador eléctrico, lo cual implica aumentar el tamaño del generador para conseguir producir la misma potencia eléctrica. La ecuación (4) muestra que la potencia eléctrica producida por cualquier máquina eléctrica rotativa depende de una constante k, del diámetro del rotor D, de la longitud del generador L y de la velocidad de giro n. Por

lo tanto, si se quiere generar una misma potencia eléctrica con una menor velocidad de rotación se debe aumentar el tamaño del generador de dos maneras. Por un lado, se puede aumentar la longitud axial del generador, y por otro se puede aumentar el diámetro del rotor. Aumentar el diámetro es más barato puesto que tiene una relación cuadrática con la potencia generada, por lo que se obtiene un generador de menor tamaño en comparación con aumentar su longitud. [3]

$$P = kD^2Ln \quad (4)$$

3.4.TIPOS DE GENERADORES DE TURBINAS EÓLICAS

3.4.1. Tipo 1: Máquina de inducción directamente conectada

El modelo Tipo 1 es el más antiguo y consiste en una máquina de inducción que se conecta directamente a la red. Este modelo requiere una caja de engranajes, funciona en un rango muy limitado de velocidades de rotación y consume energía reactiva. Además, no presenta ningún control eléctrico de la máquina, aunque se instalan condensadores en paralelo al generador para conseguir el factor de potencia requerido. Normalmente este tipo de generador lleva un control de paso instalado para evitar velocidades de rotación elevadas tras la aparición de faltas. [11]

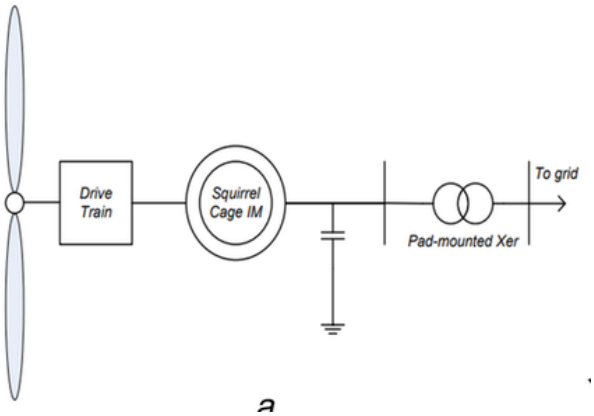


Figura 11 Esquema del aerogenerador de Tipo 1

3.4.2. Tipo 2: Máquina de inducción con resistencia del rotor variable

El modelo Tipo 2 emplea una máquina de inducción con devanado en el rotor de resistencia variable. Este modelo también trabaja por encima de la velocidad de sincronismo al tratarse de un generador asíncrono y consume energía reactiva. La principal diferencia con el Tipo 1 es la aparición de un control eléctrico, el cual permite al generador trabajar a diferentes velocidades de giro al variar la resistencia del rotor.

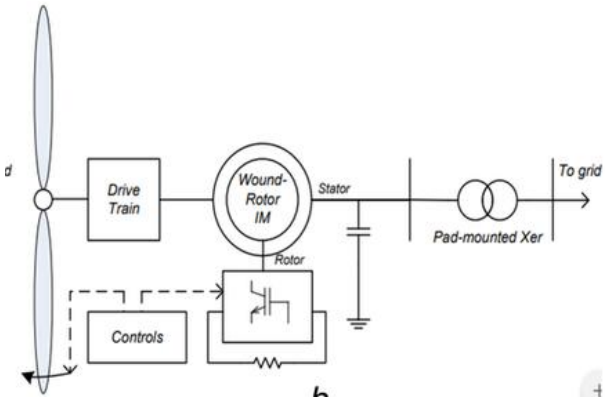


Figura 12 Esquema del aerogenerador de Tipo 2

3.4.3. Tipo 3: Máquina de inducción de doble alimentación

El modelo Tipo 3 consiste un generador síncrono de doble alimentación que permite un rango de velocidades de operación mucho mayor que en el Tipo 1 y el Tipo 2. Una de las alimentaciones es la que se conecta directamente al estator, al igual que en los otros modelos. La segunda alimentación se conecta al devanado de excitación de corriente alterna del rotor de la máquina eléctrica mediante un convertidor de electrónica de potencia. Esta segunda alimentación permite al generador trabajar a velocidades de giro diferentes de la de sincronismo. Normalmente, la corriente que circula por el convertidor es el 30% de la corriente nominal. Este modelo permite controlar la potencia activa y reactiva de la máquina.

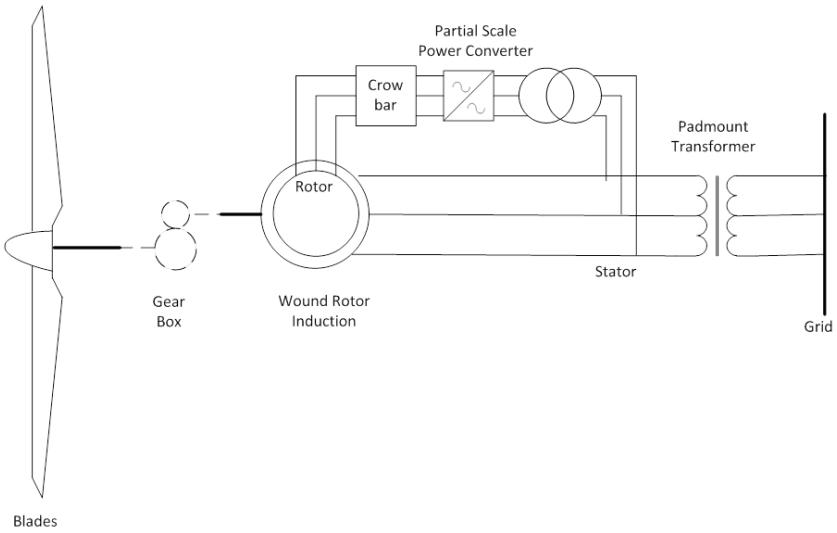


Figura 13 Esquema del aerogenerador de Tipo 3

3.4.4. Tipo 4: Generador conectado a la red a través de un convertidor Back to Back

El modelo Tipo 4 conecta la salida del generador con la red mediante un convertidor de CA a CA mediante un bus de CC. Al instalar un equipo de electrónica de potencia entre el generador y la red se aísla la turbina eólica, por lo que las perturbaciones de la red

tienen un efecto muy reducido en los terminales del generador. Además, el aislamiento de la turbina permite generar potencia a diferentes frecuencias, lo que permite al generador trabajar en un rango muy amplio de velocidades de trabajo para poder optimizar la captura de energía eólica.

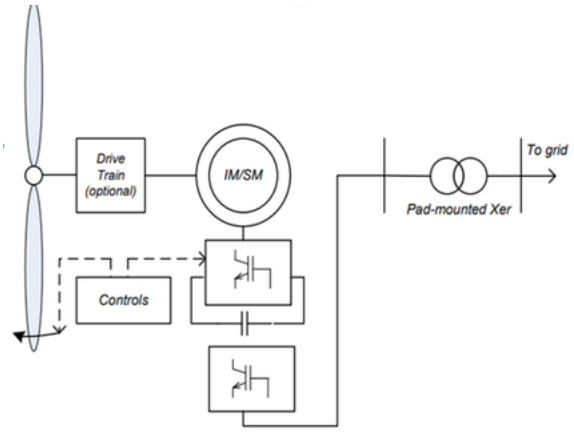


Figura 14 Esquema del aerogenerador de Tipo 4

4. PRINCIPIOS MAGNÉTICOS DEL GENERADOR

4.1.CAMPO MAGNÉTICO

Un campo magnético es una zona del espacio que tiene la propiedad de que si se coloca una carga eléctrica en movimiento en uno de sus puntos sobre ella aparece una fuerza. El campo magnético $\vec{B}$, también llamado inducción magnética y densidad de flujo magnético, es un campo vectorial que en el SI se mide en Teslas (T) y que se define a partir de la fuerza de Lorentz (5), donde q es la magnitud de la carga eléctrica y $\vec{v}$ su velocidad. [12]

$$\vec{F} = q(\vec{v} \times \vec{B}) \quad (5)$$

La densidad de flujo magnético en un medio lineal e isótropo se puede expresar como:

$$\vec{B} = \mu\vec{H} \quad (6)$$

Donde:

- $\vec{H}$ es la excitación magnética o intensidad magnetizante, que depende de las causas que crean el campo magnético (las corrientes eléctricas y los materiales magnéticos) y es independiente de las características del medio. En el SI se mide en A/m.
- μ es la permeabilidad magnética absoluta, que es un parámetro que representa la influencia de las propiedades magnéticas del medio sobre el campo magnético. En el SI se mide en H/m.

El flujo magnético Φ se obtiene mediante la integral de superficie del campo magnético por una superficie, como se muestra en la ecuación (7).

$$\phi = \iint \vec{B} \circ d\vec{S} \quad (7)$$

El Teorema de Ampére viene determinado por la ecuación (8). Este teorema expresa que, si se integra la excitación magnética a lo largo de un contorno cerrado, se obtiene la suma de todas las corrientes que atraviesan dicho contorno. N_j representa el número de espiras en serie que forman una bobina. A la circulación (8) se le conoce como fuerza magnetomotriz (FMM).

$$FMM = \oint_L \vec{H} \circ d\vec{l} = \sum_{j=1}^{n} N_j I_j \quad (8)$$

La Fuerza de Laplace se define como la fuerza que aparece sobre un conductor por el que circula una corriente, cuando se encuentra dentro de un campo magnético. Como se muestra en (9).

$$\vec{F} = \int_L I\mathrm{d}\vec{l} \times \vec{B} \quad (9)$$

La Ley de Faraday expresa que cuando el flujo magnético de una espira varía con el tiempo, se induce sobre ella una fuerza electromotriz (FEM), como se indica en la ecuación (10). La FEM inducida da lugar a una corriente que se opone a las variaciones de flujo magnético.

$$FEM = -\frac{d\phi}{dt} \quad (10)$$

4.2.MATERIALES MAGNÉTICOS

La expresión (6) se puede generalizar para cualquier material que esté influenciado por un campo magnético. Los materiales están formados por átomos cuyos electrones, que son cargas en movimiento, generan efectos magnéticos. Sin embargo, si estos efectos individuales no se alinean, los efectos magnéticos se anulan entre sí. Sin embargo, bajo la acción de un campo magnético externo estos efectos magnéticos se alinean y producen un campo magnético resultante que modifica el valor del campo magnético que se obtendría en un mismo punto en ausencia del material. Este efecto se expresa mediante la magnetización o imanación $\vec{M}$. Incorporando este fenómeno a la ecuación (6), se obtiene la ecuación (11). [12]

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \quad (11)$$

En un medio homogéneo e isótropo se verifica que $\vec{M} = \chi_m\vec{H}$. Por lo tanto, la ecuación (11) se puede expresar como (12). Donde μ_r es la permeabilidad magnética relativa y χ_m la susceptibilidad magnética, que representa el efecto de un material sobre el campo magnético.

$$\vec{B} = [\mu_0(1 + \chi_m)]\vec{H} = \mu_0\mu_r\vec{H} = \mu\vec{H} \quad (12)$$

Los materiales se pueden clasificar según cómo actúan cuando están en el seno de un campo magnético externo. Esta propiedad de los materiales se cuantifica mediante los parámetros adimensionales μ_r y χ_m.

4.2.1. Materiales diamagnéticos

Son los materiales que en ausencia de un campo magnético externo producen un campo magnético nulo. Sin embargo, cuando son afectados por un campo magnético externo sus electrones generan un efecto resultante de sentido opuesto al del campo magnético externo. Son ejemplos de materiales diamagnéticos el oro, la plata y el cobre.

4.2.2. Materiales paramagnéticos

Al igual que ocurre con los materiales diamagnéticos, estos materiales producen un campo magnético nulo en ausencia de un campo magnético externo. Sin embargo, cuando se aplica un campo magnético externo sus moléculas se orientan generando un campo

magnético que tiene el mismo sentido que el campo magnético externo. Son ejemplos de materiales paramagnéticos el aluminio, el titanio y el magnesio.

4.2.3. Materiales ferromagnéticos

Estos materiales están compuestos por diferentes regiones de grupos de átomos, denominados dominios magnéticos, cuyos efectos magnéticos están alineados. Al aplicar un campo magnético externo, los diferentes dominios se orientan sumando sus efectos magnéticos en el mismo sentido que el campo externo. Este efecto aumenta el campo magnético en cualquier punto del material en varios órdenes de magnitud en comparación con el campo magnético que existiera en el vacío. Además, cuando se deja de aplicar el campo magnético externo, los dominios magnéticos permanecen alineados en la misma dirección que mientras se aplicaba el campo externo, convirtiéndose el material en un imán permanente. Ejemplos de materiales ferromagnéticos son el hierro, el cobalto y el níquel.

La permeabilidad magnética de los ferromagnéticos se encuentra entre 2000 y 10000, llegando incluso en el caso de algunas aleaciones determinadas a 100000.

4.3.CURVA DE MAGNETIZACIÓN Y CICLO DE HISTÉRESIS

Los materiales ferromagnéticos no cumplen la ecuación (12) ya que la relación entre la intensidad del campo magnético y la excitación magnética no es lineal. La curva de magnetización (entre los puntos 0 y 1 de la Figura 16) de estos imanes está compuesta de diferentes zonas:

1. Zona parabólica: entre los puntos 0 y A de la Figura 15. En esta zona ocurre el inicio de la magnetización al alinearse los dominios que estaban orientados en el mismo sentido que el campo externo con sus dominios adyacentes. Esta zona es reversible, ya que, si se detiene la excitación H, todos los dominios recuperan su sentido inicial.
2. Zona lineal: entre los puntos A y B. En esta zona la magnetización no es del todo reversible, y solo algunos dominios magnéticos recuperan su estado inicial.
3. Codo: entre los puntos B y C. en esta zona los dominios se orientan con movimientos más bruscos y las nuevas posiciones que adoptan son irreversibles. En esta zona la inducción magnética aumenta cada vez más lentamente con la excitación, es decir, que cada vez es menos eficiente aumentar la excitación.
4. Zona saturada: una vez se ha superado el punto C, todos los dominios del material están alineados con el campo magnético externo, por lo que no aportará más magnetización al campo magnético. Esta zona es lineal y sigue un comportamiento similar al de un material amagnético. Por lo tanto, aumentar la excitación con el material saturado no produce ningún aumento notable en el campo magnético, por lo que es una zona de trabajo muy poco eficiente. [12]

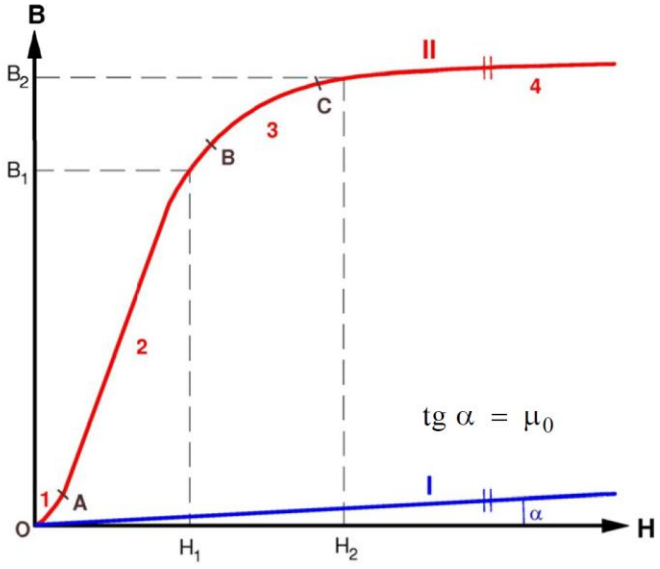


Figura 15 Curva de magnetización de un material ferromagnético (color rojo) y de un material amagnético (color azul)

Si la excitación exterior es producida por una corriente alterna, como ocurre en el caso del generador que se está diseñando, la excitación variará de forma senoidal entre su valor máximo (H_M) y su valor mínimo ($-H_M$). Si el material no está magnetizado, seguirá la curva expuesta en la Figura 15. Sin embargo, si el material se encuentra magnetizado, seguirá el proceso (mostrado en la Figura 16) que se explica a continuación asumiendo que el material se encuentra inicialmente en el punto 1. Este ciclo, conocido como ciclo de histéresis, representa una relación entre la inducción magnética y la excitación que no es lineal y en la que la permeabilidad magnética varía en función de la excitación aplicada.

1. La excitación disminuye de su valor máximo a cero: el material comienza en el punto 1, donde el campo magnético y la excitación son máximos. Al disminuir la excitación, el material no recorre la curva de magnetización, por el contrario, sigue una nueva curva debido a que los dominios ofrecen una mayor resistencia al cambio de posición. Cuando la excitación es nula, el material magnético mantiene una inducción B_r llamada magnetismo o inducción remanente.
2. La excitación disminuye desde cero hasta $-H_c$: una vez que la excitación pasa por cero, cambia su sentido y se opone a la inducción remanente del material hasta que al alcanzar el valor del campo coercitivo $-H_c$, el campo magnético en el material se anula.
3. La excitación disminuye desde $-H_c$ hasta su valor mínimo: si se sigue aumentando la excitación en el nuevo sentido, los dominios irán poco a poco orientándose en la dirección opuesta que tenían en el punto 1. Este proceso continúa hasta que al llegar al punto 4, la excitación alcanza su valor mínimo y todos los dominios se encuentran orientados en el mismo sentido que la excitación exterior.

Los estados por los que pasa el material desde el punto 4 al 1 son los mismos que los que transita desde el punto 1 al 4 pero en sentido contrario.

De este ciclo de histéresis se deduce que un material ferromagnético puede tener diferentes estados para una misma excitación, es decir, que el estado magnético del material depende de su historia.

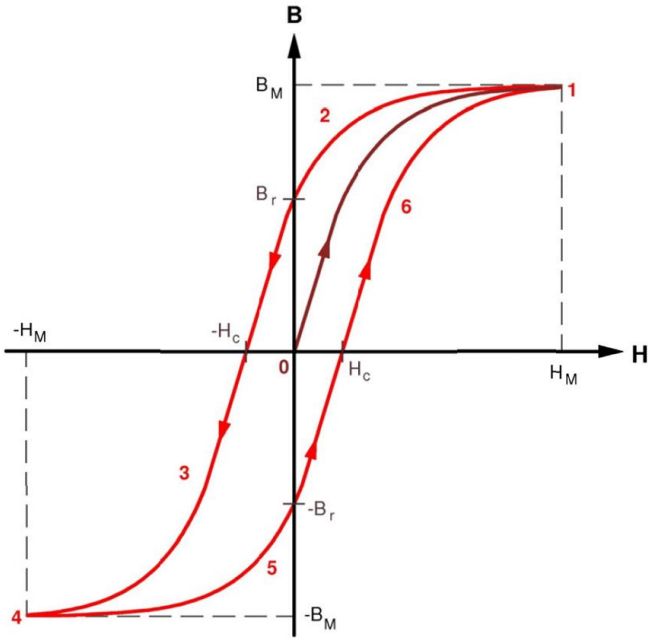


Figura 16 Ciclo de histéresis en un material ferromagnético

En función de su ciclo de histéresis los materiales ferromagnéticos se pueden clasificar como duros o blandos. Los ferromagnéticos duros son aquellos que tienen una inducción remanente y un campo coercitivo elevados, por lo que en ausencia de excitación externa mantienen un elevado campo magnético que, además, requiere una excitación opuesta elevada para ser anulado. Debido a sus características, estos materiales son excelentes para la fabricación de imanes permanentes. Además, se caracterizan por tener un ciclo de histéresis amplio. Los ferromagnéticos blandos se caracterizan por tener mayor permeabilidad magnética, por lo que son usados para transportar el flujo en los circuitos magnéticos.

4.4.PÉRDIDAS MAGNÉTICAS

4.4.1. Pérdidas por histéresis

Las pérdidas por histéresis son causadas por el rozamiento entre los dominios magnéticos al cambiar su posición para orientarse en el mismo sentido que el campo magnético externo. Estas interacciones se traducen en pérdidas en forma de calor que disminuyen la eficiencia de la máquina eléctrica. El valor de las pérdidas por histéresis es proporcional al área encerrada por la curva definida por el ciclo de histéresis del material. Por lo tanto, cuanto mayor sea el área encerrada por la curva, mayores serán las pérdidas magnéticas. Otro factor que afecta a estas pérdidas es la frecuencia de la excitación magnética, ya que, a mayor frecuencia de la excitación, mayor será el número de ciclos de histéresis experimentado por el material en un tiempo determinado. Es importante destacar que las

pérdidas por histéresis no dependen de la forma de la función de la excitación, por lo tanto, una onda triangular y una onda senoidal producen el mismo ciclo de histéresis si sus frecuencias son iguales.

Con el fin de aumentar la eficiencia de las máquinas eléctricas, se buscará emplear materiales con una curva de histéresis estrecha (ferromagnéticos blandos) y una frecuencia lo más baja posible en el caso de los componentes que deban transportar el flujo magnético (yugos del rotor y del estator).

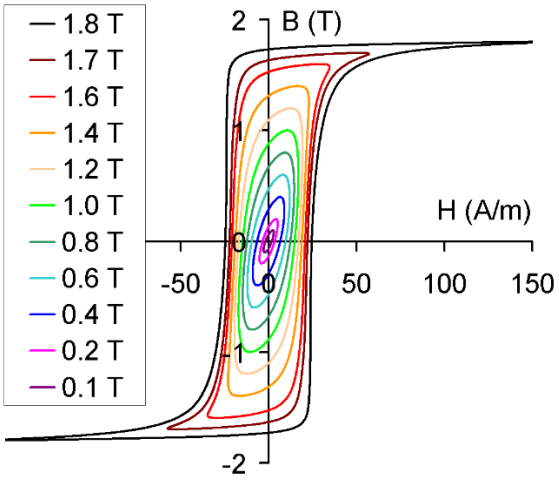


Figura 17 Ciclos de histéresis con diferentes pérdidas

4.4.2. Pérdidas por corrientes de Foucault

Las corrientes de Foucault son producidas debido a que los materiales ferromagnéticos son metales, y por ende conductores de electricidad. Por lo que al ser sometidos a un campo magnético variable en el tiempo experimentan en su interior la aparición de FEM, como resultado de la Ley de Faraday, que producen corrientes eléctricas. Estas corrientes darán lugar a pérdidas por efecto Joule en forma de calor.

$$P_{Joule} = I_{Foucault}^2 R_{ferromagnético} \quad (13)$$

Para conseguir reducir estas pérdidas se debe minimizar la intensidad de las corrientes de Foucault reduciendo la resistencia del material ferromagnético, como se muestra en la ecuación (14). Para reducir esta resistencia, en el caso de los yugos del rotor y del generador, se fabrican apilando chapas delgadas aisladas entre sí. De esta manera, las corrientes de Foucault deben atravesar una sección más estrecha de material conductor, lo que aumenta la resistencia del material.

$$I_{Foucault} = \frac{FEM}{R_{ferromagnético}} \quad (14)$$

4.5.CIRCUITOS MAGNÉTICOS

4.5.1. Ecuaciones de un circuito magnético simple.

Ley de Hopkinson

$$FMM = \phi \cdot R_m = \phi \cdot \frac{1}{P_m} \quad (15)$$

Reluctancia magnética: resistencia que posee un material o circuito magnético al paso de un flujo magnético cuando es influenciado por un campo magnético.

$$R_m = \frac{l}{\mu \cdot A} = \frac{1}{P_m} \quad (16)$$

Ley de Faraday aplicada a una bobina

$$FMM = N\frac{d\phi}{dt} \quad (17)$$

Inductancia de un circuito. Mide la capacidad de un circuito para almacenar energía en un campo magnético.

$$L = \frac{N \cdot \phi}{I} \quad (18)$$

4.5.2. Ecuaciones de dos circuitos magnéticos acoplados

En la Figura 18 se representan diferentes flujos magnéticos:

- ϕ_{l1}: flujo magnético de dispersión de la bobina 1
- ϕ_{l2}: flujo magnético de dispersión de la bobina 2
- ϕ_{m1}: flujo magnético producido por la corriente 1 que une ambas bobinas
- ϕ_{m2}: flujo magnético producido por la corriente 2 que une ambas bobinas

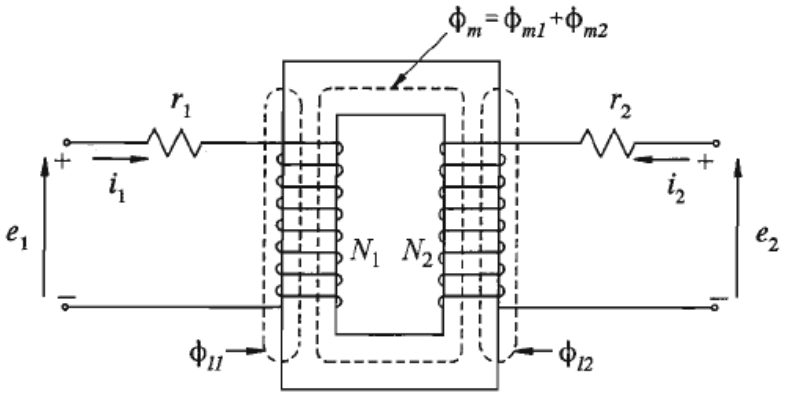


Figura 18 Circuitos magnéticos acoplados

Las ecuaciones de las tensiones e_1 y e_2 se obtienen aplicando la Ley de Faraday y teniendo en cuenta la resistencia del cable. [2]

$$e_1 = \frac{d\phi_1}{dt} + r_1 \cdot I_1 \quad (19)$$

$$e_2 = \frac{d\phi_2}{dt} + r_2 \cdot I_2 \quad (20)$$

El flujo magnético que atraviesa únicamente la bobina 1 (ϕ_1) y el flujo magnético que atraviesa únicamente la bobina 2 (ϕ_2).

$$\phi_1 = N_1 \cdot (\phi_{m1} + \phi_{m2} + \phi_{l1}) \quad (21)$$

$$\phi_2 = N_2 \cdot (\phi_{m1} + \phi_{m2} + \phi_{l2}) \quad (22)$$

La relación entre los flujos magnéticos que unen ambos circuitos puede expresarse en función de las autoinductancias y las inductancias mutuas.

Autoinductancias de ambos circuitos

$$L_{11} = \frac{N_1(\phi_{m1} + \phi_{l1})}{I_1} \quad (23)$$

$$L_{22} = \frac{N_2(\phi_{m2} + \phi_{l2})}{I_2} \quad (24)$$

Inductancias mutuas

$$L_{12} = \frac{N_1 \cdot \phi_{m2}}{I_2} = L_{21} = \frac{N_2 \cdot \phi_{m1}}{I_1} \quad (25)$$

Trabajando con las ecuaciones (21),(22),(23),(24) y (25), se obtienen las ecuaciones (26) y (27).

$$\phi_1 = L_{11} \cdot I_1 + L_{12} \cdot I_2 \quad (26)$$

$$\phi_2 = L_{22} \cdot I_2 + L_{21} \cdot I_1 \quad (27)$$

4.6.CONCLUSIONES CONSTRUCTIVAS

El material ferromagnético utilizado debe tener una elevada permeabilidad magnética que permita obtener los máximos valores posibles de inducción magnética para las excitaciones magnéticas de operación.

El material ferromagnético debe tener un valor de saturación magnética lo más elevado posible para asegurar que el ciclo de histéresis que experimenta el material en condiciones nominales esté fuera de la región de saturación.

El ferromagnético empleado será de tipo blando, de forma que su ciclo de histéresis sea lo más estrecho posible, lo que minimiza las pérdidas magnéticas.

Cuanto menor es la conductividad eléctrica del ferromagnético, menores son las corrientes de Foucault inducidas, y por tanto las pérdidas magnéticas se minimizan.

Los elementos que componen el circuito magnético estarán compuestos de finas láminas mecánicas aisladas, de esta forma se consigue reducir las corrientes de Foucault. La disposición de las láminas será de forma que el vector que define sus planos sea perpendicular al campo magnético, como se muestra en la Figura 19.

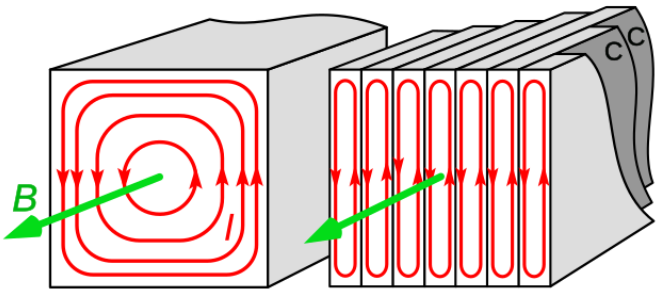


Figura 19 Laminado para reducir las corrientes de Foucault

5. COMPONENTES DE UN GENERADOR SÍNCRONO DE IMANES PERMANENTES

Antes de entrar a describir en detalle los elementos que componen un generador síncrono de imanes permanentes se describen a continuación, a modo de introducción, los diferentes elementos que componen su estructura.

1. Rotor: pieza interior del generador que gira gracias al par transmitido por el rotor aerodinámico del aerogenerador.
2. Estator: pieza exterior del generador donde se alojan los devanados.
3. Devanados: pletinas de cobre insertadas en las ranuras del generador que se encargan de crear el campo magnético que gira solidario con el rotor.
4. Entrehierro: espacio libre entre el diámetro exterior del rotor y el diámetro interior del estator que permite la rotación del rotor y donde se producen los fenómenos magnéticos más importantes.
5. Aislamiento: materiales cuya función es aislar las pletinas de cobre del yugo del estator.
6. Carcasa: parte externa del generador encargada de protegerlo de elementos externos.
7. Imanes permanentes: materiales magnéticos insertados en el rotor y que cumplen la función de excitación.

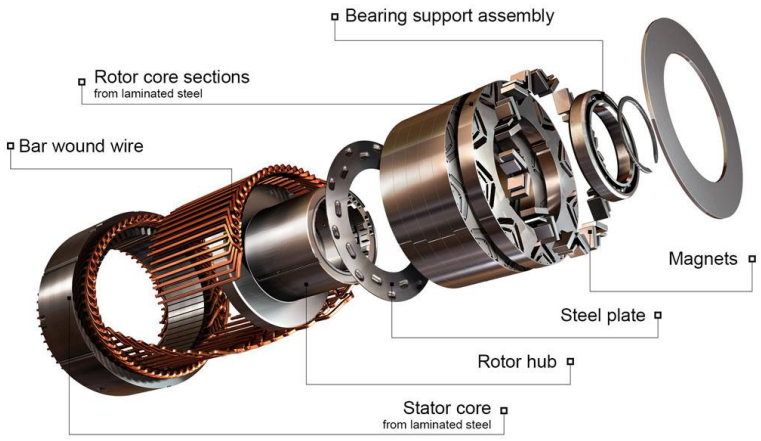


Figura 20 Elementos principales de un generador síncrono de imanes permanentes

6. ELEMENTOS DEL ESTATOR

El estator es la parte fija del generador síncrono, la cual se encarga de producir y conducir el flujo magnético. En la cara interior del estator se encuentran las ranuras donde se insertan los devanados.

Con el objetivo de minimizar las pérdidas magnéticas, el estator se fabrica apilando varias láminas de material ferromagnético. Reducir las pérdidas magnéticas permite a su vez reducir las vibraciones y el ruido producidos por la máquina.

6.1.LAMINADO

El yugo del estator se fabrica con chapas de acero al silicio con espesores de 0.3 a 0.5 mm. El silicio se añade en un porcentaje de entre 3 y 5%, lo que mejora la resistividad eléctrica del acero, reduciendo las pérdidas por corrientes de Foucault e histéresis, y aumenta su permeabilidad magnética. Sin embargo, el silicio tiene el efecto negativo de reducir la inducción de saturación y de fragilizar el acero, por lo que su contenido se limita, especialmente en aplicaciones mecánicamente exigentes.

Las propiedades magnéticas de estas chapas dependen del tipo de laminado y tratamiento térmico que se apliquen durante su fabricación. Las chapas que se laminan en caliente son isotrópicas (grano no orientado) y tienen pérdidas mayores. Las chapas laminadas en frío son anisotrópicas (grano orientado), con mejores propiedades en la dirección del laminado y menores pérdidas, pero con peores propiedades en la dirección perpendicular. Las chapas de grano orientado se usan en transformadores y electroimanes, donde el flujo magnético sigue una sola dirección. En cambio, en máquinas rotativas, donde el campo cambia de dirección, se emplean chapas de grano no orientado.

Para reducir las pérdidas por corrientes de Foucault, se aíslan las chapas entre sí mediante un tratamiento químico llamado “Carlite”, el cual consiste en una fosfatación superficial. [13]

Figura 21 Laminado del estator

6.1.1. Determinación del material empleado en las láminas del estator

Como ya se ha mencionado, las láminas se fabrican con acero eléctrico. Este acero está compuesto de una aleación que contiene entre el 3% y el 5% de Si. Las características que llevan a escoger este material son:

1. Permeabilidad magnética elevada, lo que facilita la magnetización y desmagnetización del material.
2. Baja conductividad eléctrica, lo que disminuye las pérdidas por corrientes de Foucault.
3. Buena conductividad térmica que permite disipar el calor generado.

A la hora de seleccionar el tipo de acero al silicio empleado, se deben conocer los diferentes grados que existen. Según la American Iron and Steel Institute (AISI), los grados más comunes que se emplean en las laminaciones de máquinas eléctricas son: M19, M27, M36, M45 y M47.

Electrical steel (NO) – Standard grades fully finished, according to standards

Thickness [mm]	powercore® grade	Grade as per DIN EN 10106 1996	Grade as per IEC 60404-8-4 1988	Grade as per JIS C 2552 1986	Grade as per ASTM A 677 M 1989	Grade as per ASTM A 677 1989	Grade as per former AISI designation
0.35	M235-35A	M235-35A	–	35-A-230	–	–	–
	M250-35A	M250-35A	250-35-A5	35-A-250	36F 320M	36F 145	M-15
	M270-35A	M270-35A	270-35-A5	35-A-270	36F 348M	36F 158	M-19
	M300-35A	M300-35A	300-35-A5	35-A-300	36F 370M/397M	36F 168/180	M-22/M-27
	M330-35A	M330-35A	330-35-A5	–	36F 419M	36F 190	M-36
0.50	M250-50A	M250-50A	–	–	–	–	–
	M270-50A	M270-50A	270-50-A 5	50-A-270	47F 370M	47F 168	M-15
	M290-50A	M290-50A	290-50-A 5	50-A-290	47F 384M	47F 174	M-19
	M310-50A	M310-50A	310-50-A 5	50-A-310	47F 408M/419M	47F 185/190	M-22/M-27
	M330-50A	M330-50A	330-50-A 5	50-A-330	47F 452M	47F 205	M-36
	M350-50A	M350-50A	350-50-A 5	50-A-350	47F 507M	47F 230	M-43
	M400-50A	M400-50A	400-50-A 5	50-A-400	47F 617M	47F 280	–
	M470-50A	M470-50A	470-50-A 5	50-A-470	47F 672M	47F 305	M-45
	M530-50A	M530-50A	530-50-A 5	–	–	–	–
	M600-50A	M600-50A	600-50-A 5	50-A-600	47F 882M	47F 400	M-47
	M700-50A	M700-50A	700-50-A 5	50-A-700	47F 992M	47F 450	–
	M800-50A	M800-50A	800-50-A 5	50-A-800	–	–	–
	M940-50A	M940-50A	–	50-A-1000	–	–	–

Tabla 3 Equivalencias de los grados de acero al silicio entre nomenclatura AISI y EN 10106

En la Tabla 4 y Tabla 5 se muestran las propiedades de los diferentes aceros eléctricos fabricados por thyssenkrupp. En estas tablas se indica el espesor de la lámina fabricada, su densidad, las pérdidas magnéticas máximas (para diferentes valores de inducción magnética) y la inducción magnética máxima para diferentes valores de excitación magnética. Cabe destacar que cuanto mayor es el grado del acero eléctrico, menor es el porcentaje de silicio presente en su aleación, lo que conlleva las siguientes consecuencias. Por un lado, según aumenta el grado del acero eléctrico aumenta la inducción magnética mínima para una excitación magnética dada, lo que significa que la saturación magnética del material se alcanza para un mayor valor de inducción magnética, por lo que será más difícil de alcanzar dicho estado. Sin embargo, al aumentar el grado magnético aumentan también las pérdidas por histéresis a una frecuencia dada y para un valor de inducción magnética máximo debido a que disminuye la permeabilidad magnética del acero. Por

otra parte, se debe considerar el espesor de la lámina fabricada, ya que a menor espesor, menores pérdidas por corrientes de Foucault.

Tras evaluar las características de los diferentes grados de aceros eléctricos, se opta por un acero de grado M19 de 0.35 mm de espesor (M270-35A). En el caso de que durante el funcionamiento del generador se alcance el punto de saturación magnética, se deberá optar por un acero de mayor grado para aumentar el valor de la inducción magnética al que satura el material.

Electrical steel (NO) – Standard grades fully finished

		Thickness	Density	Max. Core loss				Min. Polarization		
		[mm]	[kg/dm³]	[W/kg] at		[W/lb] at		[T] at		
				50 Hz		60 Hz		2,500	5,000	10,000
				1.5 T	1.0 T	1.5 T	1.0 T	[A/m]	[A/m]	[A/m]
DIN EN 10106										
Steel grade designation	Standard designation									
powercore® M235-35A	M235-35A	0.35	7.60	2.35	0.95	1.35	0.55	1.49	1.60	1.70
powercore® M250-35A	M250-35A	0.35	7.60	2.50	1.05	1.44	0.59	1.49	1.60	1.70
powercore® M270-35A	M270-35A	0.35	7.65	2.70	1.10	1.55	0.63	1.49	1.60	1.70
powercore® M300-35A	M300-35A	0.35	7.65	3.00	1.20	1.72	0.69	1.49	1.60	1.70
powercore® M330-35A	M330-35A	0.35	7.65	3.30	1.30	1.90	0.75	1.49	1.60	1.70
powercore® M250-50A	M250-50A	0.50	7.60	2.50	1.05	1.44	0.59	1.49	1.60	1.70
powercore® M270-50A	M270-50A	0.50	7.60	2.70	1.10	1.55	0.63	1.49	1.60	1.70
powercore® M290-50A	M290-50A	0.50	7.60	2.90	1.15	1.67	0.66	1.49	1.60	1.70
powercore® M310-50A	M310-50A	0.50	7.65	3.10	1.25	1.78	0.72	1.49	1.60	1.70
powercore® M330-50A	M330-50A	0.50	7.65	3.30	1.35	1.90	0.78	1.49	1.60	1.70

Tabla 4 Propiedades de los diferentes aceros eléctricos ofrecidos por thyssenkrupp

Electrical steel (NO) – Standard grades fully finished

		Thickness	Density	Max. Core loss				Min. Polarization		
		[mm]	[kg/dm³]	[W/kg] at		[W/lb] at		[T] at		
				50 Hz		60 Hz		2,500	5,000	10,000
				1.5 T	1.0 T	1.5 T	1.0 T	[A/m]	[A/m]	[A/m]
DIN EN 10106										
Steel grade designation	Standard designation									
powercore® M350-50A	M350-50A	0.50	7.65	3.50	1.50	2.01	0.86	1.50	1.60	1.70
powercore® M400-50A	M400-50A	0.50	7.70	4.00	1.70	2.30	0.98	1.53	1.63	1.73
powercore® M470-50A	M470-50A	0.50	7.70	4.70	2.00	2.70	1.15	1.54	1.64	1.74
powercore® M530-50A	M530-50A	0.50	7.70	5.30	2.30	3.05	1.32	1.56	1.65	1.75
powercore® M600-50A	M600-50A	0.50	7.75	6.00	2.60	3.45	1.49	1.57	1.66	1.76
powercore® M700-50A	M700-50A	0.50	7.80	7.00	3.00	4.02	1.72	1.60	1.69	1.77

Tabla 5 Propiedades de los diferentes aceros eléctricos ofrecidos por thyssenkrupp II

6.2.CARCASA

La carcasa o culata es la envoltura del generador síncrono, la cual se encarga de proteger la máquina frente a elementos exteriores. En este componente se ubican las bornas del generador, que permiten conectar el devanado del estator con el inversor. Además, en la

culata se instalan los apoyos que fijan el generador eléctrico en la plataforma donde se encuentra dentro del aerogenerador. Por otra parte, sirve de apoyo al eje del rotor, el cual descansa sobre los cojinetes o rodamientos que reducen la fricción que se produce en el giro. En la superficie de la carcasa se suelen instalar aletas, las cuales permiten evacuar el calor generado por la máquina con mayor facilidad, además de equipos de ventilación que ayuden a mantener la temperatura de la máquina en las condiciones óptimas. [12]

Figura 22 Carcasa de un generador síncrono

6.3.DEVANADOS

Los devanados, que son los conductores de una máquina eléctrica, se fabrican de cobre, debido a las propiedades eléctricas del material, como hilos esmaltados o como pletinas de sección rectangular. Tanto el esmalte de los hilos como el recubrimiento de las pletinas cumplen la función de aislar los conductores entre sí.

Para el diseño del generador se decide implementar conductores compuestos de pletinas de sección rectangular debido a su mayor rigidez mecánica, su mayor densidad de corriente y menores pérdidas por efecto pelicular en comparación con los hilos esmaltados. [14]

6.3.1. Partes de los devanados

La Figura 23 muestra las diferentes partes que componen un devanado:

- Espira: formada por dos conductores, situados en dos ranuras diferentes, unidos entre sí por una conexión frontal.
- Bobina: conjunto de espiras que se insertan en las mismas ranuras y que están aisladas entre sí. Las espiras de una misma bobina están conectadas en serie.
- Lados activos: conductores de la bobina que se encuentran dentro de las ranuras.
- Cabezas de bobina: sobresalen por las ranuras y unen los lados activos entre sí.

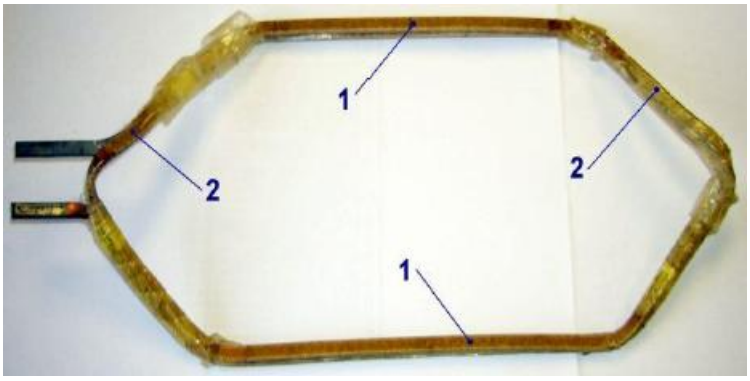


Figura 23 Partes de una bobina: cabeza de bobina (2), lados activos (1)

Un concepto fundamental a la hora de diseñar el devanado del estator es el paso de bobina, que es la distancia entre los lados activos de una bobina. Se puede medir en:

1. Fracciones del paso polar
2. Radianes eléctricos
3. Número de ranuras entre ambos y_1:
    a. Bobina de paso diametral: $y_1 = y_p$
    b. Bobina de paso acortado: $y_1 < y_p$
    c. Bobina de paso alargado: $y_1 > y_p$

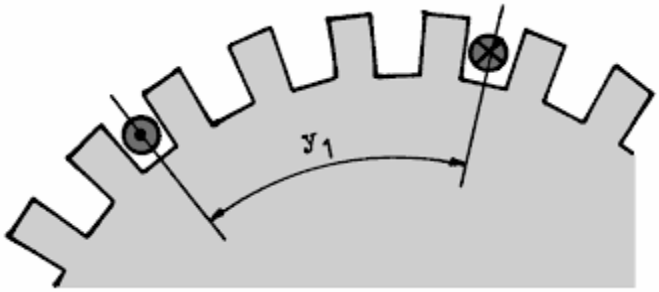


Figura 24 Paso de bobina

6.3.2. Tipos de devanados del estator

6.3.2.1. Devanado concentrado

Cuando el estator es de polos salientes, el devanado se conoce como concentrado. En esta disposición se arrollan varias espiras en serie rodeando a los dientes del estator. De esta forma, a todas las espiras que rodean al mismo polo les atraviesa el mismo flujo magnético.

Este tipo de devanado se caracteriza por que la cabeza de las espiras sea pequeña, lo que se traduce en menores pérdidas en el cobre. Además, la FEM obtenida tiene una onda

trapezoidal, lo que produce armónicos elevados y, en consecuencia, disminuye la eficiencia del generador.

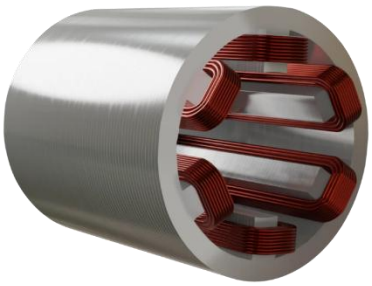


Figura 25 Devanado concentrado para estator de polos salientes

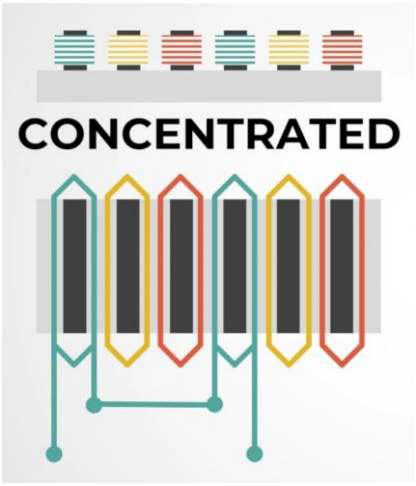


Figura 26 Disposición espiras en un devanado concentrado

6.3.2.2. Devanado distribuido

En este tipo de devanados una misma espira abraza al menos dos dientes. Además, los devanados se superponen entre sí. En este devanado la cabeza de las espiras es más grande, lo que implica mayores pérdidas en el cobre. En el caso de máquinas eléctricas de gran longitud axial, el tamaño de la cabeza suele ser despreciable en comparación a la longitud de las espiras, por lo que se suele escoger un devanado distribuido en este tipo de máquinas. Además, la FEM inducida por los imanes permanentes en las bobinas tiene una forma de onda más similar a una senoidal que en el caso de los devanados concentrados, lo que se traduce en menores armónicos y en una máquina eléctrica más eficiente.

Figura 27 Devanado distribuido

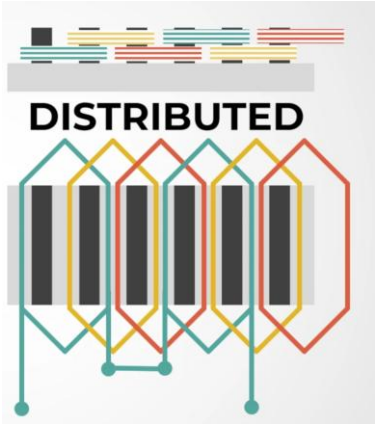


Figura 28 Disposición de las espiras en un devanado distribuido

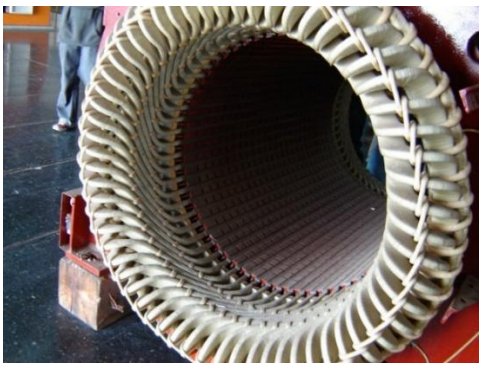


Figura 29 Devanado distribuido en una máquina real

6.3.3. Tipos de devanados en función de las ranuras

Los devanados pueden ser de una capa o de doble capa en función de su distribución en las ranuras. Los devanados de una capa son aquellos en los que solo se inserta un lado activo de una bobina en cada ranura. En los devanados de doble capa, una ranura aloja dos lados activos de dos bobinas diferentes. Un lado activo se colocará en la parte superior de la ranura, y el otro en la inferior. Además, se separan con un material aislante. En estos devanados una misma bobina tendrá un lado activo en la parte superior de una ranura y el otro en la parte inferior de otra ranura. [12]

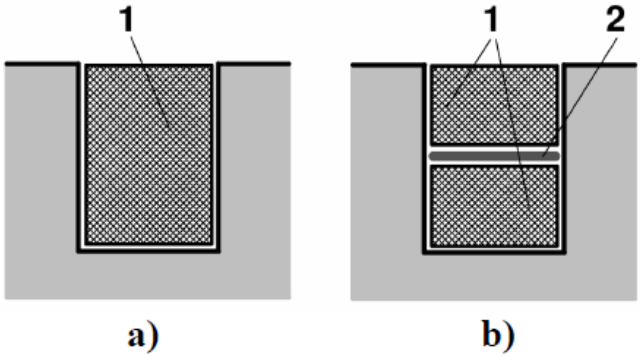


Figura 30 Devanados de una capa (a) y devanados de dos capas (b). Siendo (1) el lado activo y (2) el material aislante

6.3.4. Tipos de devanados según los grupos polares

Un grupo polar está formado por el conjunto de bobinas de una misma fase que, conectadas en serie, se sitúan en ranuras adyacentes y están arrolladas en torno a un mismo polo. Además, los grupos polares se pueden conectar entre ellos en serie o en paralelo, formando así una de las fases del sistema trifásico. Se distinguen los siguientes tipos de devanados en función de los grupos polares:

6.3.4.3. Devanados por polos

En este tipo de devanados, cada fase tiene el mismo número de grupos polares que el número de polos que tiene la máquina. Al hacer circular corriente por un devanado por polos, se genera un polo magnético por cada grupo polar. Los lados activos de bobina situados entre los ejes de dos polos magnéticos adyacentes y cuyas corrientes circulan en el mismo sentido, forman parte al mismo tiempo de dos grupos polares diferentes. Por lo tanto, en el caso de un devanado por polos, de una capa y empleando bobinas con el mismo número de espiras; para que todos los grupos polares sean idénticos, el número de ranuras por polo y fase q debe ser un número par. Para conectar los diferentes grupos polares de un devanado por polos, se debe unir el comienzo de un grupo polar con el comienzo del grupo polar adyacente; y el final del mismo grupo polar con el final del grupo polar adyacente. [12]

6.3.4.4. Devanados por polos consecuentes

En este otro tipo de devanados, cada fase tiene el mismo número de grupos polares que el número de pares de polos que tiene la máquina. Al hacer circular corriente por un devanado por polos consecuentes, se generan dos polos magnéticos por cada grupo polar. Los lados activos de bobina situados entre los ejes de dos polos magnéticos adyacentes y cuyas corrientes circulan en el mismo sentido, forman parte de un solo grupo polar. Para conectar los diferentes grupos polares de un devanado por polos consecuentes, se debe unir el final de un grupo polar con el comienzo del siguiente.

6.3.5. Tipos de devanados según el orden de sucesión de los lados activos de una fase

6.3.5.5. Devanados concéntricos

Los devanados concéntricos son aquellos en los que las bobinas de un grupo polar tienen tamaños diferentes, ya que al situarse unas dentro de otras, las que se sitúan en el exterior serán de mayor tamaño que aquellas que se alojan en su interior. En consecuencia, los pasos de bobina varían en función de la posición de la espira dentro del grupo polar. Este tipo de devanados se utilizan aplicando conexiones por polos consecuentes y siempre se fabrican de una capa. [12]

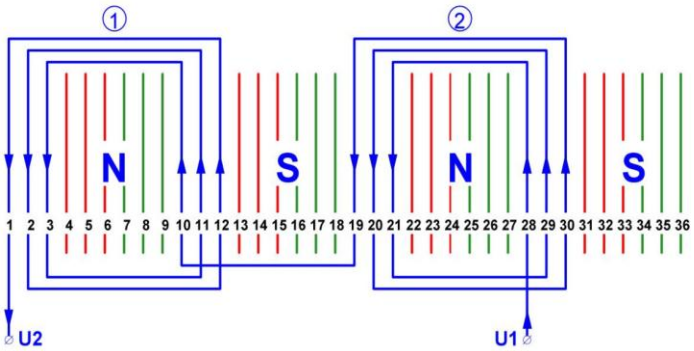


Figura 31 Devanado trifásico concéntrico por polos consecuentes, 4 polos, de una capa, 2 grupos polares por cada fase, 3 bobinas por grupo polar. En esta figura solo se representa una de las tres fases.

6.3.5.6. Devanados imbricados

Los devanados imbricados están compuestos por bobinas de mismo tamaño y forma. Para obtener un grupo polar se conectan varias bobinas de una misma fase en serie, de manera que todas ellas corresponden al mismo polo. La conexión entre las bobinas se realiza de forma que el final de una se conecta al comienzo de la siguiente. Este tipo de devanados se pueden fabricar tanto de una capa como de doble capa. Además, el devanado puede ser de paso diametral, alargado o acortado. Sin embargo, los grupos polares siempre se deben conectar por polos. Por lo tanto, el número de grupos polares por fase será siempre igual al número de polos de la máquina eléctrica.

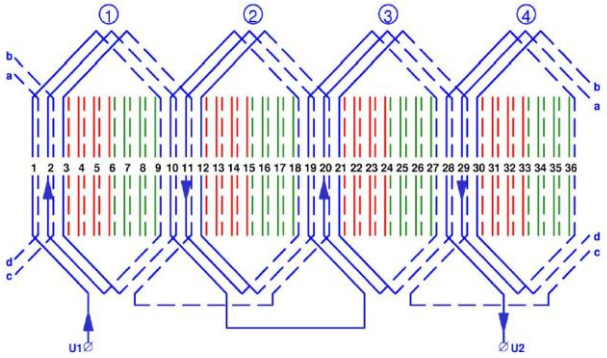


Figura 32 Devanado trifásico imbricado por polos de doble capa con 3 bobinas por grupo polar. Máquina de 4 polos y devanado de 4 grupos polares. Estator de 36 ranuras. En esta figura solo se representa una de las tres fases.

6.3.5.7. Devanados ondulados

Al igual que los devanados imbricados, los devanados ondulados se componen de bobinas del mismo tamaño. Sin embargo, en este tipo de devanados cada bobina se conecta con otra de la misma fase que se encuentra en el siguiente par de polos. Debido a esta disposición, una fase está formada por dos mitades: la primera que corresponde a los grupos polares impares, y la segunda que corresponde a los impares. La mitad de una fase que conecta los grupos polares impares se conecta uniendo la primera de las bobinas de cada grupo polar impar hasta que se ha recorrido todo el devanado y se llega de nuevo al primer grupo polar. A continuación, se repite el proceso con la segunda bobina de cada grupo hasta que se recorre todo el devanado. Este proceso se repetiría hasta conectar todas las bobinas de los grupos polares impares. Para la otra mitad, la que conecta los grupos polares pares, el proceso es el mismo. Para completar una fase, se deben conectar en serie o en paralelo ambas mitades. Es importante destacar que las corrientes que circulan por cada una de las mitades deben ser de sentidos opuestos, puesto que de esta forma se consigue distribuir los polos en el estator como Norte-Sur-Norte-Sur. Este tipo de devanados se implantan de doble capa y se conectan por polos. Además, pueden ser tanto de paso diametral como alargado o acortado.

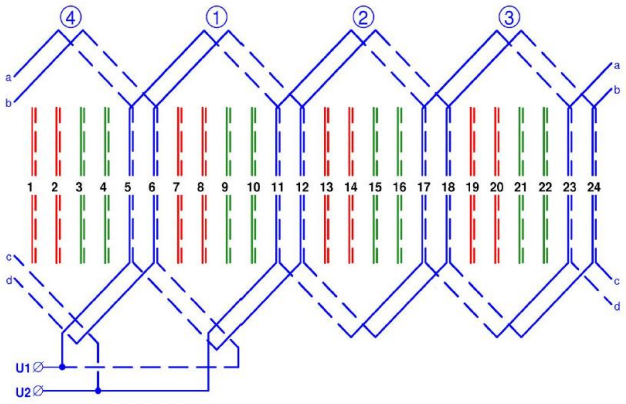


Figura 33 Devanado trifásico ondulado por polos de doble capa con 2 bobinas por grupo polar. Máquina de 4 polos y devanado de 4 grupos polares. Estator de 24 ranuras. En esta figura solo se representa una de las tres fases.

Para el diseño del generador se elige el devanado imbricado por razones de fabricación en comparación con los otros dos tipos de devanados. Por un lado, el devanado concéntrico requiere espiras de diferente tamaño, lo que no permite estandarizar el tamaño de las espiras a fabricar. Por otro lado, el devanado ondulado requiere un proceso de inserción de las espiras más complejo.

6.3.6. Parámetros de los devanados

En un devanado trifásico las ranuras se diseñan y distribuyen a lo largo del estator de forma que todas las ranuras estén ocupadas. Si el estator está compuesto de K ranuras por las que se inserta un devanado trifásico de 2p polos, el número de ranuras por polo Q se obtiene mediante la ecuación (28). El valor de Q coincide con el del paso polar. [12]

$$Q = \frac{K}{2p} = y_p \tag{28}$$

A partir de la ecuación (28) se puede obtener el número de ranuras por polo y fase q.

$$q = \frac{Q}{m} = \frac{K}{2pm} \tag{29}$$

Un devanado compuesto de b bobinas por cada par de polos y por cada fase, tiene un número de bobinas por fase definido por la ecuación (30).

$$N_{b/f} = p \cdot b \tag{30}$$

Si cada bobina tiene $N_{e/b}$ espiras, el número de espiras por fase se calcula según (31).

$$N_{e/f} = p \cdot b \cdot N_{e/b} \tag{31}$$

Y el número total de bobinas de todas las fases se calcula como indica (32).

$$B = 3 \cdot p \cdot b \tag{32}$$

En el caso de los devanados de una capa, se cumple que el número total de ranuras del estator (K) es igual al número de lados activos de las bobinas, como se indica en (33).

$$K = 2 \cdot B \tag{33}$$

Uniendo las ecuaciones (29),(32) y (33), se obtiene que el número de bobinas por cada par de polos y fase es igual al número de ranuras por polo y fase (34).

$$q = \frac{K}{2pm} = \frac{2 \cdot B}{2 \cdot \frac{B}{b}} \quad \rightarrow \quad q = b \tag{34}$$

En el caso de los devanados de dos capas se cumple que hay dos lados activos de dos bobinas diferentes por ranura, lo que se traduce en (35).

$$K = B \tag{35}$$

Uniendo las ecuaciones (29),(32) y (35), se obtiene que el número de bobinas por cada par de polos y fase es igual al doble del número de ranuras por polo y fase.

$$q = \frac{K}{2pm} = \frac{B}{2 \cdot \frac{B}{b}} \quad \rightarrow \quad 2q = b \tag{36}$$

Siendo G_f el número de grupos polares por cada fase, G el número de grupos polares total y b_G el número total de bobinas de un grupo polar, se deducen (37) y (38).

$$G = 3 \cdot G_f \tag{37}$$

$$B = G \cdot b_G \tag{38}$$

En el caso del generador diseñado se escoge el devanado de doble capa debido a que permite minimizar el número de ranuras del estator, ya que dos bobinas pueden compartir una misma ranura.

Por otro lado, al ser un devanado imbricado, el número de grupos polares por fase es igual al número de polos de la máquina eléctrica. Por lo que se deduce que:

$$G_f = 2p = 240 \tag{39}$$

$$G = 3 \cdot G_f = 720 \tag{40}$$

Siguiendo prácticas habituales en el devanado de los generadores, se escoge un valor de ranuras por polo (Q) igual a 3. Por lo que el número total de ranuras del estator será 720 siguiendo la ecuación (28). Al tratarse de un devanado trifásico, $q = 1$; y al tratarse de un devanado de doble capa, se obtiene que $b = 2$ según la ecuación (37). Según la ecuación (35), el número total de bobinas del devanado será igual a 720.

Conocido el valor del número de ranuras por polo y fase, y sabiendo que el devanado es de doble capa, se deduce que el número de bobinas por polo es también igual a 1. Por lo tanto, cada una de las tres ranuras que existen por polo alojará una de las fases. En la

Figura 34 se observa que el paso de bobina es igual a 3, por lo tanto se trata de un paso de bobina diametral al ser igual al paso polar.

Magnitud	Valor
Tipo de devanado	Imbricado de doble capa
Número de ranuras del estator K	720
Número de bobinas B	720
Número de ranuras por polo Q	3
Número total de grupos polares G	720
Paso de bobina y_1	Diametral (3 ranuras)

Tabla 6 Parámetros del devanado del estator

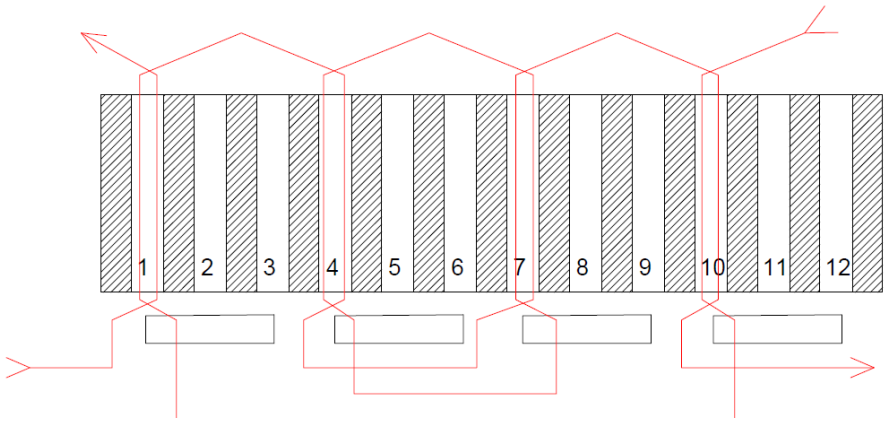


Figura 34 Esquema del devanado del generador

6.3.7. Cálculo del número de espiras por bobina

El número de espiras por bobina y la conexión del devanado está limitada por la máxima tensión que puede soportar el inversor: 800 V de tensión de línea que equivalen a 398.4 V de tensión de fase. Además, el generador que se diseña debe proporcionar 690 V de tensión nominal.

La tensión inducida por los imanes permanentes del rotor girando a velocidad nominal en una espira del devanado se calcula con la Ley de Faraday:

$$E_{1\ espira} = \frac{d\Psi}{dt} = \frac{d}{dt}\left(B_g A_{bobina}\right) \quad (41)$$

Para el caso del generador que se diseña:

$$E_{1\ espira} = 1.14 \cdot A_{bobina} \cdot \frac{d}{dt} sen(w_e t) \quad (42)$$

$$= 1.14 \cdot \left(\tau_p = 3ranuras = 109.3mm\right) \cdot L_{stack} \cdot w_e \cdot cos(w_e \cdot t)$$

Donde el valor eficaz de la tensión inducida en la espira es:

$$E_{1espira\ RMS} = \frac{1.14T}{\sqrt{2}} \cdot 0.1093m \cdot 0.939m \cdot 150.8 \frac{rad_e}{s} = 12.48\ V \quad (43)$$

La tensión eficaz de fase del devanado del estator lo define la ecuación:

$$E_{faseRMS} = E_{1espira\ RMS} \cdot N_{e/b} \cdot N_{b/r} \quad (44)$$

Para determinar el número de espiras por bobina y el número de bobinas en serie por fase, se realiza un cálculo iterativo con las siguientes restricciones:

- La tensión eficaz de cada fase debe ser igual a 398.4 V (690 V tensión de línea)
- El número de bobinas por fase debe ser igual a 240.
- El número de ramas en paralelo por fase debe ser un número entero.

Tras realizar el cálculo iterativo se opta por la disposición de las bobinas que se muestra en la Tabla 7.

Magnitud	Valor
Nº de espiras por bobina $N_{e/b}$	2
Número de bobinas en serie por rama y por fase $N_{b/r}$	16
Número de ramas en paralelo por fase $N_{r/f}$	15
Número de espiras en serie por fase $N_{es/f}$	32
$E_{fase\ máx}$	399.2 V
$E_{línea\ máx}$	691.5 V

Tabla 7 Parámetros de las bobinas del devanado del estator

6.3.8. Sección de cobre de los conductores del estator

Para calcular la sección mínima de pletina de cobre requerida que puede aguantar la corriente que circula por las bobinas del estator, se parte de la intensidad nominal del estator, de la densidad de corriente de las pletinas y de la disposición del devanado del estator.

La corriente que circula por cada bobina es igual a la corriente que circula por cada fase entre el número de ramas en paralelo.

$$I_{n\ bobina} = \frac{I_n}{N_{r/f}} = \frac{5113.4\ A}{15} = 340.9\ A \tag{45}$$

Se elige el fabricante BRONMETAL para seleccionar el tamaño de pletina en función de la intensidad admisible de cada geometría (proporcionada por la ficha técnica del fabricante). Se escoge una pletina de una barra de tipo Pintado que tiene una sección de 20 mm de ancho por 10 mm de espesor, que puede soportar una corriente permanente de 497 A. La sección ocupada por una pletina de doble barra es de 200 mm2, y la sección ocupada por el cobre de las dos bobinas que comparten ranura es de 400 mm2.

Corriente alterna hasta 60 Hz Corrente alternada até 60 Hz								
Ancho x Espesor	Pintado Pintado				Brillante Brilhante			
	Nº barras / Nº Cavilhas				Nº barras / Nº Cavilhas			
Largura x Espessura	1 I	2 II	3 III	4 II 50 II	1 I	2 II	3 III	4 II 50 II
12 x 2	123	202	228		108	182	216	
15 x 2	148	240	261		128	212	247	
15 x 3	187	316	381		162	282	361	
20 x 2	189	302	313		162	264	298	
20 x 3	237	394	454		204	348	431	
20 x 5	319	560	728		274	500	690	
20 x 10	497	924	1320		427	825	1180	
25 x 3	287	470	525		245	412	498	
25 x 5	384	662	869		327	586	795	
30 x 3	337	544	593		285	476	564	
30 x 5	447	760	944		379	672	896	
30 x 10	676	1200	1670		573	1060	1480	
40 x 3	435	692	725		366	600	690	
40 x 5	573	952	1140		482	836	1090	
40 x 10	850	1470	2000	2580	715	1290	1770	2280

Figura 35 Valores de intensidades admisibles de diferentes geometrías de pletinas de cobre del fabricante BRONMETAL

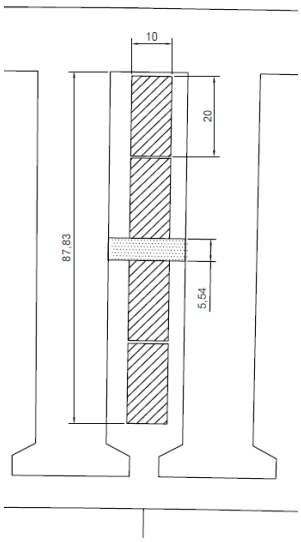


Figura 36 Disposición de las pletinas en las ranuras del estator y el separador de ranura

6.4.RANURAS

Las ranuras son los huecos del estator en los que se inserta el devanado del mismo. Dependiendo de su geometría, existen diferentes tipos de ranuras.

- Las ranuras abiertas tienen la geometría representada por la ranura a de la Figura 37. Este tipo de ranuras se caracterizan por tener los laterales paralelos entre sí, lo que resulta en una amplia abertura que facilita la inserción del devanado. Una vez insertadas las bobinas en las ranuras, estas se tapan con cuñas aislantes.
- Las ranuras semicerradas tienen dos posibles geometrías: b o c de la Figura 37. En este tipo de ranuras el devanado se inserta colocando las bobinas de una en una a través de las ranuras.
- Las ranuras cerradas tienen una geometría como la representada por la ranura d de la Figura 37. Este tipo de ranuras son únicamente empleadas en los devanados de jaula de ardilla. [12]

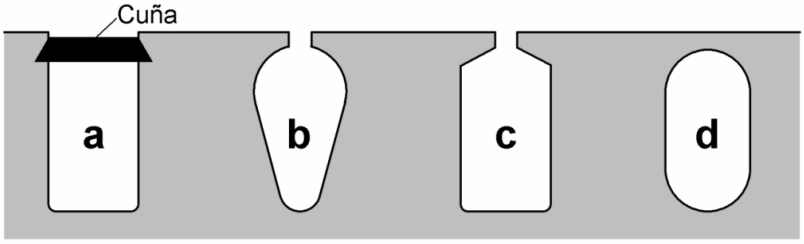


Figura 37 Tipos de ranuras

6.5.MATERIAL AISLANTE EN EL ESTATOR

El material aislante es una parte esencial del devanado del estator, ya que permite minimizar al máximo la aparición de cortocircuitos. La Figura 38 muestra los diferentes elementos que componen el aislamiento del devanado del estator.

Por un lado, en los devanados de doble capa es fundamental separar los lados activos de las bobinas que comparten una misma ranura con material aislante para evitar cortocircuitos entre bobinas. Este aislamiento se denomina separador de ranura y se puede fabricar con diferentes materiales como papel de mica, Nomex o poliéster reforzado.

Por otro lado, en la cabeza de las bobinas, que se encuentra fuera de las ranuras, es esencial separar las fases entre sí con material aislante para evitar también los cortocircuitos fuera de las ranuras.

Antes de insertar los conductores en las ranuras, se introduce una capa de papel de mica en la ranura que permite aislar eléctricamente entre sí los conductores y el yugo del estator. También se insertan cuñas en las ranuras para minimizar el movimiento de los conductores durante la operación de la máquina.

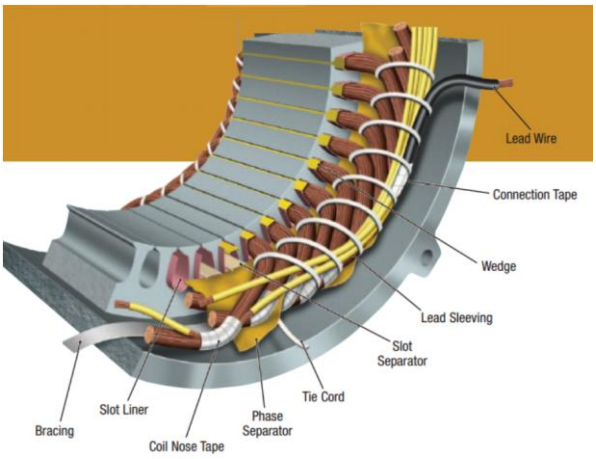


Figura 38 Detalle del aislamiento empleado en las ranuras del estator

7. ELEMENTOS DEL ROTOR

El rotor del generador eléctrico es un núcleo magnético con forma cilíndrica que cumple diversas funciones. Por un lado, como núcleo magnético, debido a su composición de materiales ferromagnéticos, se caracteriza por su elevada permeabilidad, lo que le permite concentrar y guiar el flujo magnético. Por otro lado, cumple las funciones de alojar los imanes permanentes y el eje que transmite el par mecánico mediante un chavetero.

La estructura del rotor, al igual que la del estator, se fabrica apilando finas láminas de acero al silicio. Estas láminas se fabrican con orificios que sirven como canales de ventilación para disipar el calor producido por las pérdidas magnéticas (histéresis y corrientes de Foucault) y mecánicas (debido a la rotación del rotor sobre su eje). También se fabrican con ranuras en las que se alojan los imanes permanentes. [12]

Es importante destacar que el laminado del rotor se compone de láminas más gruesas que el laminado del estator. Esto se debe a que las pérdidas magnéticas del rotor son menores que las del estator, ya que el campo magnético que "ve" el rotor es constante (debido a que gira a la misma velocidad que el campo magnético), por lo que las variaciones del flujo magnético son mucho menores. Por lo tanto, no se requieren láminas tan finas como en el estator para rebajar las pérdidas magnéticas. En base a lo expuesto se decide fabricar el rotor con el mismo tipo de acero que el estator, pero con un espesor mayor de las láminas: acero M-19 de 0.50 mm (M290-50A).

Figura 39 Rotor de un generador síncrono de imanes permanentes

Figura 40 Lámina de rotor con orificios de ventilación y huecos para insertar los imanes permanentes

Existen dos conceptos importantes a la hora de definir el rotor: la línea neutra y el paso polar. La línea neutra es la línea media entre dos polos consecutivos. El paso polar de un rotor en la distancia entre dos polos consecutivos.

UNIDAD DE MEDIDA	EXPRESIÓN
Metros	$t_p = \frac{\pi D_{ext\ rot}}{2p} = 109.3\ mm$
Radianes eléctricos	$\tau_p = \pi\ rad_e$

Número de ranuras	$y_p = \frac{K}{2p} = \frac{720\ ranuras}{240\ polos} = 3\ ranuras$

Tabla 8 Valores del paso polar en diferentes unidades

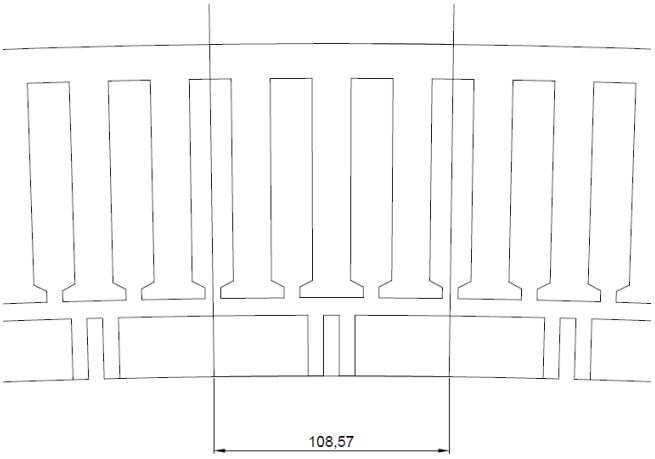


Figura 41 Paso polar

7.1.DEVANADOS AMORTIGUADORES

Este sistema, conocido también como jaula de ardilla, consiste en un conjunto de barras puestas en cortocircuito que se instalan en el rotor. Para poner las barras en cortocircuito se instalan dos anillos al comienzo y al final del rotor, en los cuales se insertan las barras de amortiguación con una soldadura mediante soplete o por inducción. Los anillos de cortocircuito se fabrican por segmentos, de forma que el mantenimiento y la reparación sea más sencilla, que se conectan entre sí mediante pernos o soldadura. [15]

Es importante destacar que este tipo de devanados se emplean únicamente en máquinas síncronas con rotor de polos salientes. Este sistema se instala en el rotor de forma que las barras atraviesen los polos del rotor.

Figura 42 Segmento de anillo de cortocircuito con las barras del devanado de amortiguación atravesando uno de los polos

El devanado amortiguador tiene la función de amortiguar las oscilaciones producidas por los cambios de carga.

En el caso de los motores síncronos, el devanado de amortiguación permite que el motor pueda arrancar por sí mismo. Al arrancar el motor, el campo magnético producido por el devanado del estator atraviesa la sección transversal de las barras del amortiguador. Según la Ley de Faraday, la variación del flujo magnético que atraviesa las secciones entre las barras induce una FEM y un par en el devanado del amortiguador, que hace arrancar al rotor. El par inducido por el campo magnético del estator sobre el rotor se irá reduciendo conforme el rotor vaya acelerando y acercándose a la velocidad de sincronismo, ya que se irán reduciendo las variaciones en el flujo magnético que atraviesa las barras hasta que, una vez el rotor comience a girar a la misma velocidad que el campo magnético, la variación del flujo sea nula.

Uno de los aspectos a considerar respecto a los devanados amortiguadores es la perturbación armónica que producen. Las principales causas de esta perturbación son las ranuras del estator y las ranuras por las que se insertan las barras del devanado amortiguador en el rotor. Un criterio de diseño que permite minimizar estas perturbaciones es que la distancia entre las barras sea un 15% mayor o menor que la distancia entre las ranuras del estator. Este criterio permite evitar los fenómenos de cogging y cusp, que son perturbaciones armónicas del flujo magnético que pueden llegar a producir puntos débiles o muertos en algunas posiciones del rotor. Las consecuencias de estas perturbaciones pueden ser la generación excesiva de ruido o la detención del rotor.

Respecto a la sección de cobre de las barras, se debe considerar para su cálculo que la refrigeración del rotor es mayor que la del estator, lo que permite emplear menos cobre.

En el caso del generador diseñado, no se instala un devanado amortiguador debido a que la disposición de los imanes dificulta su instalación y a que su función se sustituye por el inversor Back-to-Back, que se encarga de controlar el funcionamiento del generador para que no pierda sincronismo.

7.2.GEOMETRÍAS DEL ROTOR

7.2.1. Máquina síncrona de polos salientes

Las máquinas síncronas de polos salientes se emplean cuando el número de polos es elevado y la velocidad de rotación baja. Estas máquinas se caracterizan por ser más largas en la dirección radial que en la dirección axial. Esta disposición, se beneficia del par de reluctancia que se produce por la longitud variable del entrehierro; este par, unido al par magnético, mejora la eficiencia del generador, lo que convierte al rotor de polos salientes en una opción muy atractiva.

Figura 43 Máquina síncrona de polos salientes

7.2.2. Máquina síncrona de rotor cilíndrico

Las máquinas síncronas de rotor cilíndrico se utilizan cuando el número de polos es pequeño y la velocidad de rotación elevada. Gracias a la disposición interna de los imanes y a la uniformidad de la superficie del rotor, se consigue una rotación más estable a altas velocidades. Este tipo de máquinas se caracterizan por ser más largas en la dirección axial que en la tangencial.

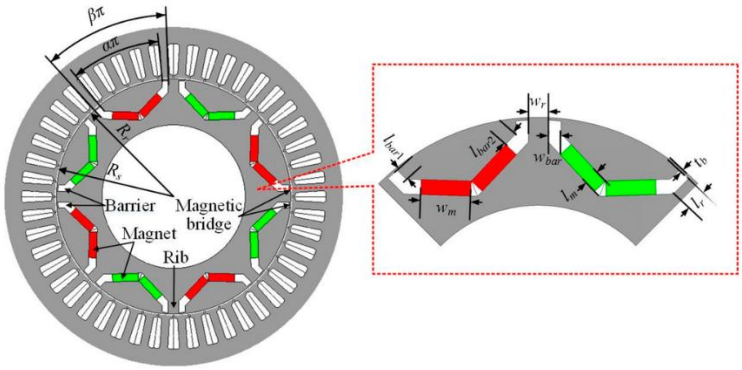


Figura 44 Máquina síncrona de rotor cilíndrico

7.3.DISPOSICIONES TÍPICAS DE LOS IMANES PERMANENTES

7.3.1. SPM (imanes permanentes montados en la superficie del rotor)

La estructura del rotor SPM es una disposición en la que se montan los imanes permanentes en la superficie del rotor. Una desventaja de esta tipología de rotor es que no es de polos salientes, por lo que no se beneficia del par de reluctancia. [1]

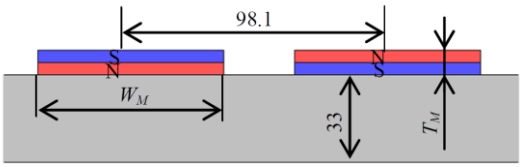


Figura 45 Rotor con imanes permanentes montados en la superficie

7.3.2. Imanes permanentes insertados en el interior del rotor

Existen tres tipos de estructuras de rotor en las que los imanes permanentes se encuentran en el interior del yugo. Todas estas disposiciones pertenecen al tipo de rotor de polos salientes, por lo que se caracterizan por añadir un par de reluctancia al par magnético de la máquina.

7.3.2.1. IPM magnetizado tangencialmente

Esta disposición se obtiene insertando los imanes permanentes en el rotor de forma que la línea que separa los polos magnéticos de los imanes sea paralela al radio del rotor.

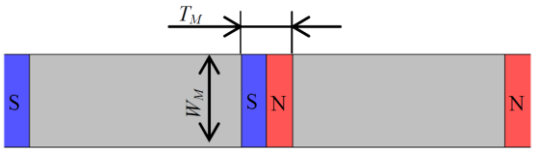


Figura 46 Rotor con imanes permanentes interiores magnetizados tangencialmente

7.3.2.2. IPM magnetizado radialmente

Esta disposición se obtiene insertando los imanes permanentes en el rotor de forma que la línea que separa los polos magnéticos de los imanes sea perpendicular al radio del rotor.

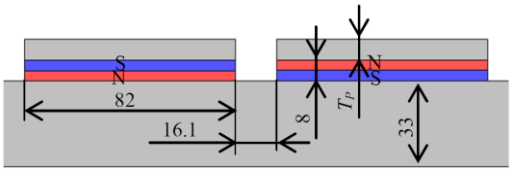


Figura 47 Rotor con imanes permanentes interiores magnetizados radialmente

7.3.2.3. IPM imanes insertados

Esta disposición, al igual que la de los imanes permanentes magnetizados tangencialmente, se obtiene insertando los imanes permanentes en el rotor de forma que la línea que separa los polos magnéticos de los imanes sea perpendicular al radio del rotor. Sin embargo, se diferencian de dicha disposición en que los imanes permanentes adyacentes están separados por material ferromagnético, además de que los imanes no tienen material ferromagnético en su parte superior.

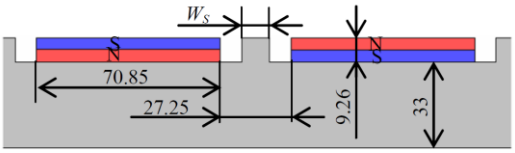


Figura 48 Rotor con imanes permanentes interiores insertados

7.3.3. Selección del tipo de disposición de los imanes

Siguiendo la publicación [1], se comparan las diferentes disposiciones de los imanes permanentes en el rotor del generador síncrono. En este estudio se comparan las cuatro disposiciones posibles empleando el método de elementos finitos. Esta comparación se efectúa simulando el mismo generador síncrono con las diferentes disposiciones. Además, para cada disposición se realizan varias simulaciones variando ciertos parámetros relacionados con las dimensiones de los imanes permanentes.

En la Figura 49 se muestran los parámetros geométricos de cada uno de los modelos de cada estructura del rotor.

SPECIFICATIONS OF THE ROTOR MODELS

Model	S-1	S-2	S-3	S-4
Rotor structure	SPM			
Magnet width W_M (mm)	59.95	70.85	82	98.1
Magnet width/Pole pitch R_M (%)	61.1	72.2	83.6	100
Magnet thickness T_M (mm)	10.95	9.26	8	6.7

Model	T-1	T-2	T-3
Rotor structure	Tangentially-magnetized IPM		
Magnet width W_M (mm)	30	34.3	40
Magnet thickness T_M (mm)	21.8	19.075	16.35

Model	R-1	R-2	R-3
Rotor structure	Radially-magnetized IPM		
Magnet width/Pole pitch R_M (%)	83.6		
Pole shoe thickness T_P (mm)	4	8	12

Model	I-1	I-2	I-3	I-4	I-5
Rotor structure	Inset PM				
Magnet width/Pole pitch R_M (%)	72.2				
Silent part width W_S (mm)	5.45	10.9	16.35	21.8	27.25

Figura 49 Tabla con los diferentes escenarios simulados para cada disposición de los imanes permanentes en el rotor

Una vez realizadas las simulaciones, se obtuvieron las gráficas del par máximo desarrollado (Figura 50) y potencia nominal (Figura 51) para cada caso.

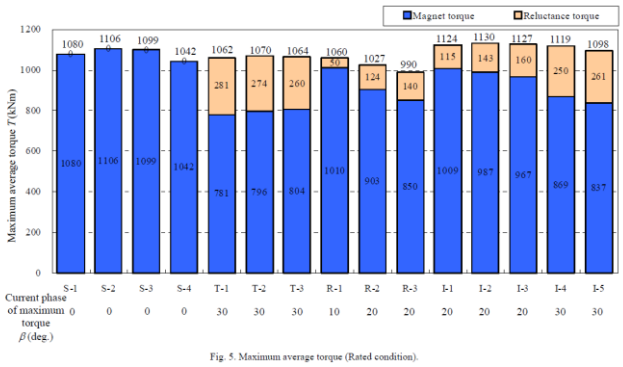


Figura 50 Gráfica del par máximo desarrollado en condiciones nominales en los diferentes escenarios de cada disposición de los imanes permanentes en el rotor

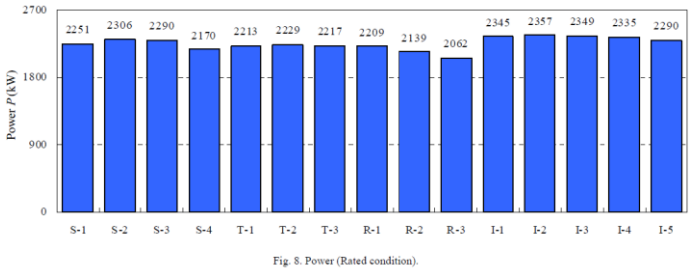


Figura 51 Gráfica de la potencia generada en condiciones nominales en los diferentes escenarios de cada disposición de los imanes permanentes en el rotor

De cada estructura se escoge el modelo óptimo, y se comparan las pérdidas magnéticas (Figura 52) y la eficiencia de cada una (Figura 53).

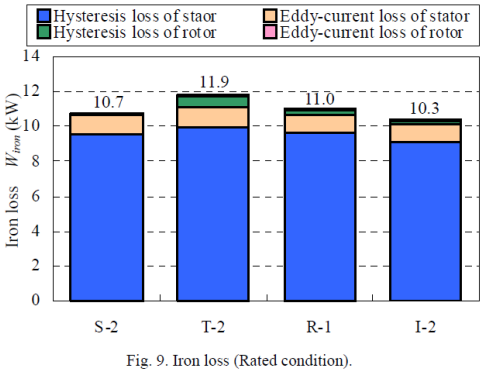


Figura 52 Gráfica de las pérdidas magnéticas en condiciones nominales en los diferentes escenarios de cada disposición de los imanes permanentes en el rotor

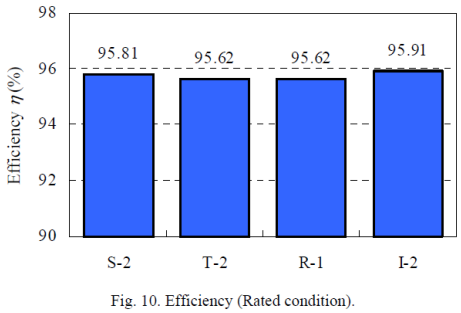


Figura 53 Gráfico de la eficiencia obtenida en condiciones nominales en los diferentes escenarios de cada disposición de los imanes permanentes en el rotor

En las gráficas mencionadas se puede ver que la disposición del rotor con imanes permanentes insertados es la que aporta la mayor eficiencia y las menores pérdidas magnéticas; además de ser la que desarrolla mayor par y potencia en condiciones nominales. Por lo tanto, se concluye que esta disposición es la más favorable, por lo que se decide implementar esta estructura en el generador diseñado en el proyecto.

8. IMANES PERMANENTES

Un imán permanente es un material que proporciona un flujo magnético en ausencia de excitación magnética. Estos materiales se componen de materiales ferromagnéticos duros. Existen diferentes materiales que pueden emplearse en la fabricación de imanes permanentes, en este apartado se describen los más comunes. [16]

8.1.TIPOS DE IMANES PERMANENTES

8.1.1. Imanes de Neodimio

Los imanes de Neodimio están compuestos de hierro, boro y neodimio.

Estos imanes son los más atractivos del mercado debido a su elevada resistencia y coercitividad, características que les han llevado a ser los más empleados en el sector industrial. Sin embargo, debido a la escasez de tierras raras, son el componente más caro de los generadores de imanes permanentes.

Es importante destacar que estos imanes se caracterizan por su anisotropía, lo que conlleva que solamente se pueden magnetizar en una dirección.

La temperatura de trabajo de los imanes de neodimio se establece en torno a 80ºC. A partir de los 220ºC, las propiedades magnéticas de los imanes comienzan a verse afectadas de forma irreversible, por lo que es esencial controlar su temperatura.

Una desventaja que presentan estos imanes es su baja resistencia a la corrosión, lo que conlleva que tras su fabricación se les aplique un recubrimiento que mejore sus propiedades. Los materiales más comunes con los que se fabrica el recubrimiento son: epoxi, níquel, zinc y cobre. En la Tabla 9 se muestran las propiedades de los diferentes recubrimientos empleados. [16]

RECUBRIMIENTO	TIPO	ESPESOR	COLOR	OBSERVACIONES	TEMPERATURA MÁXIMA
Níquel	Ni+NI	10-20 µm	Plata (semi brillante)	Excelente resistencia a la atmósfera húmeda	200°C
Níquel	Ni+Cu+NI	10-20 µm	Plata (semi brillante)	Resistencia superior a la atmósfera húmeda	200°C
Zinc	Zn azul	8-20 µm	azul plateado	Buena resistencia a la salinidad	160°C
Zinc	Color Zn	8-20 µm	azul plateado	Excelente resistencia a la salinidad	160°C
Estaño	Ni+Cu+Sn	15-20 µm	Plata semi brillante	Resistencia superior a la atmósfera húmeda	160°C
Cobre	Ni+Cu	10-20 µm	oro brillante	Tratamiento temporal	
Epoxi	Ni+Cu+epoxy	15-25 µm	negro	Excelente resistencia al clima ya la salinidad	120°C

Tabla 9 Propiedades de los diferentes recubrimientos aplicados en los imanes de neodimio

El proceso de fabricación de los imanes de neodimio consta de las siguientes etapas. Primero se funden los materiales empleados (neodimio, boro y hierro) en un horno de inducción al vacío para conseguir la aleación requerida. Una vez la aleación sale del

horno, se enfría para obtener una estructura sólida. A continuación, se tritura la aleación sólida para conseguir pulverizar el material; las partículas que se obtienen componen los diferentes dominios del material ferromagnético. Tras la pulverización, se coloca el polvo en moldes que se someten a un campo magnético fuerte para alinear los granos al mismo tiempo que se prensan los moldes. Tras el prensado se desmagnetiza el material y se aplica un proceso de sinterización calentando el material hasta una temperatura cercana a su punto de fusión. Este proceso permite aumentar el tamaño de las partículas magnéticas y homogenizar el material. El siguiente paso consiste en aplicar un temple al material enfriándolo bruscamente, esta etapa aporta una elevada resistencia al material. Tras el temple se mecaniza el material para darle la forma deseada .Antes de magnetizar el material se aplica el recubrimiento necesario para aumentar su resistencia a la corrosión. Finalmente, se magnetiza el imán colocándolo en el interior de una bobina que aplica un elevado campo magnético.

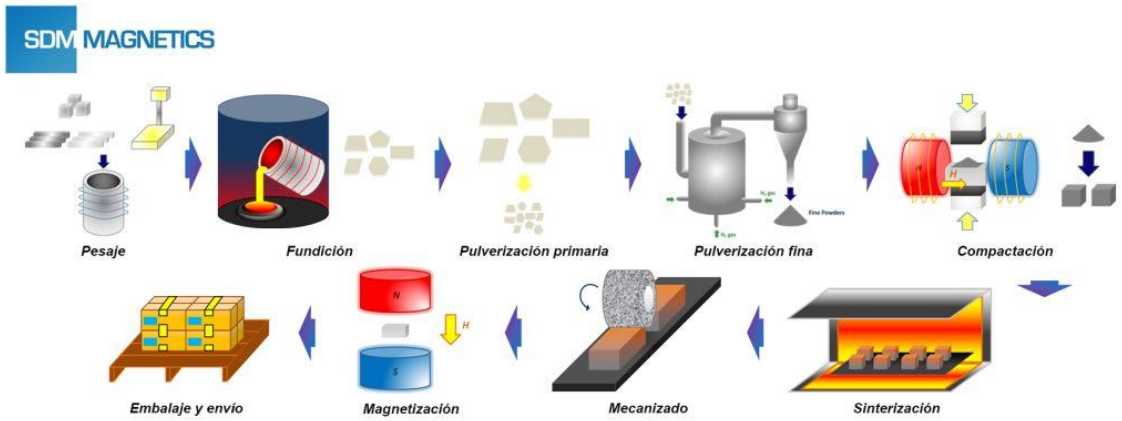


Figura 54 Esquema del proceso de fabricación de los imanes de neodimio

8.1.2. Imanes de ferrita

Los imanes de ferrita se fabrican a partir de materiales cerámicos y están compuestos de óxido de hierro y de ferrita de bario o de estroncio.

Existen dos tipo de imanes de ferrita. Por un lado, se encuentran los imanes de ferrita dura. Estos imanes poseen una elevada coercitividad lo que hace que no sean fáciles de desmagnetizar. Por otro lado, se encuentran los imanes de ferrita blanda, los cuales poseen una menor coercitividad.

Una gran ventaja de este tipo de imanes es su elevada resistencia a la corrosión, lo que los convierte en una excelente opción para aplicaciones exteriores. Sin embargo, debido a su composición de materiales cerámicos son muy frágiles, por lo que se debe evitar su implantación en aplicaciones mecánicamente exigentes.

El proceso de fabricación de estos imanes consta de varias etapas. Primero se obtiene la ferrita fusionando varios óxidos metálicos a elevadas temperaturas. Tras la fusión se muele el material hasta convertirlo en pequeñas partículas. A continuación se prensa el polvo obtenido para finalmente someterlo a un proceso de sinterización. El último paso consiste en magnetizar el material aplicando un campo magnético externo

Figura 55 Diferentes tipos de imanes de ferrita

8.1.3. Imanes de Samario

Estos imanes están compuestos de tierras raras, principalmente de samario y cobalto. Debido a las propiedades de estos materiales, estos imanes poseen una elevada densidad energética y una elevada resistencia a la desmagnetización. Además, su rango de temperatura de trabajo se encuentra entre -40ºC y 350ºC. Estos imanes son los más potentes después de los imanes de neodimio; sin embargo, superan a los de neodimio en su mayor rango de temperaturas de trabajo y en su mayor coercitividad. Una clara desventaja de estos imanes es su elevado coste debido a sus materias primas, incluso mayor que el del neodimio. Entre las principales aplicaciones de estos imanes se encuentra su uso como sensores dentro de hornos, detectores en calderas y diversas funciones que requieran trabajar a elevadas temperaturas.

8.1.4. Imanes de Álnico

Los imanes de álnico están compuestos de una aleación de aluminio, níquel y cobalto. Se caracterizan por ser los imanes con mayor estabilidad ante temperaturas extremas. Estos imanes se caracterizan por su baja fuerza coercitiva, lo que facilita su magnetización. Al igual que ocurre con los imanes de samario, debido a la presencia de cobalto, estos imanes son más costosos que los imanes de neodimio. Debido a la elevada inducción magnética de estos imanes, se utilizan en instrumentos de medición d campos magnéticos.

8.2.SELECCIÓN DEL TIPO DE IMÁN

En este apartado se estudia el tipo de imán permanente óptimo para implantar en el rotor del generador síncrono.

Debido a las propiedades de los imanes de neodimio en comparación con el resto de las alternativas, estos imanes se han situado como la opción más empleada para su aplicación en máquinas eléctricas. Es por esto por lo que se opta por este tipo de material para aportar el campo magnético del rotor del generador que se diseña en el presente trabajo.

A continuación, con el fin de escoger un modelo determinado de imán de neodimio, se estudian los diferentes parámetros que caracterizan a estos imanes. Se tomará como referencia al fabricante italiano IMA.

Los parámetros que caracterizan a estos imanes son: [16]

- Intensidad del campo magnético coercitivo (Hc): se refiere a la intensidad del campo magnético necesaria para desmagnetizar completamente un imán magnetizado. Cuanto mayor sea la fuerza coercitiva de un imán, mejor podrá retener su magnetización.
    - Fuerza coercitiva de la densidad del flujo magnético (HcB): un imán permanente pierde su densidad de flujo magnético cuando se expone a la intensidad de campo coercitivo HcB, pero permanece magnético cuando se retira el campo.
    - Intensidad de campo coercitivo (HcJ): es el valor de la excitación magnética que desmagnetiza al imán permanente de forma irreversible. En otras palabras, tras retirar el campo el imán no recupera sus propiedades magnéticas remanentes.
- Remanencia (Br): medida de la densidad de flujo que permanece en el imán tras su magnetización. Se mide en T (Teslas: 1 Tesla = 10 000 Gauss).
- Grado de magnetización: este parámetro mide la cantidad de energía magnética que puede almacenar un imán. Se mide en millones de Gauss Oersted (MGOe), y actualmente el máximo grado de magnetización que se ofrece en el mercado es N52.
- Producto de energía máxima: mide el producto de la densidad de flujo magnético y de la excitación magnética máxima que se pueden dar en el ciclo de histéresis del material. Este producto mide la cantidad de energía magnética máxima que se puede almacenar en el imán permanente. Se mide en KJ por metro cúbico de material. Cuanto mayor sea el producto de energía máxima, mayor es la remanencia del imán.
- Temperatura de trabajo máxima: mide la máxima temperatura que puede soportar el imán conservando sus propiedades magnéticas de forma reversible.

	Grado	Nomenclatura	Remanencia		Fuerza Coercitividad		Coercitividad Intrínsica		Energía Máxima Producto		Temperatura de Trabajo
Iman de Neodimio	Grado	Nomenclatura	Br		bHc		Fuerza Ihc		(BH) max		Temperatura de Trabajo
Iman de Neodimio	Grado	Nomenclatura	Br max (T)	Br min (T)	HcB min (kA/m)	HcB max (kA/m)	HcJ min (kA/m)	HcJ max (kA/m)	BHmax min (kJ/m³)	BHmax max (kJ/m³)	Max. Temp. trabajo: (ºC)
NdFeB N35AH anisotrópico	N35AH	NdFeB 263/263	1,17	1,19	876	915	2626	-	263	279	220
NdFeB N34AH anisotrópico	N34AH	NdFeB 247/255	1,10	1,16	836	900	2547	-	247	271	220
NdFeB N33AH anisotrópico	N33AH	NdFeB 247/263	1,13	1,15	844	876	2626	-	247	263	220
NdFeB N30AH anisotrópico	N30AH	NdFeB 223/263	1,08	1,12	804	844	2626	-	223	239	220
NdFeB N33EH anisotrópico	N33EH	NdFeB 247/239	1,13	1,15	844	876	2388	-	247	263	200
NdFeB N30EH anisotrópico	N30EH	NdFeB 223/239	1,08	1,12	804	844	2388	-	223	239	200
NdFeB N28EH anisotrópico	N28EH	NdFeB 207/239	1,04	1,08	780	811	2388	-	207	223	200
NdFeB N38UH anisotrópico	N38UH	NdFeB 287/199	1,22	1,25	908	939	1990	-	287	303	180
NdFeB N35UH anisotrópico	N35UH	NdFeB 263/199	1,17	1,19	876	900	1990	-	263	279	180
NdFeB N33UH anisotrópico	N33UH	NdFeB 247/199	1,13	1,15	844	876	1990	-	247	263	180

Tabla 10 Parámetros de diferentes modelos de imanes permanentes

Tras comparar las propiedades de los materiales y contrastando los tipos de imán que se usan en los generadores actuales, se escoge el imán NdFeB N38UH con Br de 1,22 T.

NdFeB N38UH anisotrópico	N38UH	NdFeB 287/199	1,22	1,25	908	939	1990	-	287	303	180

Tabla 11 Características magnéticas del imán permanente seleccionado

Además de las propiedades magnéticas del material, es esencial determinar la permeabilidad magnética del imán para futuros cálculos. De la Tabla 12 se obtiene el valor de la permeabilidad magnética relativa de un imán de neodimio. Debido a la dificultad de desmagnetizar estos imanes, su permeabilidad magnética es muy similar a la del aire, lo que les convierte en una alternativa excelente para usar como imanes permanentes.

Material	Relative Permeability
Iron (99.95% purity, annealed in Hydrogen)	200,000.00
Permalloy	8,000.00
Electrical Steel	4,000.00
Ferrite	640.00
Neodymium Magnet	1.05
Air	1.00
Superconductors	0

Tabla 12 Permeabilidad magnética de diferentes materiales

9. PROCESO DE DISEÑO DEL GENERADOR

A continuación, se describe un proceso iterativo para diseñar los parámetros principales de un generador síncrono de imanes permanentes. Las diferentes etapas del proceso se muestran en la Figura 56. [17]

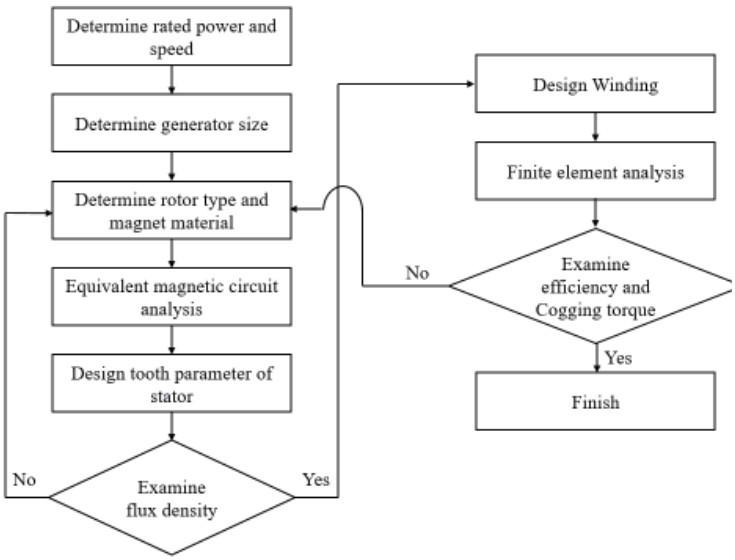


Figura 56 Proceso de diseño de un generador síncrono

9.1.ETAPA 1: ESPECIFICACIONES DEL GENERADOR

El diseño del generador comienza a partir de una serie de datos de partida impuestos normalmente por el cliente. Además, algunos datos de partida vienen impuestos por razones comerciales o por práctica común, como es el caso del valor de la tensión nominal de 690 V. Por lo tanto, el generador se considera como un sistema de baja tensión según el REBT, al ser su tensión de funcionamiento inferior a 1000 V.

Magnitud	Valor
Potencia nominal (P_n)	5.5 MW
Diámetro del entrehierro	7 m
Tensión nominal (U_n)	690 V
Velocidad nominal (n_n)	12 rpm
Velocidad angular nominal (ω_n)	1.2566 rad/s
Factor de potencia ($cos\varphi$)	0.9

Tabla 13 Datos de partida del generador

Se calcula la corriente, la potencia aparente y el par nominal del generador:

$$I_n = \frac{P_n}{\sqrt{3}U_n cos\varphi} = 5113.4\ A \quad (46)$$

$$S_n = \sqrt{3}U_n I_n = 6.11\ MVA \quad (47)$$

$$T_n = \frac{P_n}{\omega_n} = 4376.76\ KNm \quad (48)$$

Además de los datos de partida, se deben tener en cuenta las restricciones impuestas tanto por la normativa como por el convertidor.

Magnitud	Valor
Corriente máxima del convertidor (A)	6000
Tensión máxima del convertidor (V)	800

Tabla 14 Restricciones impuestas por el convertidor instalado

Según las especificaciones de este proyecto, el generador opera a una potencia nominal de 5.5 MW y a una velocidad de rotación nominal de 12 rpm.

En régimen nominal, la frecuencia de la onda de tensión se puede calcular con la ecuación (49) una vez establecido el número de pares de polos. Para determinar el número de pares de polos se escoge un valor típico basado en [17], donde se desarrolla el diseño de un generador de imanes permanentes de 5 MW.

$$n_s = \frac{60\ f}{p} \quad (49)$$

Donde:

- p: número de pares de polos
- f: frecuencia de la onda de tensión

$$p = 120 \text{ pares de polos} \quad (50)$$

Por lo tanto, la frecuencia de la onda de tensión cuando el rotor gira a la velocidad nominal es:

$$f_n = \frac{n_s \cdot p}{60} = \frac{12rpm \cdot 120}{60} = 24\ Hz \quad (51)$$

9.2.ETAPA 2: DETERMINACIÓN DEL TAMAÑO DEL GENERADOR

Las dimensiones del generador se obtienen tomando como referencia las dimensiones del generador diseñado en [17].

Magnitud	Valor
Longitud axial del estator (L_{stck})	939 mm
Longitud axial del rotor (L_{rotor})	900 mm
Diámetro externo del yugo del estator (D_{so})	8.6 m
Diámetro externo del yugo del rotor (D_{ro})	8.294 m

Tabla 15 Dimensiones del generador

9.3.ETAPA 3: DETERMINACIÓN DEL TIPO DE ROTOR Y EL MATERIAL DE LOS IMANES PERMANENTES

Por un lado, tanto la geometría, como la disposición de los imanes permanentes y el tipo de acero eléctrico empleado en el rotor se determinan en el apartado 7. Por otro lado, el tipo de material de los imanes permanentes se determina en el apartado 8.2.

9.3.1. Cálculo de los parámetros principales del rotor

Conocidos los materiales y la disposición de los imanes permanentes en el rotor, se procede a calcular los parámetros principales del rotor que se muestran en la Figura 57, donde:

- l_m: espesor del imán
- $BetaM$: ángulo de expansión del imán. Sus valores típicos oscilan entre 130º y 160º.
- l_g: longitud del entrehierro
- R_{ri}: radio exterior del rotor. Determinado en el apartado 9.2.
- R_{ro}: radio interior del estator.

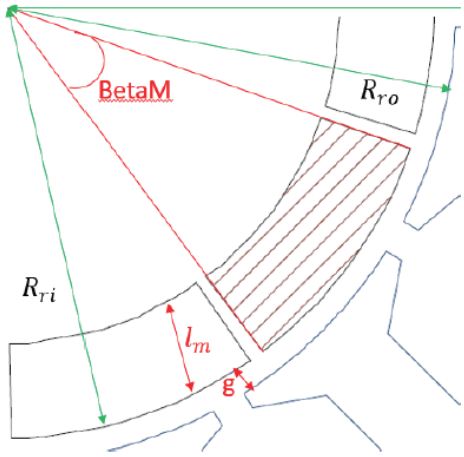


Figura 57 Parámetros geométricos del rotor y el entrehierro

A continuación se procede a calcular el espesor del imán. Cuanto mayor espesor tiene un imán, mayor es la fuerza magnetomotriz que produce, por lo que será menos susceptible al campo magnético externo y a la desmagnetización. Por otro lado, cuanto mayor es el espesor, mayor es su coste. El espesor del imán se determina con el coeficiente de permeabilidad Pc, cuyo valor se encuentra típicamente entre 4 y 6. Para el diseño del generador se escoge un valor medio de 5. [17]

$$P_c = \frac{l_m}{l_g \cdot C_\varphi} \quad (52)$$

El coeficiente de permeabilidad depende a su vez del factor de concentración de flujo C_φ. Este factor mide la relación entre el flujo magnético total que sale del imán, y el flujo magnético que cruza el entrehierro para atravesar el yugo del estator. En otras palabras, mide la relación entre el flujo magnético de dispersión y el flujo magnético magnetizante. Cuanto mayor sea este factor, mayor será la eficiencia del generador. Tomando como referencia [17], se escoge un valor para el factor de concentración de flujo de 0.7.

$$C_\varphi = \frac{A_m}{A_g} \quad (53)$$

Donde:

- A_m: sección transversal del imán que atraviesa el campo magnético total.
- A_g: sección transversal del entrehierro que atraviesa el campo magnético magnetizante.

Antes de calcular Pc, se debe determinar la longitud del entrehierro. Esta distancia debe estar dentro de los límites impuestos por las dos situaciones límite.

Por un lado, si la distancia es demasiado pequeña, se pueden producir vibraciones violentas que desgastan los rodamientos del generador. Además, se deben tener en cuenta las tolerancias de fabricación para determinar el entrehierro mínimo. Por otra parte, el entrehierro es un mecanismo relevante de disipación de calor. Cuanto mayor sea la

distancia del entrehierro, mejor se disipa el calor y se reducen posibles problemas de sobrecalentamiento de la máquina durante su operación.

Por otro lado, si la distancia es excesiva, aumenta el flujo de dispersión y se reduce la densidad de flujo magnético en el entrehierro. Esto se debe a que cuanto mayor sea la distancia del entrehierro, mayor será la reluctancia del circuito magnético. [18]

La longitud del entrehierro se puede aproximar con la ecuación (54) una vez determinado el diámetro del estator.

$$l_g \cong 0.1 + 0.002\, R_{so} = 8.7\, mm \quad (54)$$

Donde:

- R_{so}: radio exterior del estator.

Con el fin de maximizar la eficiencia del entrehierro y teniendo en cuenta que la ecuación (54) es una aproximación, se redondea la longitud del entrehierro a 8 mm.

Una vez calculados los diferentes parámetros, se calcula el espesor del imán y se obtiene un valor de 28 mm.

Magnitud	Valor
Coeficiente de permeabilidad P_c	5
Factor de concentración de flujo C_φ	0.7
Longitud del entrehierro l_g	8 mm
Espesor de los imanes l_m	28 mm

Tabla 16 Valores de los parámetros geométricos de los imanes permanentes y el entrehierro

9.4.ETAPA 4: ANÁLISIS DEL CIRCUITO MAGNÉTICO EQUIVALENTE

Un circuito magnético se define como una trayectoria cerrada por la que circula un flujo magnético. Estos circuitos se resuelven aplicando la Ley de Hopkinson. Esta ley, descrita por la ecuación (55), establece que la FMM que actúa sobre un medio homogéneo es igual al producto del flujo magnético que atraviesa el material por la reluctancia magnética de dicho material.

$$FMM = \phi \cdot R_m = \phi \cdot \frac{1}{P_m} \quad (55)$$

La reluctancia magnética es la resistencia que posee un material o circuito magnético al paso de un flujo magnético cuando es influenciado por un campo magnético. Para calcular esta magnitud para un medio homogéneo dado, se aplica la ecuación (56), donde l es la longitud del material, A su sección perpendicular al flujo magnético y μ la permeabilidad magnética del material.

$$R_m = \frac{l}{\mu \cdot A} = \frac{1}{P_m} \quad (56)$$

Los caminos recorridos por los flujos magnéticos que componen el circuito magnético del generador, se muestran de forma esquemática en la Figura 58.

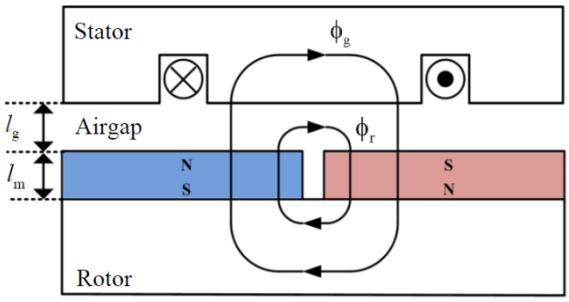


Figura 58 Diagrama esquemático del camino recorrido por el flujo magnético

A partir de dicho diagrama se puede modelar el circuito magnético simplificado.

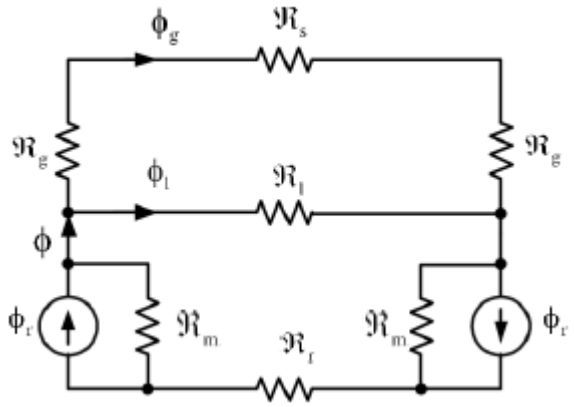


Figura 59 Circuito magnético equivalente

El circuito magnético de la Figura 59 está formado de diferentes materiales, representados por sus reluctancias, cuyos valores se definen en la Tabla 17. [19]

Elemento	Ecuación	$\frac{\text{KA} \cdot vuelta}{Wb}$
Reluctancia del yugo del estator (R_s)	$\frac{l_s}{\mu_s \cdot A_s} = \frac{77.28mm}{4000\mu_0 \cdot (16mm \cdot 939mm)}$	1.023

Reluctancia del entrehierro (R_g)	$\frac{l_g}{\mu_o \cdot A_g} = \frac{8mm}{\mu_0 \cdot (87.4mm \cdot 900mm)}$	80.9
Reluctancia de dispersión (R_l)	$\frac{l_l}{\mu_o \cdot A_o} = \frac{77mm}{\mu_o \cdot (8mm \cdot 900mm)}$	8510.368
Reluctancia del yugo del rotor (R_r)	$\frac{l_r}{\mu_r \cdot A_r} = \frac{77mm}{4000\mu_0 \cdot (30mm \cdot 900mm)}$	0.567
Reluctancia del imán (R_m)	$\frac{l_m}{\mu_m \cdot A_m} = \frac{28mm}{1.05\mu_0 \cdot (43.72mm \cdot 900mm)}$	539.307
Reluctancia de los dientes del estator (R_d)	$\frac{l_d}{\mu_d \cdot A_d} = \frac{107.6mm}{4000\mu_0 \cdot (16mm \cdot 939mm)}$	1.424

Tabla 17 Ecuaciones de las reluctancias y los flujos magnéticos del circuito magnético equivalente

Para demostrar las ecuaciones de los parámetros estructurales, se simplifica el circuito magnético equivalente en base a los siguientes criterios: [19]

1. $\phi_g = K_l\,\phi$, siendo K_l el factor de dispersión (0.9-1.0).
2. R_l se desprecia para simplificar el análisis.
3. $R_s\ y\ R_r$ se sustituyen por el factor de reluctancia K_r(1.0-1.2) debido a que la reluctancia del acero del estator y del rotor es pequeña en comparación a la del entrehierro.

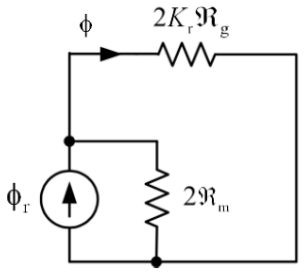


Figura 60 Circuito magnético simplificado

A partir del circuito magnético simplificado, se obtiene la ecuación del flujo magnético:

$$\phi = \frac{\phi_r 2R_m}{2R_m + 2R_g + R_s + R_r} = \frac{\phi_r 2R_m}{2R_m + 2K_r R_g} = \frac{\phi_r}{1 + K_r \frac{R_g}{R_m}} \quad (57)$$

Esta ecuación se puede escribir en función de los campos magnéticos y las longitudes del imán y el entrehierro. Para ello se aplican las ecuaciones de la Tabla 17 y se obtiene la ecuación (58).

$$B_g A_g = \frac{B_r A_m}{1 + K_r \frac{\mu_r}{P_c}} \quad (58)$$

Para simplificar la ecuación, se asume que todo el campo magnético que sale del imán atraviesa el entrehierro y circula por el yugo del estator. Por lo tanto, $A_g = A_m$.

Si además se asume que $K_r = 1,$ se obtiene la ecuación (59).

$$\frac{B_g}{B_r} = \frac{1}{1 + \mu_r \frac{l_g}{l_m}} \quad (59)$$

La ecuación (59) muestra la relación entre el campo magnético en el entrehierro y el campo magnético remanente del imán. Esta relación aproximada depende únicamente de las longitudes del imán y del entrehierro, así como de la permeabilidad magnética del imán. Por un lado, las longitudes del imán y el entrehierro ya han sido establecidas en los pasos anteriores del diseño. Por otro lado, como ya se ha elegido el imán permanente con el que se va a trabajar, el campo magnético remanente y la permeabilidad del imán también son conocidas. Por lo tanto, se puede obtener un valor aproximado del campo magnético en el entrehierro para el generador que se diseña.

$$B_g = \frac{B_r}{1 + \mu_r \frac{l_g}{l_m}} = \frac{1.22\ T}{1 + 1.05 \cdot \frac{8\ mm}{28\ mm}} = 0.94\ T \quad (60)$$

Según [19], si se escoge un valor del coeficiente de permeabilidad Pc entre 4 y 6 (se escoge 5 para el generador de este proyecto), la relación entre B_g y B_r debe situarse aproximadamente entre 0.75 y 0.85, como se muestra en la Figura 61. En el caso del generador que se diseña, el valor obtenido se encuentra dentro de los límites propuestos.

$$\frac{B_g}{B_r} = \frac{0.94\ T}{1.22\ 7} = 0.77 \quad (61)$$

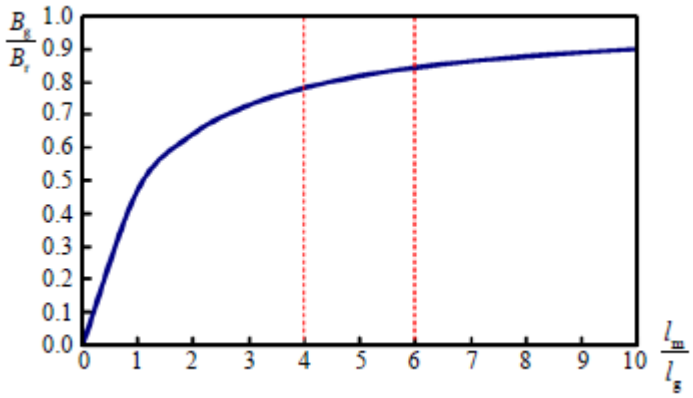


Figura 61 Relación entre la densidad de flujo magnético normalizada y el coeficiente de permeabilidad Pc (siendo Am = Ag)

Ignorando los efectos magnéticos producidos por los dientes del estator, la distribución del flujo magnético en el entrehierro se puede representar por la Figura 62 y la Figura 63, cada una para un paso polar diferente.

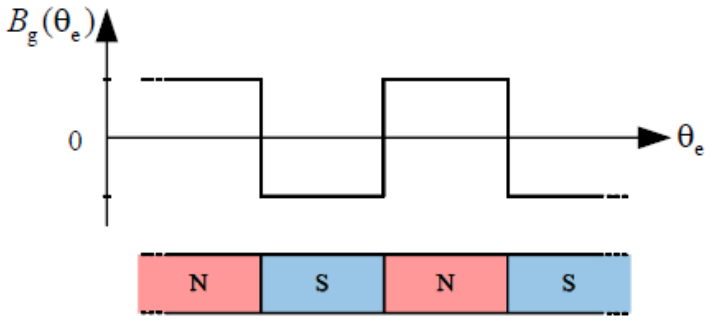


Figura 62 Relación entre el flujo magnético en el entrehierro y los grados eléctricos para un paso polar de 1

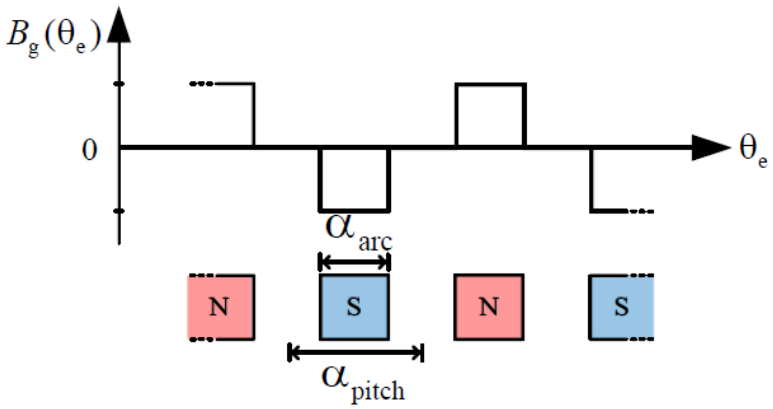


Figura 63 Relación entre el flujo magnético en el entrehierro y los grados eléctricos para un paso polar de 0.5

La relación entre el espesor del imán y el paso polar del núcleo del rotor se escribe como α_{p-p}, y se define como la relación entre el ángulo de expansión del imán (α_{arc}) y el ángulo de expansión entre los ejes de dos polos magnéticos adyacentes (α_{pitch}). Este cociente es importante puesto que tiene relación con el flujo magnético. Cuanto mayor sea la relación, mayor será el flujo magnético. Sin embargo, cuanto más sinusoidal sea el flujo magnético, menor será el contenido de armónicos de tensión inducidos.

$$\alpha_{p-p} = \frac{\alpha_{arc}}{\alpha_{pitch}} \quad (62)$$

Si α_{p-p} es igual a la unidad, entonces los polos magnéticos están dispuestos sin ningún espacio entre ellos. Esta situación generaría el flujo magnético máximo, pero también un elevado contenido de armónicos de tensión inducidos al ser la forma de onda cuadrada.

Si se aplica la serie de Fourier a la función del flujo magnético se obtiene la ecuación (63), donde $B_{g\,pico}$ se refiere al campo magnético máximo en el entrehierro de la onda cuadrada y k_h al armónico de orden h.

$$B_g = \frac{2B_{g\,pico}}{\pi} \sum_{k_h=1}^{\infty} \frac{1-(-1)^{k_h}}{k_h} cos\left[k_h\left(\frac{1-\alpha_{p-p}}{2}\right)\cdot 180º\right] sin(k_h \cdot \theta_e) \quad (63)$$

De la ecuación (63) se obtiene la ecuación (64), que representa el factor de la aportación al flujo magnético para un armónico dado que depende de α_{p-p}. Esta ecuación permite determinar la influencia de α_{p-p} para un armónico determinado.

$$B_{k_h} = \frac{1-(-1)^{k_h}}{k_h} cos\left[k_h\left(\frac{1-\alpha_{p-p}}{2}\right)\cdot 180º\right] \quad (64)$$

Con el fin de minimizar los efectos dañinos producidos por los armónicos de tensión, se escogerá como criterio de diseño aquel α_{p-p} que minimice los armónicos 3 y 5. Para dicha elección se comparará la relación entre $B_{k_h=1}$ y $B_{k_h=3,5,7,9}$ para diferentes valores de α_{p-p}.

α_{p-p}	Armónico Principal	Armónico 3	Armónico 5	Armónico 7	Armónico 9
0.667	1.7326	0.0006	0.1996	0.1431	0.0906
0.8	1.9021	0.2060	0.0000	0.0883	0.0909
0.857	1.9498	0.2672	0.0888	0.0002	0.0731
0.909	1.9796	0.3063	0.1526	0.0779	0.0001
1	2.0000	0.3333	0.2000	0.1429	0.0909

Tabla 18 Elección de α_{p-p} óptimo

Tras analizar la Tabla 18, se observa que para $\alpha_{p-p} = 0.667$ se obtiene el mínimo contenido de armónico 1, y que para $\alpha_{p-p} = 0.8$ se obtiene el mínimo porcentaje de armónico 5. Además, el porcentaje de armónico 5 para $\alpha_{p-p} = 0.667$ es igual al porcentaje de armónico 3 para $\alpha_{p-p} = 0.8$. Por lo que ambos casos difieren únicamente en el armónico que minimizan. Se decide por lo tanto escoger $\alpha_{p-p} = 0.8$, puesto que ofrece un flujo de entrehierro superior.

$$\alpha_{p-p} = \frac{\alpha_{arc}}{\alpha_{pitch}} = 0.8 \quad (65)$$

Conocido α_{p-p}, el número de polos del rotor y el radio del rotor, se calcula el ángulo de expansión de los imanes permanentes.

Para ello, se calcula primero la distancia entre dos polos adyacentes. Esta distancia se calcula dividiendo la longitud de la circunferencia del rotor entre el número de imanes permanentes.

$$l_{pitch} = \frac{2\pi R_{rotor}}{2p} = 10.93\ cm \quad (66)$$

Una vez calculado l_{pitch}, se calcula la longitud que ocupa cada imán con α_{p-p}.

$$l_{arco\ imán} = \alpha_{p-p} \cdot l_{pitch} = 8.74\ cm \quad (67)$$

Para pasarlo a grados eléctricos se aplica un factor de conversión sabiendo que 180 grados eléctricos equivalen a un arco de circunferencia de 21.86 cm.

$$Beta_m = l_{arco\ imán} \cdot \frac{180°E}{109.3\ mm} = 144°E \quad (68)$$

Conocido el valor del campo magnético en el entrehierro y el valor de α_{p-p}, se obtiene la ecuación del primer armónico de la serie de Fourier del campo magnético en el entrehierro:

$$B_g = \frac{4B_{g\ pico}}{\pi} cos\left[\left(\frac{1-\alpha_{p-p}}{2}\right)\pi\right] \sin(\theta_e) = \frac{4B_{g\ pico}}{\pi} cos(0.1\pi) \sin(\theta_e) = 1.14 \sin(\theta_e) \quad (69)$$

9.5.ETAPA 5: DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LAS RANURAS Y LOS DIENTES DEL ESTATOR

Parámetros principales del estator:

- Anchura de los dientes (t_s)
- Longitud axial del yugo del estator (L_{stk})
- Apertura de las ranuras (S_0)
- Pole shoe (T_{GD})
- D_{SO}: diámetro exterior del estator.

- D_{Sy}: espesor del yugo del estator.

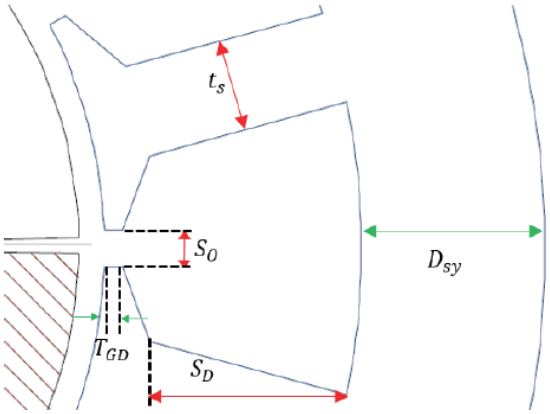


Figura 64 Parámetros geométricos del estator

El criterio que guía el diseño de los parámetros geométricos del estator consiste en minimizar la saturación magnética en los dientes y el yugo. La saturación magnética depende de la densidad de flujo magnético máxima que puede circular por cada uno de estos elementos.

El primer paso es para determinar los parámetros que definen el estator es definir la anchura de los dientes. Tomando como referencia [19], se escoge un valor típico de $t_s = 16\,mm$. Se verifica posteriormente la saturación magnética obtenida con este valor mediante el análisis de elementos finitos.

Una vez calculado t_s, se calcula el paso de ranura τ_s.

$$\tau_s = \frac{D_{SO}\,\pi}{N_s} = \frac{8.6\text{ m} \cdot \pi}{720} = 37{,}52\,mm \tag{70}$$

Para calcular el ancho de ranura se aplica la ecuación (71).

$$Ancho\ de\ ranura = \tau_s - t_s = 37.52mm - 16mm = 21.52mm \tag{71}$$

El espesor del yugo del estator se calcula teniendo en cuenta que el campo magnético que atraviesa los dientes del estator radialmente se bifurca al llegar al yugo del estator. De esta forma, por cada uno de los dos nuevos caminos magnéticos circulará la mitad del campo magnético que recorría el diente del estator. Por lo tanto, se deduce que el espesor del yugo del estator debe ser más pequeño que el espesor de los dientes e igual o mayor que la mitad de dicho espesor.

$$\frac{t_s}{2} \leq D_{sy} \leq t_s \tag{72}$$

Se decide escoger el valor máximo, por lo que $D_{sy} = 16\,mm$.

La altura total de los dientes del estator, que incluye la altura del pie del diente, se calcula como:

$$h_{ranura}(mm) = \frac{D_{os}}{2} - \frac{D_{or}}{2} - l_g - D_{sy} = \frac{8600}{2} - \frac{8294}{2} - 8 - 16 = 101\ mm \quad (73)$$

La altura del pie del diente se escoge de 5 mm para facilitar la fabricación del estator y evitar que la pieza sea excesivamente frágil. Las dimensiones detalladas del pie del diente se detallan en la Figura 65.

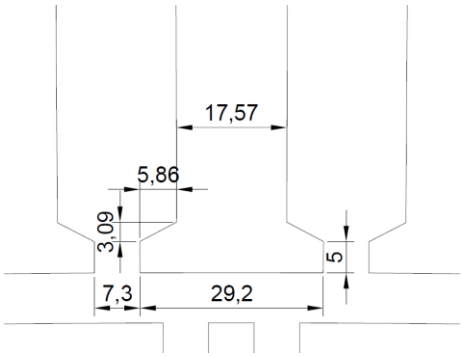


Figura 65 Dimensiones del pie de ranura del estator en mm

9.6.ETAPA 6: EXAMINAR EL CAMPO MAGNÉTICO

El campo magnético ya ha sido evaluado y calculado en el entrehierro en el apartado 9.5.

9.7.ETAPA 7: DISEÑO DEL DEVANADO

El diseño del devanado y sus parámetros se realiza en el apartado 6.3.

9.8.ETAPA 8: SIMULACIÓN POR ELEMENTOS FINITOS

Una vez obtenido el diseño del generador aplicando ecuaciones propuestas por diferentes autores para determinar cada parámetro, se procede a simular el generador obtenido empleando el método de los elementos finitos. Este método es un procedimiento de discretización que divide la geometría a estudiar en diferentes subregiones que forman una malla de diferentes elementos (triángulos, cuadriláteros). Una vez definida la malla, se calculan los parámetros electromagnéticos de cada elemento aproximando las ecuaciones electromagnéticas mediante funciones simples.

Para realizar la simulación se emplea el software FEMM (Finite Element Method Magnetics). Se decide optar por este software debido a que su curva de aprendizaje es suave, es decir, que se pueden obtener resultados útiles con poco tiempo de práctica. Una de las desventajas de este software es que solamente permite resolver problemas bidimensionales, sin embargo, debido a la geometría axial de nuestro generador se considera válido simular únicamente una sección transversal.

Para resolver el problema, el software FEMM aplica el método de elementos finitos siguiendo los siguientes pasos.

El primer paso consiste en definir el dominio geométrico del problema. Para ello se importa en FEMM la geometría del generador dibujada con el software Autocad. Debido a la geometría de revolución axial del generador, se considera una aproximación aceptable simular únicamente un sector de la sección transversal del generador. Además, debido al elevado diámetro del generador, en comparación con el tamaño de los dientes, ranuras e imanes, se dibuja el sector de la sección transversal de forma plana para simplificar el análisis.

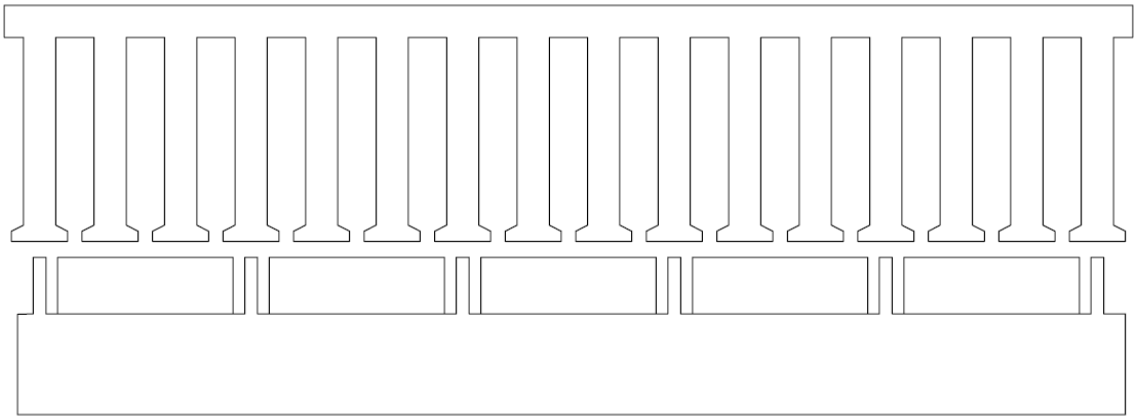


Figura 66 Dominio geométrico importado en FEMM

El siguiente paso consiste en asignar las propiedades físicas a cada parte del modelo en función del tipo de material (acero eléctrico, imán permanente, aire).

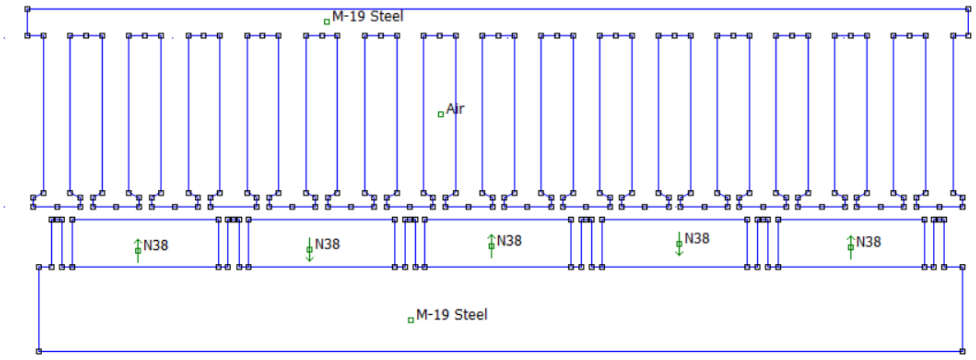


Figura 67 Asignación de las propiedades físicas de cada parte en FEMM

A continuación, FEMM define la malla automáticamente dividiendo la geometría en pequeños elementos finitos empleando triángulos.

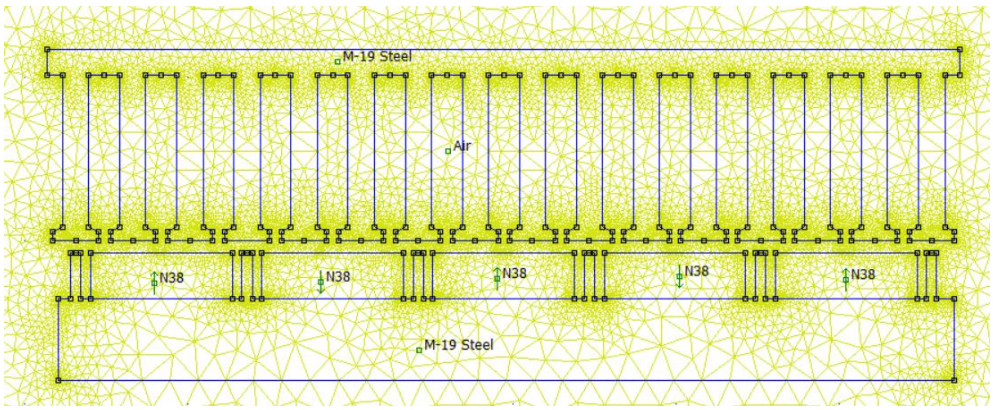


Figura 68 Malla de triángulos definida por FEMM sobre la geometría del problema

Por último, FEMM deriva las ecuaciones diferenciales que gobiernan los fenómenos electromagnéticos y las convierte en un sistema de ecuaciones algebraicas que resuelve utilizando métodos numéricos.

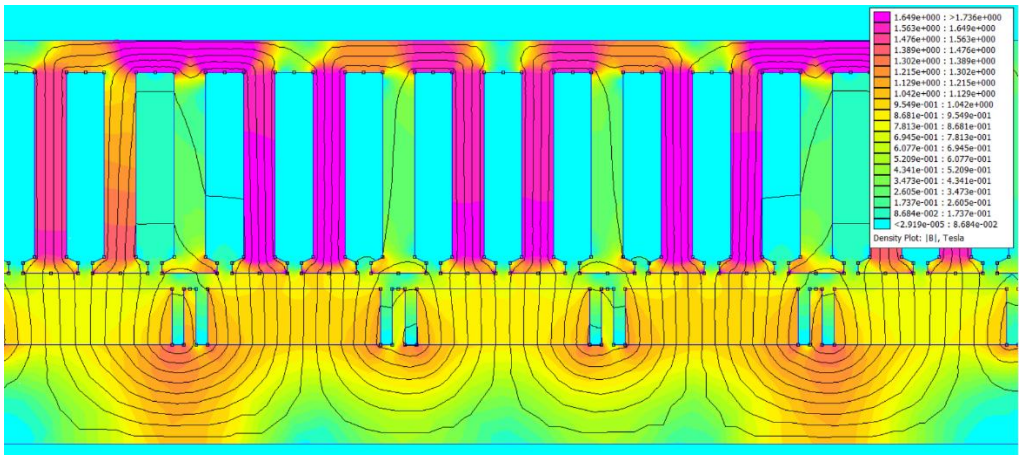


Figura 69 Intensidad de campo magnético en cada punto del generador

El cálculo de las variables electromagnéticas aplicando el método de elementos finitos permite evaluar la saturación magnética en el acero eléctrico del estator. En la Figura 69 se observa que la intensidad del campo magnético en los dientes del estator es superior a 1.65 T. Por otro lado, la Figura 70 muestra la curva de histéresis del acero eléctrico empleado, en la que se observa que para valores mayores a 1.4 T el acero entra en la zona de saturación. De estos datos se concluye que el acero trabaja en la zona de saturación magnética, lo que se traduce en pérdidas elevadas y disminuye la eficiencia del generador. Para reducir la saturación magnética del acero se debe aumentar la sección de los dientes y el yugo del estator. Sin embargo, debido al elevado coste del acero eléctrico, se opta por diseñar el generador de forma que se minimice la cantidad del material empleado, lo que conlleva una menor eficiencia del motor.

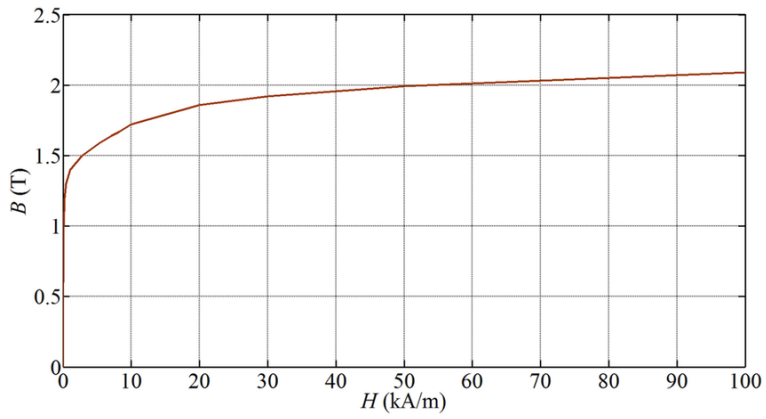


Figura 70 Curva de histéresis del acero eléctrico M19

En la simulación se obtienen valores de la intensidad de campo magnético en el entrehierro entre 0.85 T y 0.95 T. En el cálculo analítico se determinó una intensidad de 0.94 T, por lo que se considera correcto el diseño determinado.

9.9.ETAPA 9: EFICIENCIA

La eficiencia del aerogenerador mide la relación entre la energía eléctrica generada y la energía mecánica absorbida para generar esta energía. La potencia absorbida es igual a la potencia eléctrica generada más las pérdidas eléctricas, magnéticas y mecánicas del generador. Las pérdidas mecánicas son las producidas por la fricción generada por el movimiento del rotor y las vibraciones producidas durante su funcionamiento. Estas pérdidas se pueden considerar inferiores al 1% de la potencia mecánica absorbida por el generador.

A continuación se procede a calcular la eficiencia del generador diseñado en condiciones nominales.

$$\eta = \frac{P_{eléctrica}}{P_{eléctrica} + P_{mag} + P_{Cu} + P_{mec}} = \frac{5.5MW}{1.01 \cdot (5.5MW + 36.81KW + 10.2KW)} = 98.2\% \quad (74)$$

10.CÁLCULO DE LAS INDUCTANCIAS Y RESISTENCIAS DEL GENERADOR

10.1. CÁLCULO DE LAS INDUCTANCIAS DEL GENERADOR

Para el cálculo de las inductancias del generador, se diferencia entre inductancia magnetizante e inductancia de dispersión. A su vez, la inductancia de dispersión se puede descomponer en inductancia de dispersión en las cabezas de las bobinas, en las ranuras e inductancia de dispersión armónica en el entrehierro. La suma de la inductancia magnetizante y la inductancia de dispersión armónica es igual a la inductancia del entrehierro. [20]

$$L_{as} = L_{am} + L_l = L_{am} + L_{lb} + L_{lr} + L_{le} \quad (75)$$

10.1.1. Inductancia magnetizante

La inductancia magnetizante de una fase, omitiendo los efectos de inducción mutua entre las diferentes fases, se calcula con la expresión:

$$L_{am} = \frac{2}{\pi}\tau_p L_{stck}\frac{\mu_0}{l_g}\frac{4q}{\pi}\frac{m}{K}\left(N_{es/f}\right)^2 \quad (76)$$

$$= \frac{2}{\pi}\cdot 0.1093m \cdot 0.939m \cdot \frac{\mu_0}{0.008m}\cdot\frac{4\cdot 1}{\pi}\cdot\frac{3}{720}(32)^2 = 5.58\cdot 10^{-5}\ H$$

La inductancia magnetizante total que incluye la inductancia mutua entre las fases se calcula multiplicando L_{am} por un factor m/2=1.5:

$$L_m = \frac{m}{2}L_{am} = 1.5\cdot 4.9\cdot 10^{-5}\ H = 8.36\cdot 10^{-5}\ H \quad (77)$$

10.1.2. Inductancias de dispersión

10.1.2.1. Inductancia de dispersión armónica en el entrehierro

La inductancia de dispersión armónica en el entrehierro se debe a los armónicos inducidos en las espiras del estator debido a que la onda de corriente generada no es completamente senoidal. Estos armónicos de corriente producen flujos magnéticos que no participan en la generación de energía activa. La inductancia de dispersión que representa estos fenómenos se calcula como:

$$L_{lg} = \sigma_\delta L_{am} \quad (78)$$

Donde σ_δ es el factor de dispersión armónica en el entrehierro, el cual depende de la relación entre la expansión de la bobina W y el paso polar τ_p. En el caso del generador que se diseña, esta relación es igual a 1 debido a que el número de ranuras por polo y fase

es igual a 1. El valor de σ_δ se obtiene de la tabla que se muestra en la Figura 71, y para q=1, se obtiene un valor de 0.1.

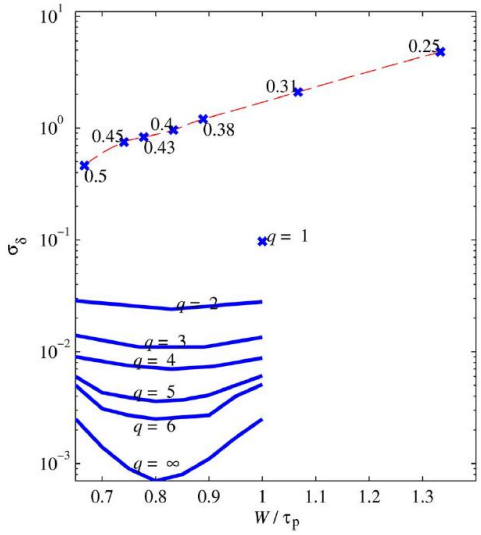


Figura 71 Factor de dispersión armónica en función de la relación entre la expensión de la bobina y el paso polar, y el número de ranuras por polo y fase

Conocido el factor de dispersión, se calcula la inductancia:

$$L_{lg} = \sigma_\delta L_m = 0.1 L_m = 0.1 \cdot 8.36 \cdot 10^{-5}\, H = 8.36 \cdot 10^{-6}\, H \quad (79)$$

Inductancia de dispersión en las cabezas de las bobinas

Esta inductancia se debe al flujo de dispersión presente en las cabezas de las bobinas, el cual puede seguir diferentes caminos como se muestra en la Figura 72.

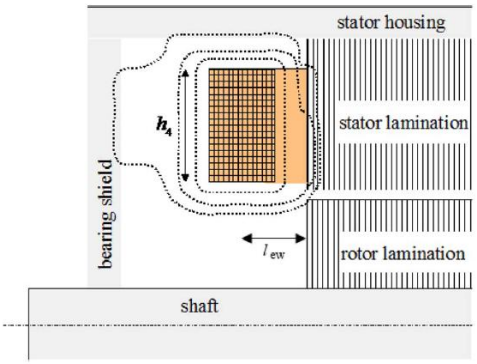


Figura 72 Diferentes caminos del flujo de dispersión en las cabezas de las bobinas

La fórmula que define esta inductancia se muestra a continuación:

$$L_{lb} = \mu_0 \frac{K}{m} \frac{\left(\frac{Z_Q}{2}\right)^2 \pi l_{ew}^2}{h_4} = \mu_0 \frac{720}{3} \cdot \frac{9\pi (0.008m)^2}{0.92m} = 5.93 \cdot 10^{-7} H \quad (80)$$

Donde l_{ew} se puede aproximar a la mitad del ancho de diente, z_Q es el número de conductores en una ranura (igual al producto de los lados activos de bobina por ranura multiplicado por el número de espiras por bobina) y h_4 es la altura interior de la ranura.

10.1.2.2. Inductancia de dispersión de las ranuras

Esta inductancia representa el flujo magnético, producido por la corriente que circula por los conductores cuando se encuentran dentro de las ranuras, que atraviesa la ranura y que va de un diente a otro. La expresión que permite calcular esta inductancia es la siguiente:

$$L_{lr} = \frac{4m}{K}\mu_0 N_{es/f}^2 L_{stck}\lambda_{lr} \quad (81)$$

Donde λ_{lr} es el factor de dispersión de ranura, que se calcula con la siguiente expresión:

$$\lambda_{lr} = k_1 \cdot \frac{h_4 - h'}{3b_4} + k_2 \cdot \left(\frac{h_3}{b_4} + \frac{h_1}{b_1} + \frac{h_2}{b_4 - b_1} \cdot ln\left(\frac{b_4}{b_1}\right)\right) + \frac{h'}{4b_4} \quad (82)$$

Partiendo de la Figura 73 y la Figura 74 se obtienen los valores de los parámetros requeridos para el cálculo del factor de la impedancia de dispersión de ranura. Por otra parte, k_1 y k_2 no dependen de la geometría de la ranura y se pueden aproximar tomando valores típicos.

PARÁMETRO GEOMÉTRICO DE RANURA	VALOR (mm)
h_1	5
h_2	3.14
h_3	5.2
h_4	87.83
b_1	7.3
b_4	19.35
h'	5.54
k_1	0.925
k_2	0.9

Tabla 19 Parámetros geométricos de las ranuras del estator

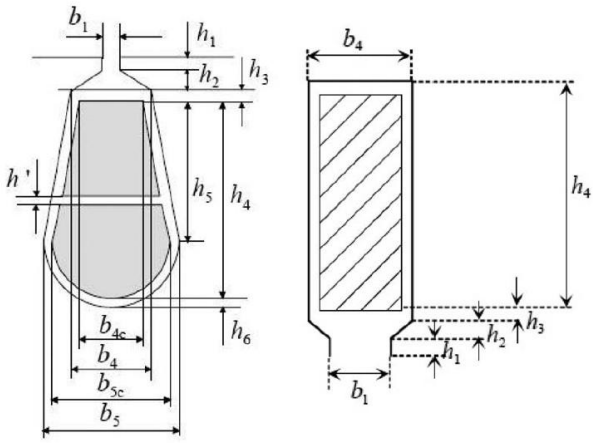


Figura 73 Parámetros geométricos de las ranuras del estator

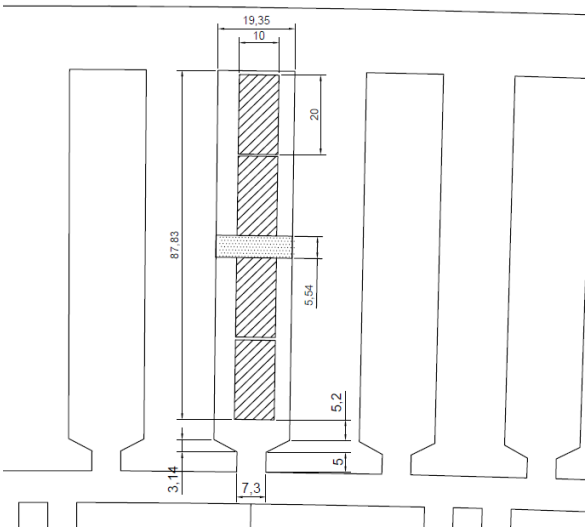


Figura 74 Parámetros de la ranura para el cálculo de la inductancia de dispersión de ranura

Con los valores de la Tabla 19 se obtiene el valor de $\lambda_{lr} = 2.47$, y por lo tanto:

$$L_{lr} = \frac{4m}{K}\mu_0 N_{es/f}^2 L_{stck}\lambda_{lr} = 4.97 \cdot 10^{-5} H \quad (83)$$

10.1.2.3. Inductancia síncrona del generador

Una vez conocidas todas las inductancias, se calcula la inductancia síncrona del generador:

$$L_s = L_m + L_{lb} + L_{lr} + L_{lg} = 1.4210^{-4} H \quad (84)$$

Conocida la inductancia síncrona del generador, se calcula la reactancia síncrona en condiciones nominales:

$$X_S = \omega_S \cdot L_S = 150.79 \frac{rad_e}{s} \cdot 1.4210^{-4} H = 0.0214\ \Omega$$

Los valores obtenidos se resumen en la Tabla 20.

INDUCTANCIA	DESCRIPCIÓN	VALOR (μH)
L_m	Inductancia magnetizante	83.6
L_{lb}	Inductancia de dispersión en las cabezas de las bobinas	0.593
L_{lr}	Inductancia de dispersión de las ranuras	49.7
L_{lg}	Inductancia de dispersión armónica del entrehierro	8.36
L_s	Inductancia síncrona	142.1

Tabla 20 Valores de las inductancias del generador

10.2. CÁLCULO DE LA RESISTENCIA DEL GENERADOR

La resistencia R_a del modelo del generador síncrono representa las pérdidas eléctricas que se producen en una fase debido al calentamiento de los conductores de cobre al circular corriente por ellos, y debido a las corrientes de Foucault que se inducen en el núcleo ferromagnético del estator.

10.2.1. Pérdidas en el cobre

Las pérdidas en el cobre se refieren a las pérdidas eléctricas que se producen en los conductores debido al calentamiento de los mismos por efecto Joule. Estas pérdidas se calculan en función de la resistividad del cobre, que presenta los siguientes valores:

Temperatura (ºC)	20	70	90
Resistividad $(\Omega \cdot \frac{mm^2}{m})$	0.172	0.0206	0.0220

Tabla 21 Resistividad del cobre para diferentes temperaturas

Para calcular la resistencia por las pérdidas de efecto Joule se tiene en cuenta el caso más desfavorable, por lo que se considera la resistividad del cobre a 90ºC.

El cálculo de la resistencia de fase tiene en cuenta el diseño del devanado indicado en la Tabla 7. Como cada fase está formada por 15 ramas en paralelo, se comienza calculando

la resistencia de cada rama. La fórmula que permite calcular la resistencia de un conductor es la siguiente:

$$R_{Cu_{1rama}} = \rho_{Cu_{90ºC}} \cdot \frac{N_{b/r} l_{Cu}}{S_{Cu}} \quad (85)$$

Donde:

- l_{Cu} es la longitud de una bobina de cobre. Se aproxima teniendo en cuenta el recorrido de una bobina a lo largo de la ranura y recorriendo un espacio entre ranuras igual al paso polar; se añade un factor de corrección del 5% debido al carácter aproximado del cálculo.

$$l_{Cu} = 1.05 \cdot (2y_p + 2L_{stack}) = 2200\ mm \quad (86)$$

Donde:

- S_{Cu} la sección de cobre de la fase, la cual está compuesta de dos pletinas de 20mmx10mm (400mm2).
- $\rho_{Cu_{90ºC}}$ la resistividad del cobre a 90ºC.
- $N_{b/r}$: es el número de bobinas por rama y fase (16).

$$R_{Cu_{1rama}} = 0.0220 \left(\Omega \cdot \frac{mm^2}{m}\right) \cdot \frac{16 \cdot 2.2m}{400mm^2} = 1.94\ m\Omega \quad (87)$$

Una vez conocida la resistencia de una rama, se calcula la resistencia equivalente de la fase teniendo en cuenta que las ramas se conectan en paralelo.

$$R_{Cu_{fase}} = \frac{R_{Cu_{1rama}}}{15} = 0.13\ m\Omega \quad (88)$$

Conocida la resistencia por efecto Joule de una fase, se calculan las pérdidas de cobre totales debidas a dicho efecto en el devanado trifásico, conectado en estrella, del generador

$$P_{Cu} = 3 \cdot I_n^2 \cdot R_{Cu_{fase}} = 3 \cdot (5113.4\ A)^2 \cdot 0.13\ m\Omega = 10.2\ KW \quad (89)$$

10.2.2. Pérdidas en el hierro

Además de las pérdidas en el cobre, se calculan las pérdidas magnéticas producidas por el ciclo de histéresis experimentado por el acero del estator y por las corrientes de Foucault inducidas. Para el cálculo de dichas pérdidas, se utiliza la ficha técnica del acero eléctrico empleado en el estator (M270-35A), cuyas propiedades se muestran en la Tabla 4. Este material presenta una densidad de 7.65 kg/dm3 y unas pérdidas magnéticas máximas de 2.70 W/kg a 50 Hz y para un campo magnético de 1.5 T. Para calcular las pérdidas magnéticas totales, se calcula primero el volumen total de acero en el estator.

$$Vol_{acero} = \left(\frac{\pi}{4} \cdot \left(D_{so}^2 - \left(D_{so} - D_{sy}\right)^2\right) + N_{dientes} \cdot S_{diente}\right) \cdot L_{stck} \quad (90)$$

Donde $S_{diente} = 2336.3\, mm^2$ es el área transversal de un diente y $N_{dientes}$ el número total de dientes en el estator. Se obtiene un volumen total de acero de 1782.3 dm3. Se calculan a partir de los resultados obtenidos las pérdidas magnéticas en el estator.

$$P_{mag} = 2.70 \frac{W}{kg} \cdot 7.65 \frac{kg}{dm^3} \cdot 1782.3\, dm^3 = 36.81\, KW \quad (91)$$

Conocido el valor de las pérdidas magnéticas, se calcula la resistencia en el hierro con la fórmula de la Ley de Joule.

$$R_{Fe} = \frac{FEM^2}{P_{mag}} = \frac{(690\, V)^2}{36.81\, KW} = 12.9\, \Omega \quad (92)$$

11.ECUACIONES DEL GENERADOR SÍNCRONO

En este apartado se desarrollan las ecuaciones que rigen el funcionamiento del generador síncrono de imanes permanentes y que permiten determinar sus parámetros, siguiendo el desarrollo propuesto en [2].

La obtención de las ecuaciones del generador se complica tanto por el elevado número de circuitos involucrados, como por las inductancias variables. Las autoinductancias y las inductancias mutuas de los circuitos del generador síncrono varían en función de la posición del rotor, por lo que varían con el tiempo. Esta variación se debe al cambio en la permeancia magnética (Pm) de los circuitos magnéticos debido a la no uniformidad del entrehierro. Esta variación es más evidente en las máquinas de polos salientes. Sin embargo, incluso en una máquina de rotor cilíndrico esta variación es importante debido a las ranuras sobre las que se enrollan los devanados estatóricos.

El flujo magnético producido por una bobina del estator sigue el siguiente recorrido: sale del yugo del estator, cruza el entrehierro, atraviesa el yugo del rotor y regresa al yugo del estator a través del entrehierro.

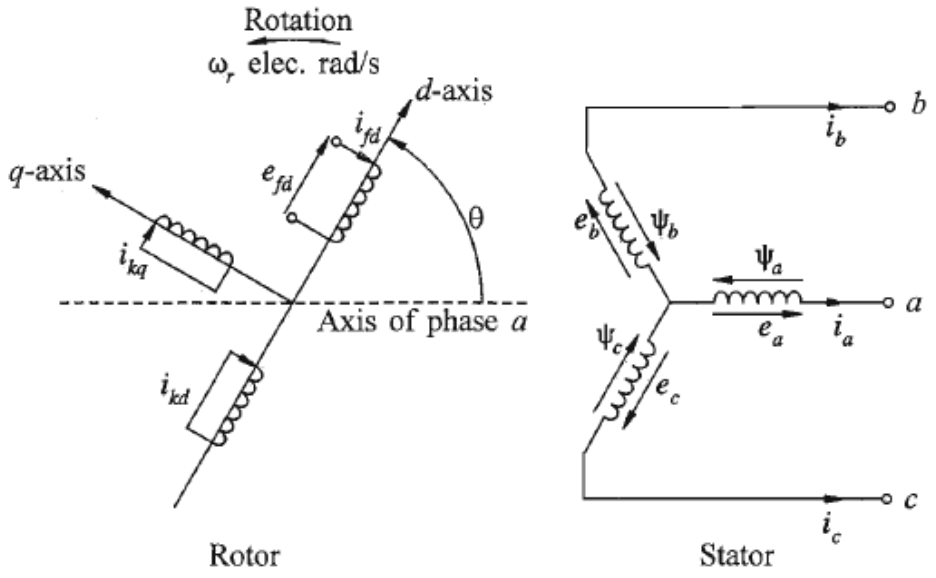


Figura 75 Esquema del circuito magnético del generador síncrono

Al igual que se desarrollaron las ecuaciones en el caso de dos circuitos magnéticos acoplados, se desarrollan tanto para los circuitos del estator como para los del rotor. Cabe destacar que, en el caso del generador estudiado en este trabajo, el campo magnético que gira solidario al rotor es producido por los imanes permanentes insertados en él y no por un sistema de excitación. Por lo tanto, la corriente I_{fd} representada en la Figura 75 es 0.

11.1. ECUACIONES DE LOS CIRCUITOS DEL ESTATOR

Las ecuaciones de las tensiones en bornas de las tres fases del generador se obtienen con el mismo procedimiento que se siguió para las ecuaciones (19) y (20). El signo negativo de la ecuación (93) se debe al sentido asumido de la corriente en la Figura 75.

$$e_a = \frac{d\phi_a}{dt} - r_a \cdot I_a \quad (93)$$

Siguiendo el mismo procedimiento que se empleó para calcular las ecuaciones (26) y (27) en el caso de dos circuitos acoplados, se obtiene la expresión de los flujos magnéticos para cada una de las tres fases.

$$\phi_a = -L_{aa} \cdot I_a - L_{ab} \cdot I_b - L_{ac} \cdot I_c + \phi_{imán_a} \quad (94)$$

Todas las inductancias dependen de la posición del rotor, por lo que varían en función del tiempo. Es importante destacar que las inductancias mutuas y las autoinductancias de los circuitos del estator varían en función de la posición del rotor debido a la variación de la permeancia magnética del circuito magnético que recorre el flujo magnético producido por los imanes. Esta variación se debe a la propia geometría del rotor, en la que la distancia del entrehierro no es la misma en el imán permanente que en el espacio entre dos imanes. Esta variación de la permeancia se puede aproximar con la ecuación (95), donde α es la distancia en grados eléctricos desde el polo de un imán hasta el polo adyacente.

$$P = P_0 + P_2 \cos 2\alpha \quad (95)$$

11.1.1. Autoinductancias del estator

Para determinar las ecuaciones de las autoinductancias del estator se aplica la Ley de Hopkinson. La inductancia es directamente proporcional a la permeancia, por lo que debido a la ecuación (95), tendrá su valor máximo para $\theta = 0°$ (eje del polo norte de una pareja de polos) y su valor mínimo para $\theta = 90°$. Por otra parte, la FMM de cada fase tiene una distribución senoidal en el espacio donde sus máximos se encuentran en el eje de las fases, es decir, que cuando el imán permanente se alinea con el eje de la bobina la FMM será máxima.Si se fija un eje d solidario con el polo norte de un par de polos, y un eje q situado a 90° positivos de dicho eje (en el punto medio entre los dos polos) se obtienen las ecuaciones de las FMM en ambos ejes para una de las fases.

$$FMM_{ad_{pico}} = N_a I_a cos\theta \quad (96)$$

$$FMM_{aq_{pico}} = N_a I_a \cos(\theta + 90°) = -N_a I_a sin\theta \quad (97)$$

Aplicando la Ley de Hopkinson, se obtienen los flujos magnéticos en el entrehierro para cada eje., siendo P_d y P_q las permeancias en cada eje.

$$\phi_{gad} = (N_a I_a cos\theta) P_d \quad (98)$$

$$\phi_{gaq} = (-N_a I_a sin\theta) P_q \quad (99)$$

El flujo magnético total de la fase a en el entrehierro se calcula como:

$$\phi_{gaa} = \phi_{gad} cos\theta - \phi_{gaq} sin\theta \quad (100)$$

Y la autoinductancia del entrehierro, que se compone de un término constante y de un armónico de segundo orden:

$$l_{gaa} = \frac{N_a \phi_{gaa}}{i_a} = L_{g0} + L_{aa2} cos2\theta \quad (101)$$

La autoinductancia de la fase a se calcula sumando la autoinductancia del entrehierro l_{gaa} y la autoinductancia de dispersión L_{al}. Tras desarrollar las ecuaciones se obtiene la expresión de l_{aa}, compuesta de un término constante y de un armónico de segundo orden. Para las otras dos fases la ecuación será igual pero con desfases de $\pm 120°$.

$$l_{aa} = L_{al} + l_{gaa} = L_{aa0} + L_{aa2} cos2\theta \quad (102)$$

11.1.2. Inductancias mutuas del estator

A continuación se desarrollan las inductancias mutuas entre dos grupos polares adyacentes de dos fases diferentes. Las inductancias mutuas tienen un armónico de segundo orden debido a que también se ven influenciadas por la geometría del rotor.

Para calcular la inductancia mutua entre las fases a y b, se evalúa el flujo magnético en el entrehierro producido por la FMM de la fase a que afecta a la fase b. Para este cálculo se asume que solamente la fase a está excitada. Este flujo magnético será igual al flujo magnético en el entrehierro producido por la fase a ϕ_{gaa} desfasado $120°$.

$$\phi_{gba} = \phi_{gad} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \phi_{gaq} sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (103)$$

Por lo tanto, la inductancia mutua entre las fases a y b debido al flujo magnético en el entrehierro es:

$$l_{gba} = \frac{N_a \phi_{gba}}{i_a} = -\frac{1}{2} L_{g0} + L_{ab2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (104)$$

Para calcular la inductancia mutua entre las dos fases se debe tener en cuenta el flujo magnético de dispersión de la fase a que no llega a inducir a la fase b. Además, la inductancia mutua es simétrica. La misma ecuación sirve para calcular las inductancias mutuas entre las fases b,c y a,c; teniendo en cuenta el desfase angular.

$$l_{ab} = l_{ba} = -L_{ab0} - L_{ab2} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (105)$$

Existe una equivalencia entre los términos de las autoinductancias y de las inductancias mutuas. Por un lado, L_{ab2} es igual a L_{aa2}. Por otro lado, L_{ab0} se puede aproximar a $L_{aa0}/2$.

11.1.3. Inducción de los imanes permanentes del rotor en los devanados del estator

En este caso, si se desprecian las variaciones producidas por las ranuras del estator, los circuitos del rotor ven una permeancia constante ya que ven una longitud del entrehierro constante. Sin embargo, existe una variación debida al movimiento relativo entre los imanes y el devanado del estator.

El flujo magnético que acopla ambos circuitos es máximo cuando el eje del imán permanente se alinea con el del grupo polar del devanado de la fase, y es cero cuando se encuentran desfasados 90° (en este caso la inductancia mutua es 0). Por lo tanto, la función que describe la inducción de los imanes permanentes en el devanado del estator de una fase es senoidal. Para las otras dos fases se debe añadir el defase correspondiente.

$$\Psi_{afd} = \Psi_m cos\theta \tag{106}$$

Con las ecuaciones de todas las inductancias y sustituyéndolas en la ecuación (94), se obtiene la expresión:

$$\Psi_a = -i_a[L_{aa0} + L_{aa2}cos2\theta] + i_b\left[L_{ab0} + L_{aa2}\cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right] + i_c\left[L_{ab0} + L_{aa2}\cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right] + \Psi_m cos\theta \tag{107}$$

11.2. ECUACIONES DE LOS CIRCUITOS DEL ROTOR

En el caso del rotor, al existir imanes permanentes en vez de devanados, el flujo magnético del rotor es igual al flujo magnético producido por los imanes.

$$\Psi_{fd} = \Psi_m \tag{108}$$

11.3. TRANSFORMADA dq0

A pesar de que las ecuaciones demostradas describen completamente el funcionamiento eléctrico de la máquina síncrona de imanes permanentes, los términos de las inductancias y el flujo magnético de los imanes que induce a los devanados varían con el ángulo θ, el cual a su vez varía con el tiempo. Esta variación introduce una elevada complejidad a la hora de trabajar con las ecuaciones, lo que las hace poco prácticas.

Para simplificar estas ecuaciones, se aplican una serie de transformaciones a las variables del estator. Primero se escoge la siguiente transformación de las corrientes de las fases del estator en las nuevas variables i_d e i_q. Las constantes k_d y k_q son arbitrarias y se escogen de forma que simplifiquen los coeficientes numéricos de las ecuaciones que se busca obtener. Existen diferentes convenios, pero en el presente trabajo se escoge el valor numérico de 2/3.

$$i_d = k_d[i_a cos\theta + i_b\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)] \tag{109}$$

$$i_q = -k_q[i_a sin\theta + i_b\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)] \tag{110}$$

Para realizar la transformación de las corrientes de fase se parte de las ecuaciones de dichas corrientes. Las ecuaciones de las fases b y c serán idénticas pero con los desfases correspondientes.

$$i_a = I_m sin(\omega_s t) \quad (111)$$

Sustituyendo la ecuación (111) en las ecuaciónes (109) y (110), se obtienen:

$$i_d = k_d \frac{3}{2} I_m \sin(\omega_s t - \theta) \quad (112)$$

$$i_q = -k_q \frac{3}{2} I_m \cos(\omega_s t - \theta) \quad (113)$$

Para conseguir un grado de libertad completo, se añade una tercera componente para transformar las corrientes de las tres fases en tres nuevas variables. Debido a que las componentes i_d e i_q producen juntas un campo idéntico al producido por las tres variables originales, se define la tercera componente de forma que no produzca ningún campo en el entrehierro. Se escoge por lo tanto:

$$i_0 = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) \quad (114)$$

Si las corrientes de fase están equilibradas, $i_0 = 0$.

Esta transformación se puede escribir en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (115)$$

11.3.1. Ecuaciones del estator en ejes dq0

Aplicando la transformada dq0 se obtienen las nuevas ecuaciones que describen el funcionamiento de los circuitos del rotor y el estator en función de las nuevas variables.

$$\Psi_d = -L_d i_d + \Psi_m \quad (116)$$

$$\Psi_q = -L_q i_q \quad (117)$$

$$\Psi_0 = -L_0 i_0 \quad (118)$$

Donde las nuevas inductancias se relacionan con las inductancias originales. Estas nuevas inductancias son constantes y justifican la transformación aplicada.

$$L_d = L_{aa0} + L_{ab0} + \frac{3}{2} L_{aa2} \quad (119)$$

$$L_q = L_{aa0} + L_{ab0} - \frac{3}{2} L_{aa2} \quad (120)$$

$$L_0 = L_{aa0} - 2L_{ab0} \quad (121)$$

Si se desprecia la diferencia entre las inductancias en ejes d y q, se define la inductancia síncrona $L_s = L_d = L_q$. Esta aproximación es correcta debido a que la geometría del rotor se puede considerar de tipo cilíndrica; es decir, que las inductanicas en ejes d y q son idénticas.

A continuación se muestran las ecuaciones de las tensiones del estator con las nuevas variables. El ángulo θ se define como el ángulo entre el eje de la fase a y el eje d, el cual gira solidario con el eje del imán permanente. El término $\frac{d\theta}{dt}$ define la velocidad de rotación del rotor. Es importante destacar que θ se mide en radianes eléctricos.

$$e_d = \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \frac{d\theta}{dt} - R_a i_d \quad (122)$$

$$e_q = \frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d \frac{d\theta}{dt} - R_a i_q \quad (123)$$

$$e_0 = \frac{d\Psi_0}{dt} - R_a i_0 \quad (124)$$

En las ecuaciones (122),(123) y (124) se distinguen dos términos principales:

1. Tensiones de velocidad: son causadas por la variación del flujo magnético en el espacio. Este término es la componente dominante de las tensiones del estator debido a que en condiciones estacionarias, e incluso en muchas condiciones transitorias, las tensiones de trasnformación son nulas o se pueden despreciar.
$$\Psi_q \frac{d\theta}{dt}, \Psi_d \frac{d\theta}{dt}$$
2. Tensiones de transformación: son causadas por la variación del flujo magnético en el tiempo. Estas tensiones pueden ser importantes en algunos estados transitorios.
$$\frac{d\Psi_d}{dt}, \frac{d\Psi_q}{dt}$$

11.3.2. Potencia eléctrica y par eléctrico

La potencia istantánea trifásica del estator es:

$$P_t = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (125)$$

En términos de las componentes dq0 y si las tres fases están equilibradas:

$$P_t = \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q + 2e_0 i_0) \quad (126)$$

Expresando la potencia instantánea en función de los enlaces de flujo y las corrientes, y siendo ω_r la velocidad de rotación del rotor.

$$P_t = \frac{3}{2}\left[\left(i_d \frac{d\Psi_d}{dt} + i_q \frac{d\Psi_q}{dt} + 2i_0 \frac{d\Psi_0}{dt}\right) + \left(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d\right)\omega_r - \left(i_d^2 + i_q^2 + 2i_0^2\right)R_a\right] \quad (127)$$

En la ecuación (127) se distinguen tres componentes:

1. Tasa de cambio de la energía magnética del estator:

$$i_d \frac{d\Psi_d}{dt} + i_q \frac{d\Psi_q}{dt} + 2i_0 \frac{d\Psi_0}{dt} \quad (128)$$

2. Potencia transmitida a través del entrehierro:

$$\left(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d\right)\omega_r \quad (129)$$

3. Pérdidas en el devanado del estator:

$$\left(i_d^2 + i_q^2 + 2i_0^2\right)R_a \quad (130)$$

El par en el entrehierro se obtiene dividiendo la potencia transmitida a través del entrehierro por la velocidad de rotación del rotor en radianes mecánicos por segundo.

$$T_e = \frac{3}{2}\left(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d\right)\frac{\omega_r}{\omega_{mec}} = \frac{3}{2}\left(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d\right)p \quad (131)$$

11.4. SISTEMA POR UNIDAD

Para simplificar el análisis de los circuitos del generador se trabaja en el sistema por unidad, el cual permite normalizar las variables del generador. Además, se eliminan las unidades físicas y se trabaja con ratios adimensionales. Para aplicar este sistema se deben escoger unos valores base de manera que en condiciones nominales de funcionamiento los valores sean 1 pu. Se distingue entre los valores base para los circuitos del estator y los del rotor.

UNIDAD	DESCRIPCIÓN	VALOR
$e_{s\,base}$	Tensión de línea base del estator	690 V
$e_{s_{fase}}$ base	Tensión de fase base del estator	398.4 V
$i_{s\,base}$	Corriente base del estator	5113.4 A
$f_{s\,base}$	Frecuencia base del estator	24 Hz

Tabla 22 Valores base originales del sistema por unidad

En función de las unidades base establecidas, se calculan el resto:

UNIDAD	DESCRIPCIÓN	VALOR
ω_{base}(rad elec/s)	Velocidad angular base en rad eléctricos	$2\pi f_{base} = 150.8$
$\omega_{m\,base}$ (rad/s)	Velocidad angular base en rad	$\frac{\omega_{base}}{p} = 1.2566$
$Z_{s\,base}$ (Ω)	Impedancia base	$\frac{e_{s\,base}^2}{S_{base}} = 0.0779$
$L_{s\,base}$ (H)	Inductancia base	$\frac{Z_{s\,base}}{\omega_{base}} = 5.166e-4$
$\Psi_{s\,base}$ (Wb)	Flujo de enlace base	$L_{s\,base} i_{s\,base} = 2.642$
S_{base} (MVA)	Potencia aparente base	$\sqrt{3} e_{s\,base} i_{s\,base} = 6.11$
T_{base} (KNm)	Par base	$\frac{S_{base}}{\omega_{m\,base}} = \frac{3}{2} p \Psi_{s\,base} i_{s\,base} = 4863.06$

Tabla 23 Valores base del sistema por unidad desarrollados a partir de los originales

Las inductancias $\overline{L_d}$ y $\overline{L_q}$, relacionadas con los flujos de enlace producidos por las corrientes i_d e i_q respectivamente, se pueden descomponer en dos términos: inductancia de dispersión (debida al flujo magnético que no enlaza los circuitos del rotor y el estator) y la inductancia mutua (debida al flujo que enlace ambos circuitos). La inductancia de dispersión se debe al flujo de dispersión en las ranuras del estator, al flujo de dispersión en las bobinas, al flujo de dispersión en el entrehierro y al flujo de dispersión de los imanes permanentes.

$$\overline{L_S} = \overline{L_d} = \overline{L_l} + \overline{L_{ad}} = \overline{L_q} = \overline{L_l} + \overline{L_{aq}} \quad (132)$$

A continuación se desarrollan las ecuaciones del rotor y el estator en pu.

$$\overline{e_d} = \frac{d\overline{\Psi_d}}{d\bar{t}} - \overline{\Psi_q}\,\overline{\omega_r} - \overline{R_a i_d} \quad (133)$$

$$\overline{e_q} = \frac{d\overline{\Psi_q}}{d\bar{t}} + \overline{\Psi_d}\,\overline{\omega_r} - \overline{R_a i_q} \quad (134)$$

$$\overline{e_0} = \frac{d\overline{\Psi_0}}{d\bar{t}} - \overline{R_a i_0} \quad (135)$$

$$\overline{\Psi_d} = -\overline{L_S} \cdot \overline{i_d} + \overline{\Psi_m} \quad (136)$$

$$\overline{\Psi_q} = -\overline{L_S} \cdot \overline{i_q} \quad (137)$$

$$\overline{\Psi_0} = -\overline{L_0 i_0} \quad (138)$$

A continuación se definen las ecuaciones de potencia y par del generador en pu:

$$\overline{P_t} = \overline{e_d i_d} + \overline{e_q i_q} + 2\overline{e_0 i_0} \quad (139)$$

$$\overline{T_e} = \overline{\Psi_d i_q} - \overline{\Psi_q i_d} \quad (140)$$

11.5. FUNCIONAMIENTO EN REGIMEN ESTACIONARIO

En el caso de aplicar la transformación dq0 a corrientes del estator equilibradas en regimen estacionario, las corrientes i_d e i_q obtenidas son corrientes continuas constantes. Lo mismo ocurre con las tensiones del estator y los flujos de enlace. Por lo tanto, en regimen estacionario y con las corrientes equilibradas se anulan las derivadas y las componentes homopolares de las ecuaciones del generador, y la velocidad de rotación del rotor coincide con la de sincronismo ($\omega_r = \omega_s$).

$$\overline{e_d} = -\overline{\Psi_q}\overline{\omega_r} - \overline{R_a i_d} \quad (141)$$

$$\overline{e_q} = \overline{\Psi_d}\overline{\omega_r} - \overline{R_a i_q} \quad (142)$$

$$\overline{e_0} = 0 \quad (143)$$

$$\overline{\Psi_d} = -\overline{L_S} \cdot \overline{i_d} + \overline{\Psi_m} \quad (144)$$

$$\overline{\Psi_q} = -\overline{L_S} \cdot \overline{i_q} \quad (145)$$

$$\overline{\Psi_0} = 0 \quad (146)$$

11.5.1. Representación fasorial

Para el análisis del circuito del generador en regimen estacionario, es común emplear la representación fasorial, además de trabajar con valores efectivos (se denotan con el subíndice RMS en el análisis posterior). Tras aplicar la transformada dq0 a los fasores de las tensiones de las tres fases, se obtienen las ecuaciones:

$$\overline{e_d} = \overline{E_{RMS}}\cos(\alpha - \theta_0) \quad (147)$$

$$\overline{e_q} = \overline{E_{RMS}} sin(\alpha - \theta_0) \quad (148)$$

Donde θ_0 es el ángulo de desfase del eje d respecto al eje de la fase a en el instante inicial, y α el ángulo de la tensión e_a respecto al origen temporal.

Las componentes e_d y e_q se pueden representar en un plano complejo como fasores, teniendo los ejes d y q como coordenadas. Si además se define el ángulo δ_i como el complementario de $\alpha - \theta_0$, se obtienen las ecuaciones:

$$\overline{e_d} = \overline{E_t} sin\delta_i \quad (149)$$

$$\overline{e_q} = \overline{E_t} cos\delta_i \quad (150)$$

Siendo Φ el ángulo del factor de potencia, se definen las ecuaciones de las corrientes i_d e i_q:

$$\overline{i_d} = \overline{I_t} \sin(\delta_i + \Phi) \quad (151)$$

$$\overline{i_q} = \overline{I_t} \cos(\delta_i + \Phi) \quad (152)$$

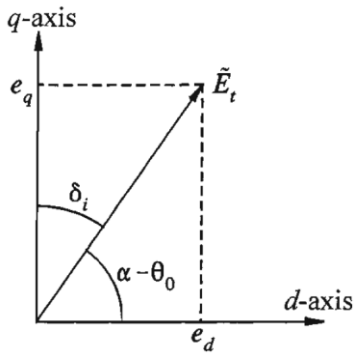


Figura 76 Representación fasorial en ejes dq de la tensión

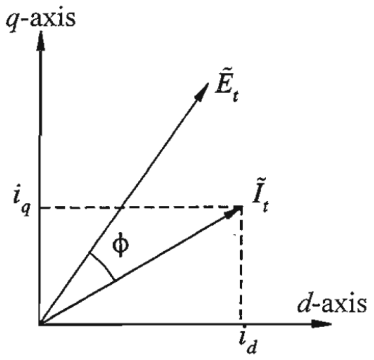


Figura 77 Representación fasorial en ejes dq de la tensión y la corriente de armadura

Las ecuaciones (149) a (152) se relacionan con las ecuaciones (141) a (146). Las reactancias X_d y X_q son las reactancias síncronas en ejes dq. Estas reactancias representan los efectos inductivos de las ondas de las FMM de la armadura proyectadas en los ejes dq.

$$\overline{e_d} = \overline{\omega_r L_q i_q} - \overline{R_a i_d} = \overline{X_q i_q} - \overline{R_a i_d} \quad (153)$$

$$\overline{e_q} = \overline{\omega_r}(-\overline{L_d i_d} + \overline{\Psi_m}) - \overline{R_a i_q} = -\overline{X}_d \overline{i}_d + \overline{\omega_r \Psi_m} - \overline{R_a i_q} \quad (154)$$

11.5.2. Ángulo de carga (δ_i)

Para comprender el significado de este ángulo, se parte de la situación en la que el generador tiene su circuito abierto (i_d=$i_q = 0$):

$$\overline{\Psi_d} = \overline{\Psi_m} \quad (155)$$

$$\overline{\Psi_q} = 0 \quad (156)$$

$$\overline{e_d} = 0 \quad (157)$$

$$\overline{e_q} = \overline{\omega_r}\overline{\Psi_m} \quad (158)$$

Se observa que en esta situación la tensión del estator solamente tiene componente q, por lo que $\delta_i = 0°$. Según se aumenta el par aplicado al generador, el ángulo de carga aumenta. Este ángulo también se puede ver como el ángulo que el eje q se adelanta sobre el fasor de la tensión del generador. Según la expresión de este ángulo, el ángulo de carga depende del ángulo entre los campos magnéticos del rotor y el estator:

$$\delta_i = 90° - (\alpha - \theta_0) \quad (159)$$

θ_0 es el ángulo de desfase del eje d respecto al eje de la fase a en el instante inicial(es decir, el eje del campo magnético del rotor), y α el ángulo de la tensión e_a respecto al origen temporal (es decir, el eje del campo magnético del estator). A la hora de resolver las ecuaciones de un generador síncrono, uno de los dos ángulos se define de forma aleatoria.

11.5.3. Identificar ejes dq

A continuación, se define una metodología para definir la posición de los ejes dq. Para ello se define la tensión $\tilde{E}_q$ (se emplea el acento "∼" para identificar la notación fasorial), como se indica en la Figura 78:

$$\tilde{E}_q = \tilde{E}_t + (R_a + jX_d)\tilde{I}_t = \left(e_d + je_q\right) + \left(R_a + jX_q\right)(i_d + ji_q) \quad (160)$$

Substituyendo las ecuaciones (153) y (154) en la ecuación se obtiene la expresión:

$$\tilde{E}_q = j[\overline{\omega_r}\overline{\Psi_m} - \left(X_d - X_q\right)i_d] \quad (161)$$

Se deduce que para definir la posición del eje q respecto de la tensión de armadura, se debe computar $\tilde{E}_q$ puesto que se encuentra sobre el eje q. Conocer el desfase angular del eje q permite conocer el ángulo de carga del generador en regimen permanente para unas condiciones dadas.

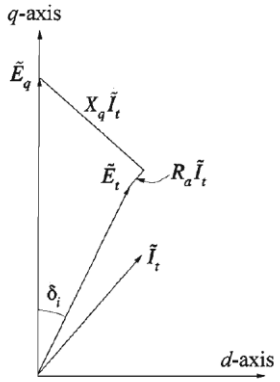


Figura 78 Diagrama fasorial de la tensión del estator

11.5.4. Circuito equivalente en régimen estacionario

Si se desprecia la diferencia entre las reactancias en ejes d y q, se define la reactancia síncrona $X_s = X_d = X_q$. Al aplicar esta aproximación en la ecuación (161), se obtiene la expresión de $\overline{E_q}$.

$$\overline{E_q} = \overline{\omega_r}\overline{\Psi_m} \quad (162)$$

A continuación se representa el circuito equivalente monofásico de un generador síncrono en regimen permanente. Donde la tensión $\overline{E_q}$ representa la tensión de excitación producida por los imanes permanentes, la inductancia X_s representa el flujo magnético producido por las corrientes del estator y $R_a = R_{Cu_{fase}}$ representa las pérdidas en el cobre de los devanados.

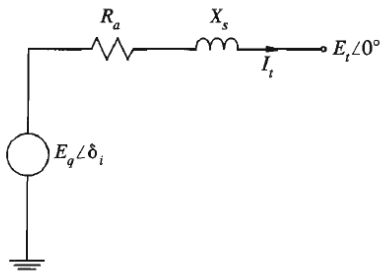


Figura 79 Circuito equivalente de un generador síncrono en régimen permanente

Donde:

$$X_s = 0.0214\ \Omega$$

Y en pu:

$$\overline{X_s} = \frac{0.0214\ \Omega}{0.0779\ \Omega} = 0.275\ pu$$

Se puede despreciar el valor de $R_a = 0.13\ m\Omega$ en comparación con el valor de X_s.

A continuación, se procede a calcular $\overline{E_q}$ en condiciones nominales para obtener posteriormente el ángulo de carga tomando como apoyo el diagrama fasorial de la Figura 78. Tomando como referencia angular $\overline{E_t}$ y conocido el factor de potencia, se conocen los fasores $\overline{E_t}$ e $\overline{I_t}$.

$$\overline{E_t} = 1pu\angle 0°$$

$$\overline{I_t} = 1pu\angle -25.8°$$

Conocida la reactancia síncrona en condiciones nominales, se conoce la caída de tensión entre la excitación y las bornas del generador.

$$\overline{\Delta U} = \overline{I_t} \cdot j\overline{X_s} = 0.275pu\angle 64.15°$$

Con estos valores se calcula $\overline{E_q}$.

$$\overline{E_q} = \overline{E_t} + \overline{\Delta U} = 1.147pu\angle 12.44°$$

Y se obtiene el ángulo de carga en condiciones nominales:

$$\delta_i = 12.44°$$

Se calculan las tensiones y las corrientes nominales en ejes d y q aplicando las ecuaciones (149) a (152).

$$\overline{e_d} = 1\text{pu} \cdot \sin(12.44°) = 0.215\text{pu}$$

$$\overline{e_q} = 1\text{pu} \cdot \cos(12.44°) = 0.976\text{pu}$$

$$\overline{i_d} = 1\text{pu} \cdot \sin(12.44° + 25.84°) = 0.62\text{pu}$$

$$\overline{i_q} = 1\text{pu} \cdot cos(12.44° + 25.84°) = 0.78\text{pu}$$

Conocido $\overline{E_q}$, se calcula el valor del flujo de enlace producido por los imanes permanentes.

$$\overline{\Psi_m} = \frac{\overline{E_q}}{\overline{\omega_r}} = \frac{1.147pu}{1pu} = 1.147pu$$

12.INVERSOR

En el apartado 3.4.4 se describen los cuatro tipos de instalaciones de turbinas eólicas que se instalan. Para el caso de un generador síncrono, se elige el modelo Tipo 4, en el cual se conecta la salida del generador con la red mediante un convertidor Back to Back. Se escoge este modelo debido a que permite un control total sobre la frecuencia, tensión y factor de potencia en la salida del generador. De esta forma, se consigue maximizar la eficiencia del generador para cualquier velocidad angular del rotor. Además, este convertidor permite desacoplar completamente el generador de la red en la que se inyecta la energía, lo que elimina el efecto de las perturbaciones de la red en los terminales del generador y permite al generador operar a frecuencias variables.

El inversor Back-to-Back es un dispositivo de electrónica de potencia compuesto de tres partes principales:

- Convertidor: está compuesto de transistores IGBTs y se encarga de rectificar la corriente alterna generada en los terminales del generador en corriente continua.
- Bus de corriente continua: compuesto por una línea de corriente continua y un condensador. Se debe mantener la tensión del bus de continua constante para garantizar el control correcto del generador.
- Inversor: al igual que el convertidor, se compone de transistores IGBTs, los cuales se encargan de generar una onda de alterna que cumpla los requisitos impuestos por la red en la que se quiere inyectar la potencia generada.

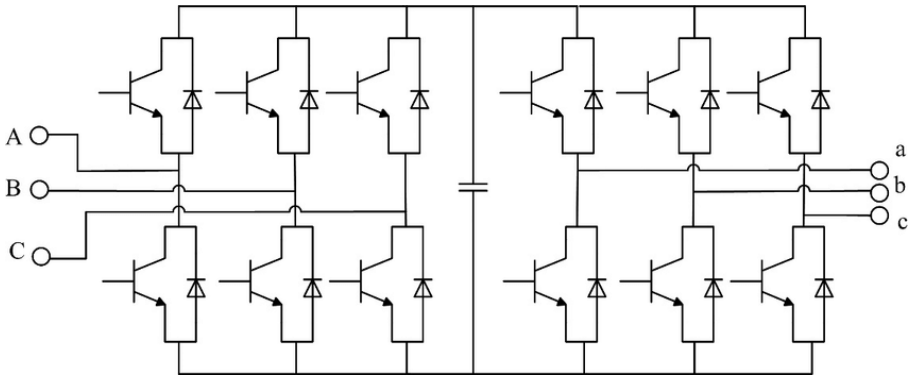


Figura 80 Partes del convertidor Back-to-Back conectado al generador

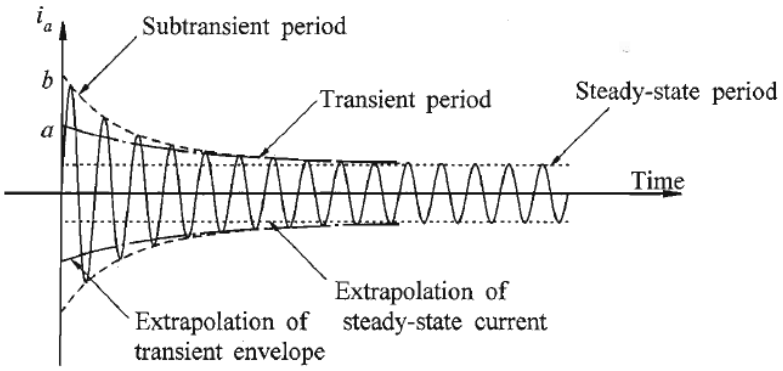
Se escoge el modelo del fabricante ABB ACS880-87LC para una potencia nominal de 6000 KW para una tensión de 690 V

13.CORTOCIRCUITO

13.1. CÁLCULO DE LA CORRIENTE DE CORTOCIRCUITO

Las ondas de corriente de cortocircuito que aparecen en los generadores síncronos se dividen en tres etapas:

1. Periodo subtransitorio: es la primera fase de la corriente de cortocircuito. Este periodo se caracteriza por ser el más corto en duración (unos pocos ciclos de onda), por presentar las amplitudes de onda máximas y por tener la mayor tasa de decrecimiento.
2. Periodo transitorio: presenta una tasa de decrecimiento de la amplitud de la onda de corriente inferior y tiene una duración mayor que el periodo subtransitorio.
3. Régimen permanente: periodo en el que la amplitud de la onda de corriente permanece constante en el tiempo hasta que se elimina la falta que ocasionó el cortocircuito.



Para simplificar el cálculo de la corriente de cortocircuito se va a aproximar el circuito del generador síncrono a un circuito RL, donde la ecuación que define sus variables eléctricas en condición de cortocircuito es la siguiente:

$$e = L\frac{di}{dt} + Ri \tag{163}$$

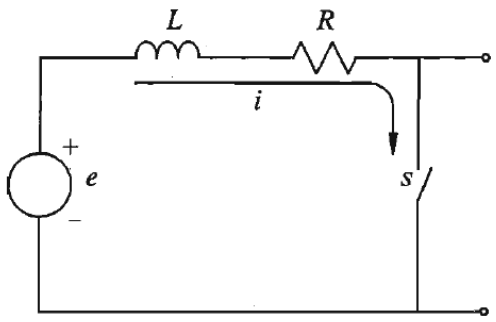


Figura 81 Esquema circuito RL

Si se despeja la corriente en la ecuación (163), se obtiene el valor de la expresión de la corriente de cortocircuito, la cual se descompone en una componente transitoria y una componente permanente.

$$i = Ke^{-\frac{R_{cu_{fase}}}{L}t} + \frac{E_{fase}}{Z}\sin(\omega t + \alpha - \beta) \quad (164)$$

Donde:

- $Z = \sqrt{R_{cu_{fase}}^2 + \omega^2 L^2} = 0.0214\ \Omega$
- $\beta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)$
- $K = -\frac{E}{Z}\sin(\alpha - \beta)$

La corriente de cortocircuito que se determina en este apartado es la corriente que aparece una vez el efecto de la componente transitoria se puede despreciar en comparación a la corriente de régimen permanente. Esta aproximación se considera válida debido a que el estado transitorio tiene una duración muy pequeña y se considera que tanto el cobre como los imanes son capaces de soportarla. De esta forma, se obtiene la corriente de cortocircuito que aparece en el generador en régimen permanente:

$$i_{cc_{RP}} = \frac{E_{fase}}{Z} = \frac{\frac{690V}{\sqrt{3}}}{0.0214\Omega} = 18.6\ KA \quad (165)$$

Debido al diseño del generador, cada fase del devanado del estator está compuesta de 15 ramas en paralelo. Teniendo esto en cuenta, se obtiene la corriente de cortocircuito que circula por cada bobina.

$$i_{cc_{RPXb}} = \frac{i_{cc_{RP}}}{15} = 1.24\ KA \quad (166)$$

13.2. DESMAGNETIZACIÓN DE LOS IMANES

Como ya se ha mencionado en apartados anteriores, los imanes permanentes poseen propiedades magnéticas (campo magnético remanente) incluso en ausencia de un campo magnético externo. Sin embargo, existen diferentes circunstancias que pueden disminuir las propiedades magnéticas de los imanes, llegando incluso a desmagnetizarlos completamente.

Uno de los parámetros que más condicionan el funcionamiento de los imanes es la temperatura. Cuanto mayor es la temperatura a la que está expuesto un imán, mayor es el movimiento de sus átomos, lo que lleva al desalineamiento de sus dominios magnéticos y, en consecuencia, a una disminución de su magnetismo. De hecho, existe una temperatura límite, conocida como temperatura de Curie, por encima de la cual los efectos ferromagnéticos desaparecen de forma irreversible y los materiales se convierten en paramagnéticos. La temperatura de Curie es un parámetro esencial en el funcionamiento de las máquinas eléctricas de imanes permanentes, puesto que, en el caso de superarla, los imanes perderían su magnetismo y el generador quedaría inutilizado. Incluso en el caso

de no llegar a superar la temperatura de Curie, existe una pérdida irreversible de magnetismo en el imán cuando se alcanzan temperaturas elevadas, por lo que, si se magnetizase de nuevo, sus propiedades nunca alcanzarían los valores originales. Por lo tanto, tanto si se alcanza la temperatura de Curie como si se supera la temperatura de trabajo del imán, la solución más rentable pasa por reemplazar los imanes permanentes. Sin embargo, debido a que los imanes son el elemento más costoso del imán, se suele optar por reemplazar el generador entero. Para reducir los efectos producidos por las temperaturas excesivas se instala un sistema de refrigeración en el generador que garantiza su operación dentro de su rango de temperaturas admisibles.

Otros factores que influencian las propiedades de los ferromagnéticos son el estrés mecánico o la presencia de campos magnéticos opuestos. Por un lado, estresar mecánicamente un imán puede alterar la estructura interna del mismo, lo que produce una desalineación de sus dominios magnéticos que reduce sus propiedades magnéticas. Por otro lado, si se expone un imán a un campo magnético opuesto de muy elevada intensidad, sus propiedades magnéticas también se reducen. En ambas situaciones se podría llegar a desmagnetizar el imán de forma irreversible. [12]

Uno de los eventos más relevantes que puede causar la desmagnetización de los imanes es la aparición de un cortocircuito, el cual produce unas corrientes de intensidad mucho mayor a la nominal. Estas corrientes pueden inducir un campo magnético de alta intensidad y de sentido opuesto al campo magnético del imán, que puede llegar a desmagnetizarlo. A continuación, se estudia si en el caso del generador diseñado las corrientes de cortocircuito son lo suficientemente grandes como para causar la desmagnetización de los imanes.

Del apartado anterior se conoce la corriente de cortocircuito que circula por una bobina de una fase. Además, cada bobina está compuesta de dos espiras y en cada ranura se insertan dos lados activos de dos bobinas diferentes. Conocidos estos parámetros del devanado del estator, se estudia el circuito magnético de la Figura 83.

Para comprobar si en situación de cortocircuito los imanes permanentes se desmagnetizan, se calcula la excitación inducida por las espiras en los imanes permanentes, ignorando la FMM inducida por los imanes, y se compara con la intensidad de campo coercitivo (HcJ) de los imanes. Para el caso del imán seleccionado (N38UH), las curvas de desmagnetización son las mostradas en la Figura 82, de las cuales se obtienen los valores de las intensidades de campo coercitivo para diferentes temperaturas de trabajo que se muestran en la Tabla 24. Para determinar el valor de HcJ para cada temperatura, se escoge el punto de la curva en el que la permeabilidad magnética del imán deja de ser lineal, de forma que se asegure que el punto de operación se encuentra lo suficientemente alejado del codo de la curva en el que una pequeña variación del campo de excitación externo puede provocar la desmagnetización del imán.

Temperatura de trabajo (ºC)	HcJ (KA/m)	HcJ $\cdot\, l_{\mathrm{m}}$ (KA)
120	795	22.26
100	955	26.74
80	1115	31.22

60	1275	35.7
20	1590	44.52

Tabla 24 Valores de HcJ para diferentes temperaturas de trabajo de los imanes N38UH

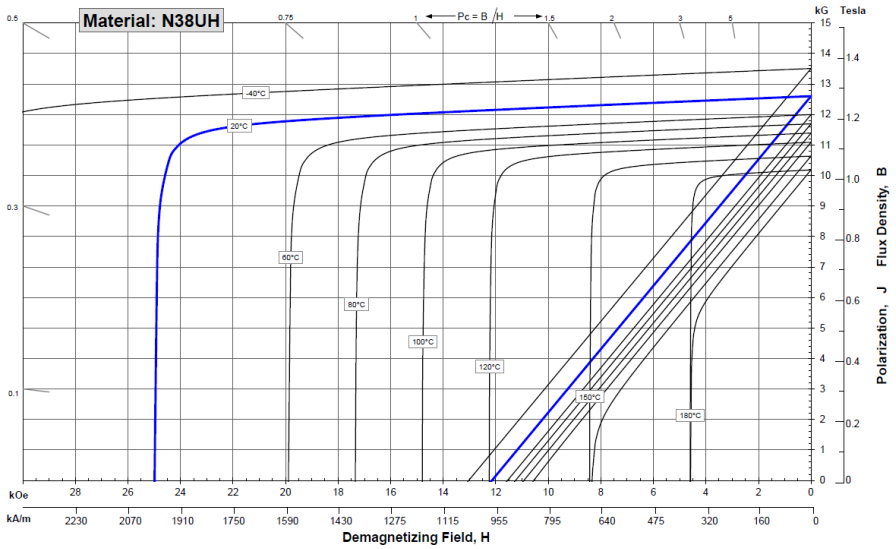


Figura 82 Curvas de desmagnetización del imán N38UH para diferentes temperaturas

Para calcular la excitación inducida en los imanes por las espiras, primero se calcula la FMM inducida por las 8 espiras que cruzan el recorrido seguido por el flujo magnético aplicando la Ley de Hopkinson.

$$FMM_{espiras} = \oint_L \vec{H} \circ d\vec{l} = \sum_{j=1}^{n} N_j I_j = 8 \cdot i_{cc_{RPXb}} = 19840\ A \cdot vuelta \quad (167)$$

Para el análisis del circuito en situación de cortocircuito se asume que no existen flujos de dispersión, por lo que el flujo magnético que recorre el circuito es constante en cada punto. El recorrido mostrado en la Figura 83 está formado por los siguientes tramos consecutivos:

1. Yugo del estator: formado por dos dientes y el yugo del estator que los une.
2. Entrehierro 1
3. Imán permanente 1
4. Yugo del estator que une ambos imanes
5. Imán permanente 2
6. Entrehierro 2

Además, para simplificar el análisis se asume que la sección de cada tramo es constante y que coincide con la sección del entrehierro (16mmx900mm). Este criterio es conservador, ya que la sección real que recorre el flujo magnético en los imanes es mayor, por lo que obtendremos un valor de la intensidad del campo magnético en los imanes superior a la real. De este criterio se deduce que la intensidad del campo magnético es

constante en cada punto, debido a que el flujo magnético y la sección son constantes en cada tramo.

$$\phi_i = B_i \cdot A_i \tag{168}$$

El siguiente paso consiste en calcular el flujo magnético que circula por el circuito cuando la corriente de cortocircuito induce un flujo magnético de dirección opuesta al generado por los imanes permanentes.

$$\oint_L \vec{H} \circ d\vec{l} = H_s \cdot l_s + 2H_m \cdot l_m + 2H_g \cdot l_g + H_r \cdot l_r = FMM_{espiras} \tag{169}$$

Para calcular la excitación magnética de cada material se asume que las curvas de histéresis del acero y de los imanes se encuentran en la zona de permeabilidad lineal de su ciclo de histéresis, es decir, que no existe saturación magnética en caso de cortocircuito. Aunque este planteamiento es erróneo, ya que si existe saturación en el estator durante el funcionamiento nominal del generador, durante un cortocircuito también habrá al ser mayor la FMM inducida por las espiras. De este planteamiento se obtienen las siguientes relaciones.

$$H_s = \frac{B}{\mu_s} = \frac{B}{4000\mu_0} \tag{170}$$

$$H_g = \frac{B}{\mu_g} = \frac{B}{\mu_0} \tag{171}$$

$$H_m = \frac{B}{\mu_m} = \frac{B}{1.05\mu_0} \tag{172}$$

$$H_r = \frac{B}{\mu_r} = \frac{B}{4000\mu_0} \tag{173}$$

Aplicando las relaciones entre B y H en la Ley de Ampere, se obtiene la intensida magnética (B) del circuito:

$$\frac{B}{\mu_0} \cdot \left(\frac{l_s}{4000} + 2 \cdot \frac{l_m}{1.05} + 2 \cdot l_g + \frac{l_r}{4000}\right) = FMM_{espiras} \tag{174}$$

$$B = \frac{FMM_{espiras} \cdot \mu_0}{\frac{l_s}{4000} + 2 \cdot \frac{l_m}{1.05} + 2 \cdot l_g + \frac{l_r}{4000}} = 0.18\,T \tag{175}$$

$$\phi = B \cdot A = 0.18T \cdot (16mm \cdot 900mm) = 0.00258Wb \tag{176}$$

Restando al valor del campo magnético remanente en el imán el valor del campo magnético inducido por las espiras, se obtiene el campo magnético total en el imán en situación de cortocircuito. Mirando las curvas de desmagnetización se comprueba que para un valor de:

$$B = 1.2T - 0.18T = 1.02T \tag{177}$$

Todas las curvas se encuentran en la parte derecha del codo, por lo que se considera que no existe peligro de desmagnetización.

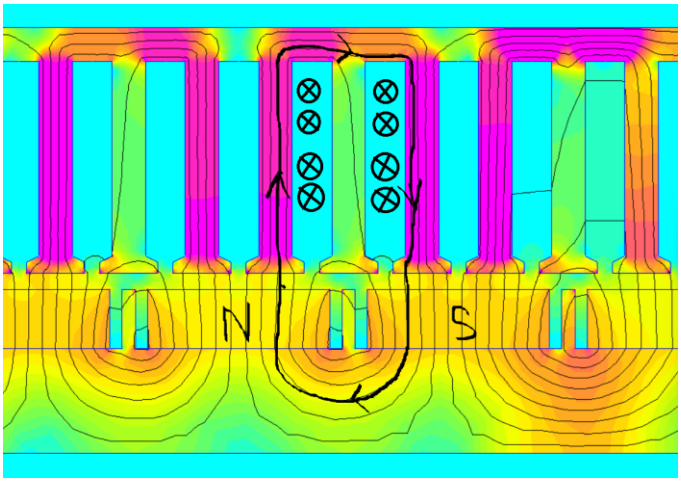


Figura 83 Circuito magnético empleado para aplicar la ley de Ampere

14. VIABILIDAD ECONÓMICA Y RENTABILIDAD

En este apartado se realiza un estudio económico de la fabricación del generador síncrono de imanes permanentes diseñado. [21]

14.1. CÁLCULO DEL CAPEX

Primero se comienza calculando el coste de los materiales empleados en la fabricación del generador. Se desprecia el coste del aislamiento eléctrico y de los elementos mecánicos adicionales debido a su bajo precio en comparación al cobre, el acero eléctrico y los imanes permanentes. Para determinar el precio de los principales materiales se comienza calculando las masas de los materiales empleados en el generador.

MATERIAL	VOLUMEN (m3)	DENSIDAD (Kg/m3)	MASA (ton)
Acero eléctrico (M19)	2.43	7650 kg/m3	18.58
Imanes permanentes (NdFeB N38UH)	0.528	7600 kg/m3	4.02
Cobre	1.204	8960 kg/m3	10.78

Tabla 25 Masas de los materiales empleados en el generador

Una vez conocidas las masas, se calcula el precio de cada material.

MATERIAL	PRECIO	PRECIO TOTAL
Acero eléctrico (M19)	3000 €/ton	55768.5 €
Imanes permanentes (NdFeB N38UH)	80000€/ton	321533 €
Cobre	9560 €/ton	103147 €

Tabla 26 Precio de cada material empleado

A partir del precio total de cada material se calcula la aportación total de los materiales al CAPEX.

$$CAPEX_{materiales} = 480269\ €$$

Además del CAPEX de los materiales, se añaden a los costes de inversión los de puesta en marcha, instalación y fabricación del generador. Se estima que estos costes equivalen al 50% del CAPEX de los materiales.

$$CAPEX_{total} = CAPEX_{materiales} \cdot 1.5 \approx 750000\ € \quad (178)$$

14.2. CÁLCULO DEL OPEX

Tras calcular el CAPEX del proyecto, se calculan los costes de operación y mantenimiento requeridos por un generador síncrono de imanes permanentes instalado en una turbina eólica. Estos costes se deben a diferentes actividades:

- Mantenimiento programado para realizar inspecciones y lubricar o limpiar el equipo.
- Mantenimiento no programado: es el debido a fallos en el generador o el inversor.
- Logística marina: uso de barcos para acceder al aerogenerador.
- Repuestos de componentes y coste del personal técnico especializado.

A pesar de que estos costes son difíciles de calcular, se estima un coste anual para un generador entre 30000 € anuales.

14.3. VALORACIÓN ECONÓMICA DEL PROYECTO

La inversión (CAPEX) se realiza en el momento inicial del proyecto y se debe recuperar a lo largo de la vida del proyecto (en el caso del generador diseñado se estima una vida útil de 20 años). A la recuperación se le denomina amortización y representa la cantidad constante a pagar anualmente para que al final de la vida del proyecto se haya restituido la inversión y los intereses. El interés con el que se calcula la inversión se denomina tasa de descuento y se designa como i (en el caso del presente proyecto se aplica una tasa conservadora del 5%). La amortización o coste normalizado de la inversión (A) se calcula con la siguiente expresión: [21]

$$A = CAPEX \cdot f_a = CAPEX \cdot \frac{i \cdot (1+i)^N}{(1+i)^N - 1} = 60181.9\ € \quad (179)$$

Los gastos anuales de operación y mantenimiento (O&M) se calculan a partir de su valor en el año inicial del proyecto y la tasa de proyección de ese tipo de gasto (r_x, se estima una tasa del 3%) debido al encarecimiento que va a sufrir con el tiempo. Por lo tanto, el coste de O&M en el año j, se calcula como:

$$C_{O\&M,j} = C_{O\&M,0} \cdot (1+r_x)^j \quad (180)$$

Este importe se debe valorar para determinar la cantidad de dinero que se debe depositar en un fondo a interés "i" al inicio del proyecto.

$$C_{O\&M,j0} = C_{O\&M,0} \cdot \left(\frac{1+r_x}{1+i}\right)^j = C_{O\&M,0} \cdot k_x^j \quad (181)$$

Si se realiza este cálculo a cada uno de los años que dura el proyecto y se suman, se obtiene el coste normalizado de los gastos de O&M.

$$C_{O\&M} = C_{O\&M,0} \cdot \frac{k_{\mathrm{O\&M}} \cdot (1 - k_{\mathrm{O\&M}}^N)}{1 - k_{\mathrm{O\&M}}} \cdot f_a = 39584.6\ € \quad (182)$$

A partir de los costes normalizados de O&M y de inversión, se obtiene el coste normalizado del proyecto (LCOE) en valor absoluto.

$$LCOE = CAPEX \cdot f_a + C_{O\&M,0} \cdot \frac{k_x \cdot (1 - k_x^N)}{1 - k_x} \cdot f_a = 99766.5\ € \quad (183)$$

Para determinar si el proyecto es viable, se calculan los ingresos normalizados generados por la electricidad generada.

$$VE_N = T_{e,0} \cdot E \cdot \frac{k_{\mathrm{e}} \cdot (1 - k_{\mathrm{e}}^N)}{1 - k_{\mathrm{e}}} \cdot f_a \quad (184)$$

Donde:

- $T_{e,0}\left(\frac{€}{MWh}\right)$ representa la tarifa en el año inicial del proyecto. Se escoge un valor medio de la tarifa de 100 €/MWh.
- $E\ (MWh)$ representa la energía generada por la turbina durante toda su vida útil. Para el cálculo de viabilidad económica se estima una producción nominal de 4000 horas anuales.
- k_{e} es la tasa de proyección de este gasto y se estima del 3% al igual que la de O&M.

$$VE_N = 109196\ €$$

El proyecto resulta rentable si $VE_N > LCOE$, por lo que se concluye que el proyecto es viable y que se obtendrán beneficios.

Una vez se ha comprobado la viabilidad del proyecto, se calcula el Valor Neto Anual (VAN) del proyecto, que es un índice de rentabilidad.

$$VAN = T_{e,0} \cdot E \cdot \frac{k_{\mathrm{e}} \cdot (1 - k_{\mathrm{e}}^N)}{1 - k_{\mathrm{e}}} - C_{O\&M,0} \cdot \frac{k_{\mathrm{O\&M}} \cdot (1 - k_{\mathrm{O\&M}}^N)}{1 - k_{\mathrm{O\&M}}} - CAPEX = 117512\ € \quad (185)$$

15.CONCLUSIONES

El presente trabajo ha permitido abordar de forma integral el diseño de un generador síncrono de imanes permanentes para su aplicación en turbinas eólicas marinas, destacando tanto los aspectos constructivos como los de ingeniería. La elección de esta tipología de generador responde a su alta eficiencia, fiabilidad y capacidad para operar en entornos hostiles como los parques eólicos offshore.

Desde el punto de vista constructivo, se ha realizado un análisis detallado de los materiales empleados, destacando el uso de acero eléctrico de alta permeabilidad y de imanes de neodimio con recubrimientos resistentes a la corrosión. Asimismo, se ha optimizado la geometría del estator y del rotor, así como el diseño del devanado, para maximizar la densidad de flujo magnético y minimizar las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas. Cabe destacar que del análisis del precio de los diferentes componentes se desprende el criterio de diseño de minimizar al máximo el acero y el volumen de imanes permanentes empleado.

En cuanto al diseño electromagnético, se ha empleado la simulación por elementos finitos (FEM) como herramienta fundamental para validar los resultados analíticos y optimizar parámetros clave como el entrehierro, la distribución del flujo y la densidad de corriente en las ranuras. Las simulaciones han permitido identificar zonas críticas de saturación magnética y ajustar el diseño para garantizar un funcionamiento eficiente bajo condiciones nominales.

La integración del generador con un convertidor back-to-back ha sido también considerada, asegurando la compatibilidad eléctrica y el cumplimiento de los requisitos de red. Finalmente, se ha realizado un estudio de viabilidad económica que demuestra la rentabilidad del sistema a lo largo de su vida útil.

En conclusión, el trabajo realizado pone de manifiesto la importancia de un enfoque multidisciplinar que combine el conocimiento teórico, la simulación avanzada y el diseño constructivo para el desarrollo de soluciones eficientes y sostenibles en el ámbito de la energía eólica marina.

15.1. TRABAJOS FUTUROS

A partir del trabajo desarrollado en este TFM y tomando como datos de partida los resultados obtenidos, se puede realizar un estudio de optimización del generador que permita mejorar su diseño y mejorar la eficiencia obtenida.

Otro posible camino de estudio es estudiar la implantación de materiales magnéticos que no son asequibles hoy en día, pero que pudieran ser competitivos en unos años para predecir los futuros diseños de estas máquinas eléctricas.

Por otra parte, se puede desarrollar un estudio económico de la implantación del generador diseñado en un parque eólico marino. De esta forma se obtendrían unos valores de mayor interés práctico, ya que en este trabajo se ha realizado únicamente el estudio de viabilidad económica de un solo generador.

16.REFERENCIAS

[1] H. Haraguchi, S. Morimoto y M. Sanada, «Suitable design of a PMSG for a Large-scale Wind Power Generator,» *IEEE Xplore,* 2009.

[2] P. Kundur, POWER SYSTEM STABILITY AND CONTROL, N. J.Balu, Ed., Palo Alto, California: McGraw-Hill, 1993.

[3] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins y E. Bossanyi, WIND ENERGY HANDBOOK, Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2001.

[4] S. G. R. Energy, «siemensgamesa,» [En línea]. Available: https://www.siemensgamesa.com.

[5] G. Vernova, «ge,» [En línea]. Available: https://www.ge.com/renewableenergy.

[6] Vestas, «vestas,» [En línea]. Available: https://www.vestas.com.

[7] H. Energy, «hitachienergy,» [En línea]. Available: https://www.hitachienergy.com.

[8] IRENA, «Innovation Outlook: Offshore Wind,» 2023. [En línea]. Available: https://www.irena.org/publications.

[9] EMWorks, «emworks,» 2025. [En línea]. Available: https://www.emworks.com.

[10] S. Ciciola, «Types, performances and design of axial flux electrical machines for wind energy generation,» *Politecnico Milano,* p. 78, 2022.

[11] K. Ping-Kwan, K. Yuriy y J. Senthil, «Generic Models of Wind Turbines for Power System Stability Studies,» *IEEE,* 2009.

[12] M. Á. R. Pozueta, Principios Generales de las Máquinas Eléctricas, Santander: Universidad de Cantabria, 2015.

[13] «Lammotor,» 11 4 2023. [En línea]. Available: https://lammotor.com/difference-between-stator-and-rotor-lamination/.

[14] OSWOS, «oswos,» 2023. [En línea]. Available: https://oswos.com.

[15] C. Fell, «Amortisseur windings in synchronous machines,» de *Electrical Apparatus: Motors & Generators*, 2023, pp. 29-32.

[16] I. Magnets, «imamagnets,» 2025. [En línea]. Available: https://imamagnets.com/.

[17] Y.-K. Wu, «Design of a Large Commercial PMSG-based Wind Generator,» 2019.

[18] V. Motor, «volcanomotor,» [En línea]. Available: https://www.volcanomotor.com.

[19] C.-Y. Hsiao, S.-N. Yeh y J.-C. Hwang, «Design of High Performance Permanent-Magnet Synchronous Wind Generators,» *energies,* p. 20, 2014.

[20] P. Ponomarev, Y. Alexandrova, I. Petrov, P. Lindh, E. Lomonova y J. Pyrhönen, «Inductance Calculation of Tooth-Coil Permanent-Magnet Synchronous Machines,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS,* p. 8, 2014.

[21] D. d. I. E. ICAI, «Apuntes Ingeniería Energética 2ºMII,» 2024, p. 37.

[22] N. Shaik, «DESIGN AND COMPARISSON OF PERMANENT MAGNET MOTOR TOPOLOGIES FOR DIFFERENT APPLICATION SECTORS,» Politecnico Di Milano, 2022.

ANEXO 1

Alineación con los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS)

Los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS) son una iniciativa de las Naciones Unidas que establece 17 objetivos globales para erradicar la pobreza, proteger el planeta y asegurar la prosperidad para todas las personas hasta el año 2030. En este Anexo se estudia la alineación de este trabajo con los ODS con lo que se relaciona.

ODS 7. Energía Asequible y no contaminante.

Durante la explotación de los parques eólicos, se puede considerar la energía producida como renovable. Sin embargo, la fabricación de los aerogeneradores y la minería de los materiales empleados tienen un impacto sobre el medio ambiente.

ODS 9. Industria, innovación e infraestructura.

La energía eólica impulsa la actividad industrial durante la fabricación de sus componentes.

ODS 13. Acción por el clima

La generación de energía eólica reemplaza la generación eléctrica a partir de combustibles fósiles, lo que tiene un impacto positivo en el proceso de descarbonización.

ODS 14. Conservar y utilizar sosteniblemente los océanos, los mares y los recursos marinos.

Durante el diseño de un parque eólico offshore debe considerarse el efecto que esta instalación pueda tener en el ecosistema marino.

ANEXO 2

Catálogos

LOW VOLTAGE WIND CONVERTERS

ABB wind turbine converters

ACS880, 800 kW to 8 MW

Grid code compliance
Easy grid integration

—
01 Topology of the ACS880 wind turbine converter

Fault ride-through
ABB's direct torque control (DTC) enables precise and fast generator and grid-side converter control. It provides the foundation for smooth grid integration, even with demanding grid codes. The ACS880 ensures wind turbines stay connected during brief grid disturbances by providing grid-supporting current.

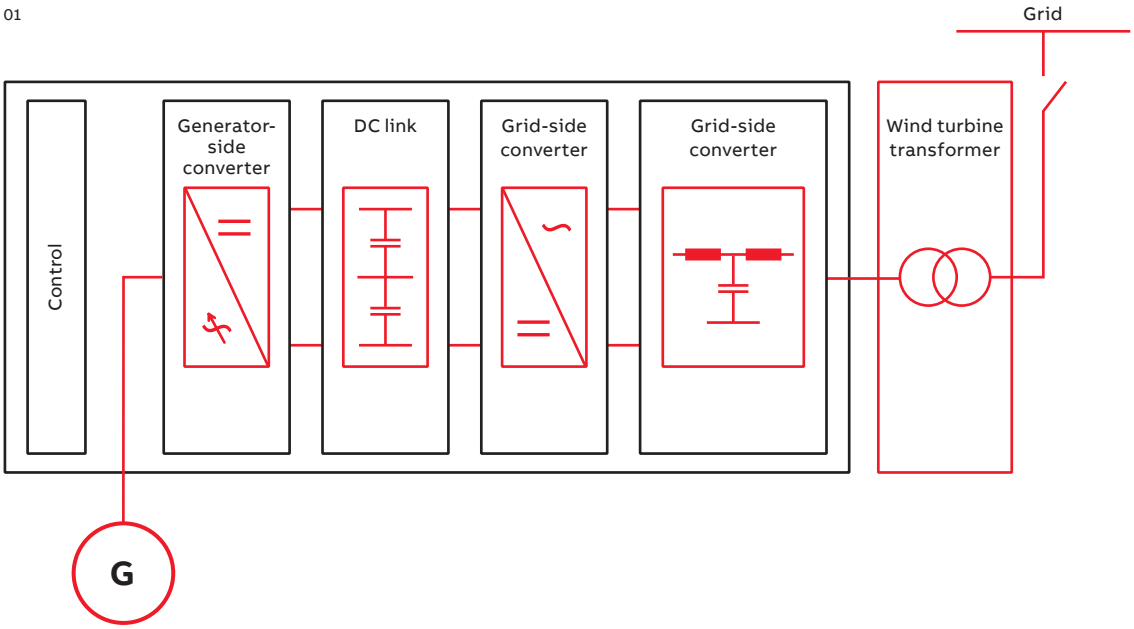
Grid code compliance
The performance of ABB wind turbine converters is tested and verified in various grid disturbance cases. This documented performance simplifies turbine certification and reduces on-site testing costs.

Simulation
ABB maintains a set of simulation models that enable OEMs, park developers, and transmission system operators to conduct various grid behavior studies.

Weak grids
Wind parks are often in remote locations behind long transmission lines, giving them weak grid connections. With the ACS880's superior control performance, the converter can handle operations even with weak grids.

GL certified
ABB wind converters have the DNV GL product certificate to verify their quality and reliability.

—
01



Efficiency
Redundant configuration for high yield

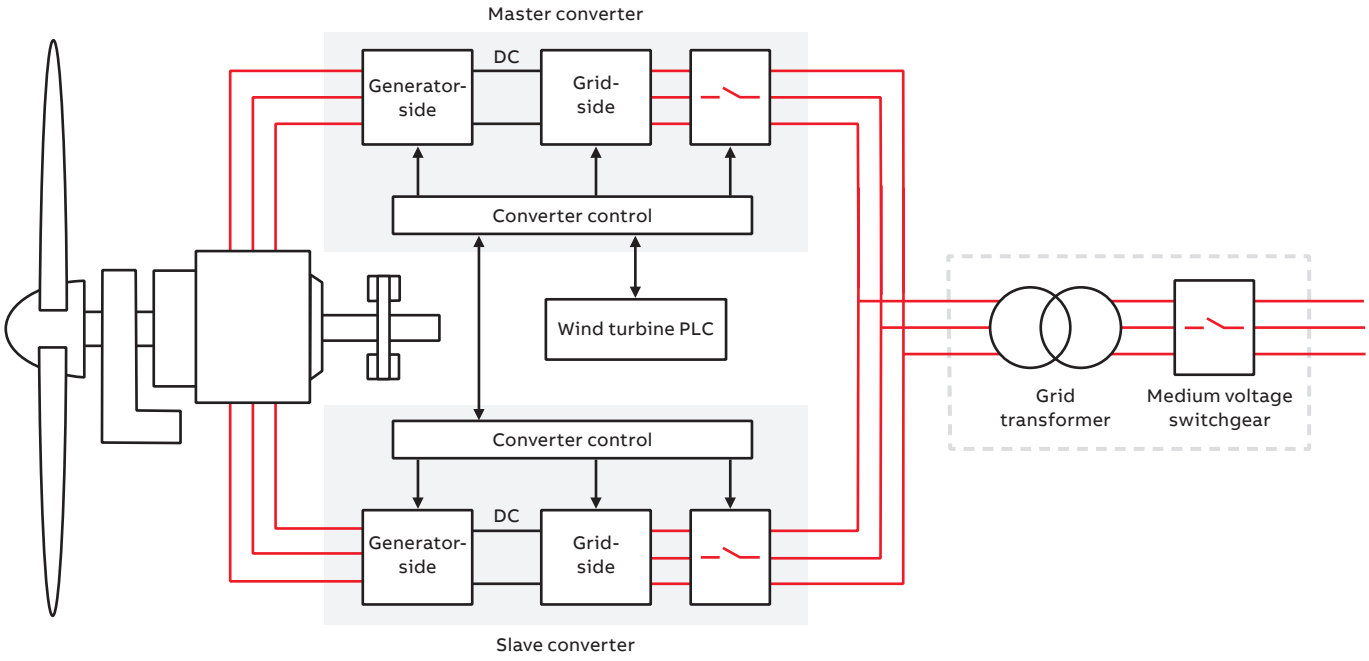
—
02 Twin converter setup

Twin converters
Instead of having a single ACS880 cabinet, ABB offers the design option of two separate cabinets with parallel-connected converters. Each of these sub-converters can be activated and deactivated, depending on the wind conditions and grid limitations. Operation at partial load with a single converter reduces total losses.

Redundancy for maximum availability
The twin converter setup significantly increases the turbine's availability. In the unlikely event that one sub-converter or power module fails, the faulty unit is disconnected and the converter continues operation according to the technical capabilities of one sub-converter. Repair can be planned and scheduled without a total loss of production.

Online reconfiguration
In traditional redundant converter setups, the change in available power affects the control and protections and requires a restart. The ACS880 converter can be reconfigured online without stopping the wind turbine.

—
02



Technical data
ACS880 full power wind turbine converter

Converter model	**ACS880-77LC in-line configuration**	**ACS880-87LC back-to-back configuration**
Converter type	Full power converter for permanent magnet and asynchronous generators	
Generator power range	0.8 to 4.6 MW	1.5 to 8 MW
Cooling	Liquid cooling with totally enclosed cabinet	
Control principle	Direct torque control (DTC)	
Electrical data		
Rated grid voltage	525 to 690 V AC, 3-phase, ±10%	
Rated generator voltage	0 to 750 V AC	
Nominal grid frequency	50/60 Hz	
Efficiency at converter's rated point, typical value	97%	
Generator-side converter du/dt, measured value	1.25 kV/µs	
Grid harmonics Total harmonic current distortion, measured value	2.5%	
Environmental limits		
Ambient temperature	Transport -40 to +70 °C Storage -40 to +70 °C Operation -30 to +50 °C	
Coolant inlet temperature	+5 to +50 °C	+5 to +45 °C
Altitude	0 to 1000 m	
Degree of protection	Totally enclosed cabinet IP54 / UL type 12	
Cabling connections	Bottom	
Cooling connections	Left or right side	
Cabinet configuration	In-line, back-to-back or several separate	
Control		
Fieldbus interface	EtherCAT, PROFINET IO, PROFIBUS-DP, CANopen, Modbus, ControlNet, InterBus-S, DeviceNet	
Interface for PC browser	Standard Ethernet	
Grid code compliance		
Grid codes	Supports wind turbines to comply with the most stringent grid code requirements.	
Product compliance		
Product markings	CE, GL2010, North American	
EMC	EN 61800-3/ A11 (2000), EN 61800-3 (2004) 2nd environment, unrestricted distribution, category C3	
Quality assurance system	ISO 9001	
Environmental system	ISO 14001	
Options		
Sub-converter configuration	Available from 0.8 MW	Available from 1.5 MW
Cooling method	Liquid or combined cooling	
Reconfiguration	Online	
Energy storage	Integrated	
Generator side protection	Output contactors	
High coolant inlet temperature	Up to +55 °C	
High altitude	Up to 4000 m	
Product approvals	UL61800-5-1, CSA C22.2 No 274, DNVGL-SE-0441	

Ratings, types and voltages
ACS880-77LC and ACS880-87LC

In-line configuration, ACS880-77LC, 690 V								
Converter type [1]	**Typical generator rating**	**Rated generator apparent power**	**Rated grid apparent power**	**Module setup: no. of inverter units + no. of IGBT supply units**	**Cabinet width**	**Cabinet depth**	**Cabinet weight**	**Cooling flow rate**
	(kW)	**(kVA)**	**(kVA)**	**INU + ISU**	**(mm)**	**(mm)**	**(kg)**	**(l/min)**
ACS880-77LC-860A/800A-7	800	1028	956	1 + 1	1400	600	1200	90
ACS880-77LC-1686A/1568A-7	1500	2014	1874	2 + 2	2300	600	2000	135
ACS880-77LC-2503A/2328A-7	2300	2991	2782	3 + 3	2900	600	2600	175
Twin cabinet versions								
ACS880-77LC-1720A/1600A-7	1600	2056	1912	2 x (1 + 1)	2 x 1400	2 x 600	2 x 1200	2 x 90
ACS880-77LC-3372A/3136A-7	3000	4029	3748	2 x (2 + 2)	2 x 2300	2 x 600	2 x 2000	2 x 135
ACS880-77LC-5006A/4656A-7	4600	5982	5564	2 x (3 + 3)	2 x 2900	2 x 600	2 x 2600	2 x 175

Back-to-back configuration, ACS880-87LC, 690 V								
Converter type [1]	**Typical generator rating**	**Rated generator apparent power**	**Rated grid apparent power**	**Module setup: no. of inverter units + no. of IGBT supply units**	**Cabinet width**	**Cabinet depth**	**Cabinet weight**	**Cooling flow rate**
	(kW)	**(kVA)**	**(kVA)**	**INU + ISU**	**(mm)**	**(mm)**	**(kg)**	**(l/min)**
ACS880-87LC-1686A/1568A-7	1500	2014	1874	2 + 2	1250	1200	1800	135
ACS880-87LC-2503A/2328A-7	2300	2991	2782	3 + 3	1450	1200	2300	175
ACS880-87LC-3302A/3072A-7	3000	3947	3671	4 + 4	2300	1200	2800	235
ACS880-87LC-4000A/3800A-7	3800	4780	4541	5 + 5	2500	1200	3500	280
ACS880-87LC-4000A/4134A-7	4000	4780	4941	5 + 6	2700	1200	4500	300
Twin cabinet versions								
ACS880-87LC-5006A/4656A-7	4600	5982	5564	2 x (3 + 3)	2 x 1450	2 x 1200	2 x 2300	2 x 175
ACS880-87LC-6604A/6144A-7	6000	7893	7343	2 x (4 + 4)	2 x 2300	2 x 1200	2 x 2800	2 x 235
ACS880-87LC-8000A/7600A-7	7600	9561	9083	2 x (5 + 5)	2 x 2500	2 x 1200	2 x 3500	2 x 280
ACS880-87LC-8000A/8268A-7	8000	9561	9881	2 x (5 + 6)	2 x 2700	2 x 1200	2 x 4500	2 x 300

Standard cabinet height is 2000 mm. Please see dimensions drawings for exact measurements.
Ratings shown here are subject to change depending on the selected options.

[1] Converter type code shows generator and grid side nominal current ratings. For example for ACS880-77LC-860A/800A-7 the generator side current is 860 A and the grid side current is 800 A.

ARNOLD MAGNETIC TECHNOLOGIES

N38UH

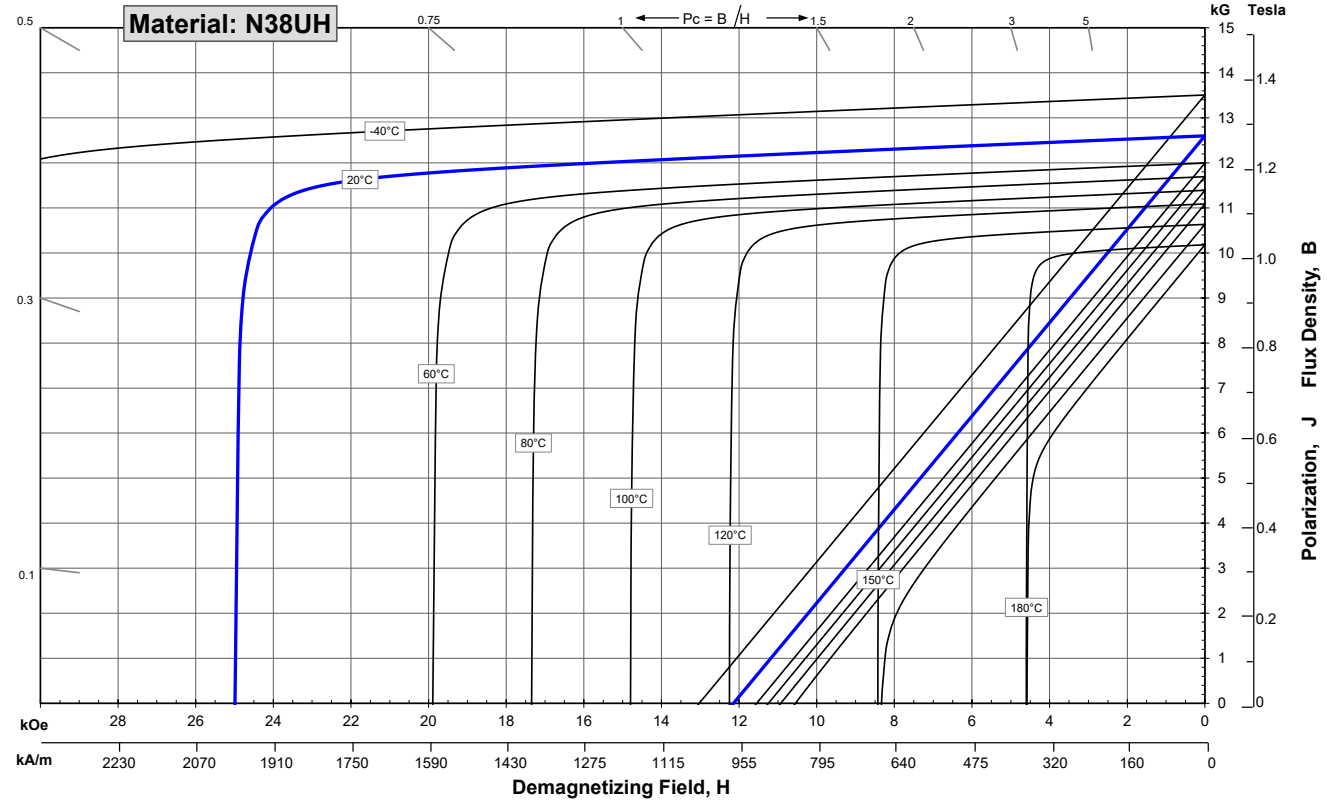
Sintered Neodymium-Iron-Boron Magnets

These are also referred to as "Neo" or NdFeB magnets. They offer a combination of high magnetic output at moderate cost. Please contact Arnold for additional grade information and recommendations for protective coating. Assemblies using these magnets can also be provided.

	Characteristic	Units	min.	nominal	max.
Magnetic Properties	**Br**, Residual Induction	Gauss	12,200	12,600	13,000
		mT	1220	1260	1300
	H_{cB}, Coercivity	Oersteds	11,000	11,700	12,400
		kA/m	876	931	987
	H_{cJ}, Intrinsic Coercivity	Oersteds	25,000		
		kA/m	1,990		
	BHmax, Maximum Energy Product	MGOe	36	39	41
		kJ/m^3	287	307	326

	Characteristic	Units	C //	C ⊥
Thermal Properties	Reversible Temperature Coefficients (1)			
	of Induction, α(Br)	%/ºC	-0.12	
	of Coercivity, α(Hcj)	%/ºC	-0.51	
	Coefficient of Thermal Expansion (2)	ΔL/L per ºCx10^{-6}	7	-1
	Thermal Conductivity	kcal/mhrºC	5.3	5.8
	Specific Heat (3)	cal/gºC	0.11	
	Curie Temperature, Tc	ºC	310	
Other Properties	Flexural Strength	psi	41,300	
		MPa	285	
	Density	g/cm^3	7.6	
	Hardness, Vickers	Hv	620	
	Electrical Resistivity, ρ	μΩ • cm	150 // 130 ⊥	

Notes: (1) Coefficients measured between 20 and 180 ºC
(2) Between 20 and 200 ºC. Values are typical and can vary.
(3) Between 20 and 140 ºC



1 kA/m = 12.566 Oe 1 kOe = 79.577 kA/m

Notes The material data and demagnetization curves shown above represent typical properties that may vary due to product shape and size.
Demagnetization curves show nominal Br and minimum Hci.
Magnets can be supplied thermally stabilized or magnetically calibrated to customer specifications.
Additional grades are available. Please contact the factory for information.

© Arnold Magnetic Technologies Corp.
770 Linden Avenue, Rochester, NY 14625
Ph: (+1) 585-385-9010
E-mail: info@arnoldmagnetics.com
www.arnoldmagnetics.com
Rev. 210607

Steel

Non grain oriented electrical steel powercore®

Product range

thyssenkrupp

powercore®
A grades

In fully finished powercore® standard grades, all important quality features are fully developed. In many cases the magnetic properties are better than those specified in the standards.

Thanks to state-of-the-art process technology and reliable process control, all product properties are extremely uniform. The use of our hot strip as a starting material allows low core losses with low silicon and aluminum content. As saturation polarization increases with reduced alloy contents, our grades generally display higher polarization values in the upper magnetization range despite the low core losses.

Electrical steel (NO) – Standard grades fully finished

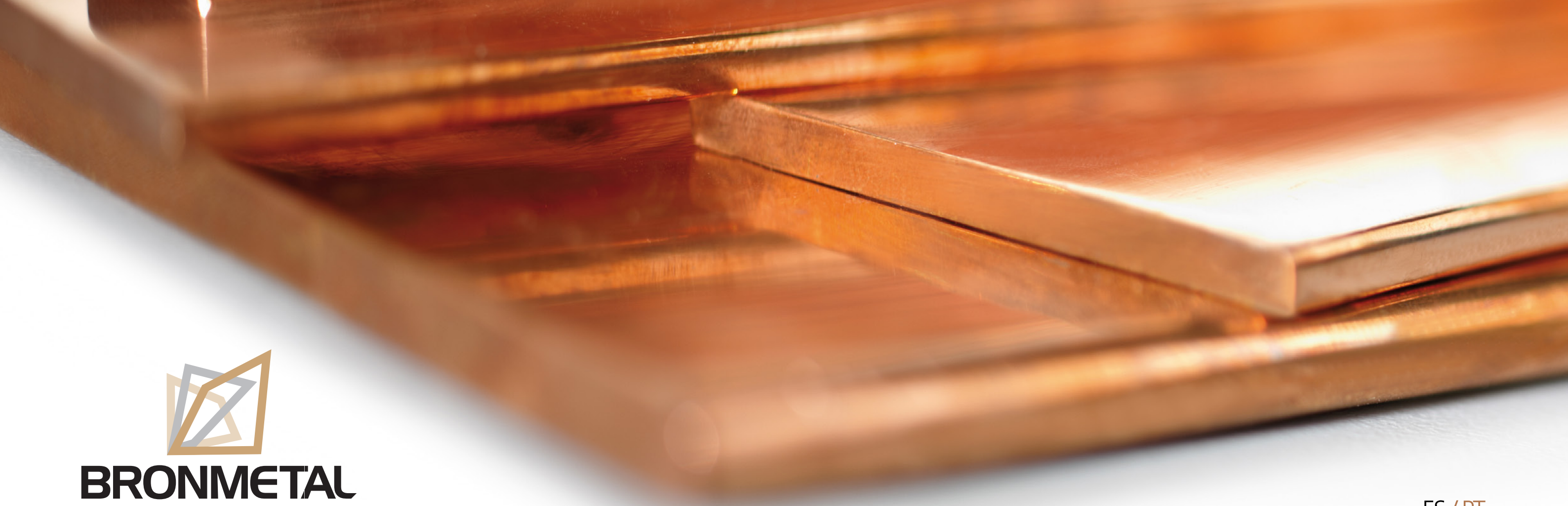
		Thickness	Density	Max. Core loss				Min. Polarization		
		[mm]	[kg/dm³]	[W/kg] at		[W/lb] at		[T] at		
				50 Hz		60 Hz		2,500	5,000	10,000
				1.5 T	1.0 T	1.5 T	1.0 T	[A/m]	[A/m]	[A/m]
DIN EN 10106										
Steel grade designation	Standard designation									
powercore® M235-35A	M235-35A	0.35	7.60	2.35	0.95	1.35	0.55	1.49	1.60	1.70
powercore® M250-35A	M250-35A	0.35	7.60	2.50	1.05	1.44	0.59	1.49	1.60	1.70
powercore® M270-35A	M270-35A	0.35	7.65	2.70	1.10	1.55	0.63	1.49	1.60	1.70
powercore® M300-35A	M300-35A	0.35	7.65	3.00	1.20	1.72	0.69	1.49	1.60	1.70
powercore® M330-35A	M330-35A	0.35	7.65	3.30	1.30	1.90	0.75	1.49	1.60	1.70
powercore® M250-50A	M250-50A	0.50	7.60	2.50	1.05	1.44	0.59	1.49	1.60	1.70
powercore® M270-50A	M270-50A	0.50	7.60	2.70	1.10	1.55	0.63	1.49	1.60	1.70
powercore® M290-50A	M290-50A	0.50	7.60	2.90	1.15	1.67	0.66	1.49	1.60	1.70
powercore® M310-50A	M310-50A	0.50	7.65	3.10	1.25	1.78	0.72	1.49	1.60	1.70
powercore® M330-50A	M330-50A	0.50	7.65	3.30	1.35	1.90	0.78	1.49	1.60	1.70

Electrical steel (NO) – Standard grades fully finished

		Thickness	Density	Max. Core loss				Min. Polarization		
		[mm]	[kg/dm³]	[W/kg] at		[W/lb] at		[T] at		
				50 Hz		60 Hz		2,500	5,000	10,000
				1.5 T	1.0 T	1.5 T	1.0 T	[A/m]	[A/m]	[A/m]
DIN EN 10106										
Steel grade designation	Standard designation									
powercore® M350-50A	M350-50A	0.50	7.65	3.50	1.50	2.01	0.86	1.50	1.60	1.70
powercore® M400-50A	M400-50A	0.50	7.70	4.00	1.70	2.30	0.98	1.53	1.63	1.73
powercore® M470-50A	M470-50A	0.50	7.70	4.70	2.00	2.70	1.15	1.54	1.64	1.74
powercore® M530-50A	M530-50A	0.50	7.70	5.30	2.30	3.05	1.32	1.56	1.65	1.75
powercore® M600-50A	M600-50A	0.50	7.75	6.00	2.60	3.45	1.49	1.57	1.66	1.76
powercore® M700-50A	M700-50A	0.50	7.80	7.00	3.00	4.02	1.72	1.60	1.69	1.77
powercore® M800-50A	M800-50A	0.50	7.80	8.00	3.60	4.60	2.07	1.60	1.70	1.78
powercore® M940-50A	M940-50A	0.50	7.85	9.40	4.20	5.40	2.41	1.62	1.72	1.81
powercore® M310-65A	M310-65A	0.65	7.60	3.10	1.25	1.78	0.72	1.49	1.60	1.70
powercore® M330-65A	M330-65A	0.65	7.60	3.30	1.35	1.90	0.78	1.49	1.60	1.70
powercore® M350-65A	M350-65A	0.65	7.60	3.50	1.50	2.01	0.86	1.49	1.60	1.70
powercore® M400-65A	M400-65A	0.65	7.65	4.00	1.70	2.30	0.98	1.52	1.62	1.72
powercore® M470-65A	M470-65A	0.65	7.65	4.70	2.00	2.70	1.15	1.53	1.63	1.73
powercore® M530-65A	M530-65A	0.65	7.70	5.30	2.30	3.05	1.32	1.54	1.64	1.74
powercore® M600-65A	M600-65A	0.65	7.75	6.00	2.60	3.45	1.49	1.56	1.66	1.76
powercore® M700-65A	M700-65A	0.65	7.75	7.00	3.00	4.02	1.72	1.57	1.67	1.76
powercore® M800-65A	M800-65A	0.65	7.80	8.00	3.60	4.60	2.07	1.60	1.70	1.78
powercore® M1000-65A	M1000-65A	0.65	7.80	10.00	4.40	5.75	2.53	1.61	1.71	1.80
powercore® M600-100A	M600-100A	1.00	7.60	6.00	2.60	3.45	1.49	1.53	1.63	1.72
powercore® M700-100A	M700-100A	1.00	7.65	7.00	3.00	4.02	1.72	1.54	1.64	1.73
powercore® M800-100A	M800-100A	1.00	7.70	8.00	3.60	4.60	2.07	1.56	1.66	1.75
powercore® 940-100A	Special mill grade	1.00	7.80	9.40	4.20	5.40	2.41	1.58	1.68	1.78
powercore® M1000-100A	M1000-100A	1.00	7.80	10.00	4.40	5.75	2.53	1.58	1.68	1.76
powercore® M1300-100A	M1300-100A	1.00	7.80	13.00	5.80	7.47	3.33	1.60	1.70	1.78

Electrical steel (NO) – Standard grades fully finished, according to standards

Thickness	powercore® grade	Grade as per	Grade as per	Grade as per	Grade as per	Grade as per	Grade as per
[mm]		DIN EN 10106	IEC 60404-8-4	JIS C 2552	ASTM A 677 M	ASTM A 677	former
		1996	1988	1986	1989	1989	AISI designation
0.35	M235-35A	M235-35A	–	35-A-230	–	–	–
	M250-35A	M250-35A	250-35-A5	35-A-250	36F 320M	36F 145	M-15
	M270-35A	M270-35A	270-35-A5	35-A-270	36F 348M	36F 158	M-19
	M300-35A	M300-35A	300-35-A5	35-A-300	36F 370M/397M	36F 168/180	M-22/M-27
	M330-35A	M330-35A	330-35-A5	–	36F 419M	36F 190	M-36
0.50	M250-50A	M250-50A	–	–	–	–	–
	M270-50A	M270-50A	270-50-A 5	50-A-270	47F 370M	47F 168	M-15
	M290-50A	M290-50A	290-50-A 5	50-A-290	47F 384M	47F 174	M-19
	M310-50A	M310-50A	310-50-A 5	50-A-310	47F 408M/419M	47F 185/190	M-22/M-27
	M330-50A	M330-50A	330-50-A 5	50-A-330	47F 452M	47F 205	M-36
	M350-50A	M350-50A	350-50-A 5	50-A-350	47F 507M	47F 230	M-43
	M400-50A	M400-50A	400-50-A 5	50-A-400	47F 617M	47F 280	–
	M470-50A	M470-50A	470-50-A 5	50-A-470	47F 672M	47F 305	M-45
	M530-50A	M530-50A	530-50-A 5	–	–	–	–
	M600-50A	M600-50A	600-50-A 5	50-A-600	47F 882M	47F 400	M-47
	M700-50A	M700-50A	700-50-A 5	50-A-700	47F 992M	47F 450	–
	M800-50A	M800-50A	800-50-A 5	50-A-800	–	–	–
	M940-50A	M940-50A	–	50-A-1000	–	–	–
0.65	M310-65A	M310-65A	–	–	–	–	–
	M330-65A	M330-65A	–	–	–	–	–
	M350-65A	M350-65A	350-65-A 5	–	64F 459M/480M	64F 208/218	M-19/M-22
	M400-65A	M400-65A	400-65-A 5	–	64F 496M/529M	64F 225/240	M-27/M-36
	M470-65A	M470-65A	470-65-A 5	–	64F 595M	64F 270	M-43
	M530-65A	M530-65A	530-65-A 5	–	64F 705M	64F 320	–
	M600-65A	M600-65A	600-65-A 5	–	64F 792M	64F 360	M-45
	M700-65A	M700-65A	700-65-A 5	–	64F 882	64F 400	–
	M800-65A	M800-65A	800-65-A 5	65-A-800	64F 1078M	64F 490	M-47
	M1000-65A	–	1000-65-A 5	65-A-1000	–	–	–
1.00	M600-100A	M600-100A	–	–	–	–	–
	M700-100A	M700-100A	–	–	–	–	–
	M800-100A	M800-100A	–	–	–	–	–
	940-100A	–	–	–	–	–	–
	M1000-100A	M1000-100A	–	–	–	–	–
	M1300-100A	M1300-100A	–	–	–	–	–



ES / PT

PLETINAS de COBRE
para APLICACIONES ELÉCTRICAS SEGÚN EN 13601

BARRA RECTANGULAR de COBRE
para APLICAÇÕES ELÉTRICAS S/ EN 13601

INTENSIDAD ADMISIBLE. DIN 43671

- Temperatura ambiente 35ºC
- Temperatura final barras 65ºC
- Conductividad 56 M/Ωmm² (ρ- 0,0178Ωmm²/m)

INTENSIDADE ADMISSÍVEL. DIN 43671

- Tª ambiente 35ºC
- Tª final cavilhas 65ºC
- Condutividade 56 M/Ωmm² (ρ- 0,0178Ωmm²/m)

Ancho x Espesor / Largura x Espessura	Corriente alterna hasta 60 Hz / Corrente alternada até 60 Hz — Pintado / Pintado — Nº barras / Nº Cavilhas: 1 (I)	2 (II)	3 (III)	4 (II →50(*)← II)	Brillante / Brilhante — Nº barras / Nº Cavilhas: 1 (I)	2 (II)	3 (III)	4 (II →50(*)← II)	Corriente continua y alterna 16 2/3 Hz / Corrente contínua e alternada 16 2/3 Hz — Pintado / Pintado — Nº barras / Nº Cavilhas: 1 (I)	2 (II)	3 (III)	4 (IIII)	Brillante / Brilhante — Nº barras / Nº Cavilhas: 1 (I)	2 (II)	3 (III)	4 (IIII)	Caracteristicas estaticas / Características estáticas — X-X: Jx cm⁴	Wx cm³	Ix cm	y-y: Jx cm⁴	Wx cm³	Ix cm
12 x 2	123	202	228		108	182	216		123	202	233		108	182	220		0,0288	0,048	0,346	0,0008	0,008	0,0577
15 x 2	148	240	261		128	212	247		148	240	267		128	212	252		0,0563	0,075	0,433	0,001	0,01	0,0577
15 x 3	187	316	381		162	282	361		187	316	387		162	282	365		0,0844	0,113	0,433	0,00338	0,0225	0,0866
20 x 2	189	302	313		162	264	298		189	302	321		162	266	303		0,133	0,133	0,577	0,00133	0,0133	0,0577
20 x 3	237	394	454		204	348	431		237	394	463		204	348	437		0,2	0,2	0,577	0,0045	0,03	0,0866
20 x 5	319	560	728		274	500	690		320	562	729		274	502	687		0,333	0,333	0,577	0,0208	0,0833	0,144
20 x 10	497	924	1320		427	825	1180		499	932	1300		428	832	1210		0,667	0,667	0,577	0,167	0,333	0,289
25 x 3	287	470	525		245	412	498		287	470	536		245	414	506		0,391	0,313	0,722	0,00563	0,0375	0,0866
25 x 5	384	662	869		327	586	795		384	664	841		327	590	794		0,651	0,521	0,722	0,026	0,104	0,144
30 x 3	337	544	593		285	476	564		337	546	608		286	478	575		0,675	0,45	0,866	0,00675	0,045	0,0866
30 x 5	447	760	944		379	672	896		448	766	950		380	676	897		1,13	0,75	0,866	0,0313	0,125	0,144
30 x 10	676	1200	1670		573	1060	1480		683	1230	1630		579	1080	1520		2,25	1,5	0,866	0,25	0,5	0,289
40 x 3	435	692	725		366	600	690		436	696	748		367	604	708		1,6	0,8	1,15	0,009	0,06	0,0866
40 x 5	573	952	1140		482	836	1090		576	966	1160		484	848	1100		2,67	1,33	1,15	0,0417	0,167	0,144
40 x 10	850	1470	2000	2580	715	1290	1770	2280	865	1530	2000		728	1350	1880		5,33	2,67	1,15	0,333	0,667	0,289
50 x 5	697	1140	1330	2010	583	994	1260	1920	703	1170	1370		588	1020	1300		5,21	2,08	1,44	0,0521	0,208	0,144
50 x 10	1020	1720	2320	2950	852	1510	2040	2600	1050	1830	2360		875	1610	2220		10,4	4,17	1,44	0,417	0,833	0,289
60 x 5	826	1330	1510	2310	688	1150	1440	2210	836	1370	1580	2060	696	1190	1500	1970	9	3	1,73	0,0625	0,25	0,144
60 x 10	1180	1960	2610	3290	985	1720	2300	2900	1230	2130	2720	3580	1020	1870	2570	3390	18	6	1,73	0,5	1	0,289
80 x 5	1070	1680	1830	2830	885	1450	1750	2720	1090	1770	1990	2570	902	1530	1890	2460	21,3	5,33	2,31	0,0833	0,333	0,144
80 x 10	1500	2410	3170	3930	1240	2110	2790	3450	1590	2730	3420	4490	1310	2380	3240	4280	42,7	10,7	2,31	0,667	1,33	0,289
100 x 5	1300	2010	2150	3300	1080	1730	2050	3190	1340	2160	2380	3080	1110	1810	2270	2960	41,7	8,33	2,89	0,104	0,417	0,144
100 x 10	1810	2850	3720	4530	1490	2480	3260	3980	1940	3310	4100	5310	1600	2890	3900	5150	83,3	16,7	2,89	0,833	1,67	0,289
120 x 10	2110	3280	4270	5130	1740	2860	3740	4500	2300	3900	4780	6260	1890	3390	4560	6010	144	24	3,46	1	2	0,289
160 x 10	2700	4130	5360	6320	2220	3590	4680	5530	3010	5060	6130	8010	2470	4400	5860	7110	341	42,7	4,62	1,33	2,67	0,289
200 x 10	3290	4970	6430	7490	2690	4310	5610	6540	3720	6220	7460	9730	3040	5390	7150	9390	667	66,7	5,77	1,67	3,33	0,289

En el caso de varias barras en paralelo, la distancia entre las barras se toma igual al espesor. Para corriente alterna la distancia neta entre las fases se toma > 0,8 la distancia entre ejes de fases.

* Distancia mínima.

No caso de várias cavilhas em paralelo, a distância entre as cavilhas é igual à sua espessura. Para corrente alternada, a distância efetiva entre as fases é > 0,8 da distância entre os eixos de fases.

* Distância mínima.

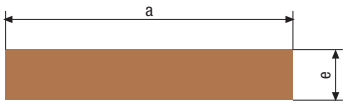
www.bronmetal.com

BRONMETAL

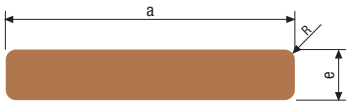
PLETINAS de COBRE
para APLICACIONES ELÉCTRICAS
SEGÚN EN 13601

BARRA RECTANGULAR de COBRE
para APLICAÇÕES ELÉTRICAS
S/ EN 13601

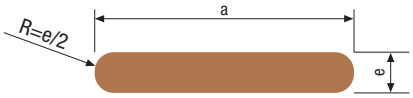
DETALLE DE LA ARISTA / DETALHE DE ARESTA



Arista viva / Aresta viva



Arista redondeada / Aresta arredondada



Canto semicircular / Canto semicircular

FORMATOS / FORMATOS

Plano, en Rollo y Encarretado.
Plano, em Rolo e Rolo Oscilante.

PESOS TEÓRICOS Formato Pletina / PESOS TEÓRICOS Formato Plano

FORMULA: (Ancho x espesor x 8'96) / 1000 = Kg / Metro
FÓRMULA: ((A) Largura x (B) Espessura x 8,96) / 1000 = Kg / Metro

A / B	10	12	15	20	25	30	35	40	45	50	60	70	80	100	120	125	150	200	250
2	0,18	0,22	0,27	0,36	0,45	0,54	0,63	0,72	0,81	0,90	1,08	1,25	-	-	-	-	-	-	-
3	0,27	0,32	0,40	0,54	0,67	0,81	0,94	1,08	1,21	1,34	1,61	1,88	2,15	2,69	-	-	-	-	-
4	0,36	0,43	0,54	0,72	0,90	1,08	1,25	1,43	1,61	1,79	2,15	2,51	2,87	3,58	4,30	-	-	-	-
5	0,45	0,54	0,67	0,90	1,12	1,34	1,57	1,79	2,02	2,24	2,69	3,14	3,58	4,48	5,38	5,60	6,72	8,96	-
6	-	0,65	0,81	1,08	1,34	1,61	1,88	2,15	2,42	2,69	3,23	3,76	4,30	5,38	6,45	6,72	8,06	10,75	-
7	-	-	0,94	1,25	1,57	1,88	2,20	2,51	2,82	3,14	3,76	4,39	5,02	6,27	7,53	7,84	9,41	12,54	-
8	-	-	1,08	1,43	1,79	2,15	2,51	2,87	3,23	3,58	4,30	5,02	5,73	7,17	8,60	8,96	10,75	14,34	-
10	-	-	1,34	1,79	2,24	2,69	3,14	3,58	4,03	4,48	5,38	6,27	7,17	8,96	10,75	11,20	13,44	17,92	22,40
12	-	-	-	-	2,69	3,23	3,76	4,30	4,84	5,38	6,45	7,53	8,60	10,75	12,90	13,40	16,13	21,50	26,90
15	-	-	-	-	3,36	4,03	4,70	5,38	6,05	6,72	8,06	9,41	10,75	13,44	16,13	-	20,16	26,88	33,60
20	-	-	-	-	4,48	5,38	6,27	7,17	8,06	8,96	10,75	12,54	14,34	17,92	21,50	-	26,88	35,87	44,80
25	-	-	-	-	-	6,72	7,84	8,96	10,08	11,20	13,44	15,68	17,92	22,40	26,88	-	33,60	44,80	-
30	-	-	-	-	-	-	9,41	10,75	12,09	13,44	16,13	18,82	21,50	26,88	32,26	-	40,32	53,76	-
35	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	18,82	21,95	25,09	31,36	37,63	-	47,04	62,72	-
40	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	21,50	25,09	28,67	35,84	43,01	-	53,76	71,68	-
50	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	35,84	44,80	53,76	-	67,20	89,60	-
60	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	53,76	64,51	-	80,64	107,52	-
70	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	62,72	75,03	-	94,08	125,40	-

También disponible con recubrimiento de estaño. Posibilidad de suministro en medidas especiales.
Também disponível com revestimento de estanho. Possibilidade de fornecimento em medidas especiais.

www.bronmetal.com

www.bronmetal.de

INTERNATIONAL BRON METAL, S.A

Central.
C/Bizkargi, 6
Pol. Ind. Sarrikola
E-48195 LARRABETZU
Bizkaia-SPAIN
Tel.: +34 944 731 500
Fax.: +34 944 117 387
info@ibronmetal.com

Barcelona
C/Marconi, 13
Pol. Ind. Sesrovires
E-08635 SANT ESTEVE SESROVIRES
Barcelona-SPAIN
Tel.: +34 937 715 307
Fax.: +34 937 713 866
infob@ibronmetal.com

Madrid
C/Nobel, 2-4
Pol. Ind. San Marcos
E-28906 GETAFE
Madrid-SPAIN
Tel.: +34 91 665 25 97
Fax.: +34 91 692 86 74
infom@ibronmetal.com

Valencia
C/Mont Cabrer, 22
Pol. Ind. la Lloma
E-46960 ALDAYA
Valencia-SPAIN
Tel.: +34 961 517 297
Fax.: +34 961 517 364
infova@ibronmetal.com

México
Blvd. A. Lopez Mateos,
1206 Oriente -Piso 2
Colonia Las Insurgentes
38080 Celaya - Guanajuato
Tel.: +52 352 126 09 16
ID. 72*14*15873
info@ibronmetal.com

INTERNATIONAL BRON - METAL GmbH.

Alemania
Halskestrasse, 26
40880 RATINGEN
DEUTSCHLAND

Tel: +49 2102-7142515
Fax: +49 2102-7142518
info@bronmetal.de