



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA – SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

MODELADO Y SIMULACIÓN DE UN GENERADOR
SÍNCRONO CON DEVANADO DE CAMPO
SUPERCONDUCTOR

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:

ALEJANDRO BAEZ MUÑOZ

TUTORES PRINCIPALES:

DR. FREDERIC TRILLAUD PROGRAMA DE MAESTRÍA Y
DOCTORADO EN INGENIERÍA

DR. RAFAEL ESCARELA PÉREZ UAM AZCAPOTZALCO

CIUDAD DE MÉXICO, OCTUBRE DE 2018



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Castro Gonzáles Luis Miguel
Secretario: Dr. Rodríguez Rodríguez Juan Ramón
1er. Vocal: Dr. Trillaud Frederic
2do. Vocal : Dr. Menana Hocine
3er. Vocal: Dr. Escarela Pérez Rafael

La tesis se realizó en el Instituto de Ingeniería de la UNAM, Ciudad Universitaria, México.

TUTORES DE TESIS:

Dr. Frederic Trillaud

FIRMA

Dr. Rafael Escarela

FIRMA

*“El conocimiento es como una armadura pesada que hace invencible al hombre fuerte
pero que termina por sucumbir al hombre debil”.*
Arthur Schopenhauer

Reconocimientos

No tengo palabras para agradecerle al Dr. Frederic Trillaud por haberme aceptado como su alumno y enseñarme lo que realmente significa ser un Ingeniero. Le agradezco infinitamente el grado de exigencia que imprimió a lo largo de mi estancia en el instituto de ingeniería, que ha motivado en mi una necesidad vehemente por ser un verdadero científico. Le agradezco por la oportunidad que me brindó para conocer a sus colegas del laboratorio GREEN de la Universidad de Lorraine, como también por su paciencia.

Le agradezco al Dr. Luis Miguel Castro y al Dr. Rafael Escarela por el tiempo que utilizaron para asesorarme, así como también por sus valiosos consejos.

De igual forma agradezco al Dr. Hocine Menana por aceptarme y asesorarme durante mi estancia en el laboratorio GREEN. Sus consejos fueron de gran utilidad para el desarrollo del modelo termo-eléctrico de este proyecto. Agradezco el haber podido conocer a los estudiantes e investigadores del laboratorio GREEN que hacen una excelente labor de investigación.

Agradezco a los maestros José Juan Pérez y Edgar Berrospe, por sus atenciones y asesorías, los veo como un ejemplo a seguir por diferentes razones. Me siento dichoso de haber podido ocupar en algún momento la misma oficina que ellos.

Agradezco al CONACYT por la beca, con número de CVU:817525, que me brindó para poder darle continuidad a mis estudios sin problema alguno.

Agradezco al posgrado de la UNAM por brindarme un apoyo económico para solventar mi estancia en Nancy, Francia.

En general agradezco el tiempo de los maestros que me dieron clase en la maestría para formarme como un ingeniero de alto nivel.

Por último quisiera agradecerle a mi madre por siempre apoyarme y confiar en mi, sin ella jamás hubiese podido llegar hasta aquí.

Declaración de autenticidad

Por la presente declaro que, salvo cuando se haga referencia específica al trabajo de otras personas, el contenido de esta tesis es original y no se ha presentado total o parcialmente para su consideración para cualquier otro título o grado en esta o cualquier otra Universidad. Esta tesis es resultado de mi propio trabajo y no incluye nada que sea el resultado de algún trabajo realizado en colaboración, salvo que se indique específicamente en el texto.

Alejandro Baez Muñoz. México, D.F., 2018

Resumen

Con el aumento de la participación de las energías renovables en el sistema eléctrico de potencia, el diseño de máquinas de mayor potencia, cuyo objetivo radica en el aprovechamiento óptimo de los espacios disponibles, se ha vuelto una necesidad inminente. Algunas de las fuentes de energía renovable, como la energía eólica y la energía marina, tenderán a ubicarse geográficamente mar adentro, por lo cual, se busca que los sistemas electromecánicos que se usan para la conversión de energía puedan operar con un mínimo mantenimiento y una densidad de potencia mayor con respecto a las tecnologías actuales.

El incremento de la potencia de salida en los generadores eléctricos para aplicaciones de conversión de energía por medio de fuentes renovables afecta directamente el peso total de la máquina, por lo que es cada vez más complejo transportar y erigir los elementos que lo conforman. Una de las soluciones existentes a este problema se encuentra en la aplicación de la superconductividad en los generadores eléctricos, la cual ofrece la posibilidad de incrementar la potencia de salida (en el orden de los MW) sin aumentar el peso a diferencia de una máquina convencional.

A diferencia de los generadores síncronos con devanado de campo convencional que centran su atención principalmente en las corrientes y pares producidos por el estator, en un generador síncrono con devanado de campo superconductor, la corriente de campo es un parámetro de vital importancia debido a que puede exceder los valores críticos del material superconductor, y con ello, forzar el cambio del estado superconductor al estado resistivo en el devanado de campo. Las fallas y fluctuaciones de la corriente en las terminales del estator de una máquina de este tipo pueden ocasionar la pérdida del estado superconductor del devanado de campo, puesto que expone su integridad, así como su correcto desempeño, y elimina todas las ventajas que ofrece la aplicación de los superconductores en las máquinas eléctricas rotatorias. Este proyecto de investigación está enfocado en el modelado termoeléctrico del devanado de campo superconductor de un generador síncrono para aplicaciones sustentables de conversión de energía mediante la utilización de una metodología de diseño convencional, con el fin de identificar los retos tecnológicos para desarrollar una máquina confiable que garantice su fiabilidad en la operación cuando se encuentra conectada a una red eléctrica.

Abstract

With the raise of the participation of renewable energies in global electrical grids, designing more powerful electrical generators has become an imminent necessity. The main objective of said designs lies on the optimal use of the available space. Some renewable energy resources, namely wind energy and sea wave energy, are more prone to locate geographically “offshore” rather than “onshore”; hence electromechanical systems used for energy conversion should be made so as to operate with a minimum maintenance and a higher power density in regard to the current technologies.

The increment of the electrical generators’ output power for renewable resources affects directly the total weight of the machine, making the transportation and set up complex tasks. One of the available solutions to this problem is the application of superconductivity in electrical rotating machines, whereas it offers the possibility of increasing the output power (in the order of MW) without incrementing the weight as conventional generators would.

Unlike with synchronous generators with conventional field winding where studies are centered on currents and torques produced by the stator, in a synchronous generator with superconducting winding, the field current is a vital parameter, for it could exceed the critical values of the superconductive material and, therefore, force the superconducting state in the field winding to change into a resistive state. The current’s faults or fluctuations in the stator terminals of a machine like this may result in the loss of the superconducting state of the field winding; thereby, exposing its integrity, as well as its correct performance, and diminishing all of the advantages granted by the application of superconductors in rotating electrical machines. This research project is focused on the thermoelectrical model of the superconducting field winding of a synchronous generator for renewable-energy-sources applications, using a conventional design methodology; with the aim of identifying some of the intrinsic technical challenges in the development of a reliable machine that guarantees reliability when connected to an electrical network and operating.

Simbología

A_{br}	Área de barrido del rotor eólico.
$A_{\perp x_i}$	Área ortogonal a la dirección x para el elemento i del crióstato modular.
$A_{\perp z_i}$	Área ortogonal a la dirección z para el elemento i del crióstato modular.
A_s	Densidad lineal de corriente eléctrica.
\vec{B}	Vector de densidad de flujo magnético.
B_i	Densidad de flujo magnético en el elemento i de la máquina síncrona.
C^{th}	Capacitancia térmica.
C_p	Coefficiente de potencia.
$c_{p_i}^{th}$	Capacidad calorífica del elemento i del crióstato modular.
D_i	Diámetro del elemento i de la máquina síncrona.
D_w	Diámetro de la turbina eólica.
d_{mb}	Diámetro máximo de deformación.
E_{fd}	Voltaje interno de la máquina síncrona.
E_c	Campo eléctrico crítico.
E_{in}	Energía total que entra al sistema.
E_{out}	Energía total que sale del sistema.
E_{gen}	Energía generada del sistema.
E_k	Energía cinética del viento.
F_{mm}	Fuerza magnetomotriz.
F_w	Fuerza del viento sobre el rotor eólico.
fp	Factor de potencia.
G_{ij}	Conductancia térmica entre la capa i y la capa j del crióstato modular
g	Longitud del entrehierro.

g_{de}	Entrehierro equivalente en el eje d.
g_{eff}	Entrehierro efectivo.
g_{qe}	Entrehierro equivalente en el eje q.
\vec{H}	Vector de campo magnético.
H_c	Campo magnético crítico.
h_i	Altura del elemento i de la máquina síncrona y del crióstato modular.
I_B	Corriente base del estator.
I_c	Corriente crítica.
I_L	Corriente de línea.
i_{fd}	Corriente de campo.
i_m	Corriente de la matriz.
i_{sat}	Corriente del superconductor.
J	Momento de inercia.
J_c	Densidad de corriente crítica.
J_{RMS}	Densidad de corriente de los conductores del estator.
k^{th}	Conductividad térmica.
k_C	Factor de Carter.
k_{pb}	Factor de dispersión del polo.
k_{sh}	Factor de espacio.
k_w	Factor de devanado.
L_{lfd}	Inductancia de dispersión del devanado de campo.
L_{lsg}	Inductancia de dispersión en el entrehierro.
L_{lsr}	Inductancia de dispersión en las ranuras del estator.
L_{lst}	Inductancia de dispersión en los dientes del estator.
L_{lrew}	Inductancia de dispersión al final de los devanados del estator.
L_m	Inductancia de magnetización.
L_{md}	Inductancia de magnetización en el eje directo.
L_{mq}	Inductancia de magnetización en el eje de cuadratura.
l_i	Longitud del elemento i de la máquina síncrona y del crióstato modular.
M	Inductancia mutua.
m	Masa.
m	Fases del estator.
N	Número de vueltas de un devanado.

N_{eff}	Número de vueltas efectivas del estator.
N_{fd}	Número de vueltas del rotor.
n	Índice de transición del material superconductor.
n_{rpm}	Revoluciones por minuto.
φ	Permeancia magnética.
P	Potencia activa.
P_{d}	Potencia eólica disponible.
P_{e}	Potencia eléctrica de salida.
P_{l}	Potencia disipada por efecto Joule.
p_{aire}	Presión del aire.
Q	Potencia reactiva.
Q_{ij}	Flujo de calor de la capa i a la capa j del crióstato modular.
R	Resistencia eléctrica.
R^{th}	Resistencia térmica.
\mathfrak{R}	Resistencia térmica.
t	Tiempo.
S_{B}	Potencia base del estator.
T_{c}	Temperatura crítica.
\mathbf{T}_{dq0}	Matriz de transformación $dq0$.
T_i	Temperatura del elemento i del crióstato modular.
T_{em}	Par electromagnético.
V_{B}	Voltaje base del estator.
V_{c}	Voltaje crítico.
V_{oli}	Volumen del elemento i del crióstato modular.
v_{w}	Velocidad del viento.
W_{cry}	Peso.
W_i	Ancho del elemento i de la máquina síncrona.
W_{cry}	Espacio disponible para el crióstato modular.
w_{mB}	Velocidad angular mecánica base.
w^{r}	Velocidad angular mecánica del rotor.
Z_{B}	Impedancia base del estator.
Z_{r}	Conductores por ranura.

α_{SM}	Ancho polar relativo del polo.
β_w	Ángulo de incidencia de las palas del rotor eólico
ΔU	Cambio de la energía interna.
δ	Ángulo de carga.
μ	Permeabilidad magnética.
θ_r	Desplazamiento angular mecánico del rotor.
θ_e	Desplazamiento angular eléctrico del rotor.
ϕ	Flujo magnético.
λ	Enlace de flujo magnético.
λ_B	Enlace de flujo magnético base del estator
λ_{TRS}	Velocidad específica de la turbina eólica
τ_p	Paso polar.
τ_r	Paso de ranura.
ρ_e	Resistividad eléctrica.
ρ	Densidad.
χ	Relación entre la longitud axial del rotor y el diámetro interno del estator.

Acrónimos

2G	Segunda generación.
AMSC	American superconductor.
CA	Corriente alterna.
CD	Corriente directa.
IP	Imán permanente.
GE	General Electric.
MSSAT	Máquina síncrona híbrida con devanado de campo superconductor.
MSC	Máquina síncrona convencional.
ULCOMAP	Ultra compact marine propulsion.
SAT	Superconductor de alta temperatura crítica.
SEI	Sumitomo electric industries, Ltd.
UE	Unión europea.

Índice general

Índice de figuras	XIX
Índice de tablas	XXIII
1. Introducción	1
1.1. Justificación	1
1.2. Antecedentes	5
1.2.1. Superconductores de alta temperatura crítica	6
1.2.2. Caracterización de los SAT	7
1.2.3. La máquina SAT	8
1.2.4. Crióstato modular	10
1.2.5. Topologías de la máquina síncrona SAT	11
1.2.6. Proyectos de máquinas SAT consolidados	12
1.3. Planteamiento del problema	13
1.4. Originalidad	13
1.5. Objetivo	14
1.6. Hipótesis	14
1.7. Metodología	15
2. Pre-diseño de la máquina SAT	17
2.1. Introducción	17
2.2. Topología de la máquina	18
2.3. Geometría del generador SAT	20
2.3.1. Tamaño del entrehierro	22
2.3.2. Alturas del crióstato modular	23
2.3.3. Características del devanado de campo superconductor	23
2.3.4. Dimensiones geométricas del rotor	24
2.4. Parámetros eléctricos de la MSSAT	27
3. Modelo termoeléctrico del crióstato modular	31
3.1. Introducción	31
3.2. Modelo eléctrico del devanado de campo SAT	32
3.3. Justificación de la analogía termo-eléctrica	36

3.4. Modelo térmico	39
3.4.1. Resistencias y capacitancias térmicas del crióstato modular	40
3.4.2. Submodelo 1: Devanado SAT	42
3.4.3. Submodelo 2: Aislamientos equivalentes superior e inferior	43
3.4.4. Submodelo 3: Condiciones de frontera	45
3.4.5. Modelo matemático completo del crióstato modular	46
4. Modelo de la máquina síncrona SAT	49
4.1. Modelo de la máquina síncrona SAT en las componentes abc	49
4.1.1. Ecuaciones de la máquina síncrona SAT en las componentes abc	51
4.1.2. Inductancias del estator y del rotor	52
4.1.3. Inductancias mutuas entre estator y rotor	54
4.2. Variables eléctricas en las componentes $dq0$	54
4.2.1. Inductancias en el marco de referencia $dq0$	55
4.2.2. Resistencias en el marco de referencia $dq0$	56
4.2.3. Parámetros eléctricos del rotor referenciados al estator	56
4.3. Ecuaciones de la máquina síncrona SAT en las componentes $dq0$	58
4.3.1. Valor en por unidad	59
4.3.2. Sistema de inductancias mutuas recíprocas en pu de la MSSAT	60
4.3.3. La ecuación del swing	60
4.4. Modelo completo de la MSSAT en pu	62
5. Casos de estudio	63
5.1. Simulación de un generador síncrono convencional	63
5.2. Reactancia de dispersión del devanado de campo	67
5.3. Actualización de las dimensiones geométricas de la MSSAT	68
5.4. Diseño preliminar de una MS convencional	71
5.5. Casos de estudio	72
5.6. Algoritmo de resolución	73
5.7. La MSSAT en estado estable	74
5.8. Cortocircuito trifásico balanceado	76
5.8.1. Comparación de una MSSAT y MSC ante un cc3f y un cc3ca	79
6. Conclusiones	91
6.1. Trabajos futuros	92
A. Apéndice A	93
A.1. Principios básicos de la energía eólica	93
B. Apéndice B	99
B.1. Propiedades de los materiales del crióstato modular	99
B.1.1. Resistividades eléctricas	99
B.1.2. Conductividades térmicas y capacidades caloríficas	100
B.1.3. Coeficiente de convección	101

C. Apéndice C	103
C.1. Transformación de Park	103
C.2. La ley de Faraday en el marco de referencia dq0	104
Bibliografía	107

Índice de figuras

1.1. Potencia de salida en función del diámetro del rotor eólico a través de los años [5].	2
1.2. Beneficios de la aplicación de superconductores en las máquinas eléctricas rotatorias [10].	3
1.3. Comparación de las pérdidas de un generador eléctrico convencional contra uno con devanado de campo superconductor de 1200 MVA [12].	3
1.4. Superficie crítica de un superconductor.	6
1.5. Curva característica V-I de un SAT para diferentes corrientes críticas.	7
1.6. Configuraciones geométricas típicas de los devanados superconductores. Del lado izquierdo tenemos un devanado circular mientras que del lado derecho uno ovalado.	9
1.7. Diseño conceptual de un crióstato modular [33].	10
1.8. Topologías típicas de la máquina síncrona SAT [36].	11
2.1. Diseño conceptual de la sección transversal del crióstato modular planteado y su vista en planta.	19
2.2. Estructura constitutiva de la cinta SAT 2G SCS6050 de SuperPower	23
2.3. Esquema del circuito magnético de reluctancias concentradas	25
2.4. Permeabilidad relativa del hierro M800-65A de grano no orientado [53]	26
3.1. Modelo eléctrico de la cinta SAT 2G.	33
3.2. Resistencia total para una cinta de un metro de longitud a 77 K	34
3.3. Resistencias discretizadas por cada vuelta del devanado de campo SAT	35
3.4. Lamina de espesor infinitesimal para la derivación de la ecuación de conducción de calor	37
3.5. Transferencia de calor en el devanado de campo SAT	39
3.6. Consideraciones para simplificar el modelo térmico	40
3.7. Circuito termoelectrico que representa a la capa i con sus respectivas capas adyacentes	43
3.8. Circuito termoelectrico que representa al submodelo 2	44
3.9. Circuito termoelectrico que representa al submodelo 3	46
4.1. Representación esquemática de la máquina síncrona SAT [44].	50

ÍNDICE DE FIGURAS

4.2.	Representación esquemática de los devanados $dq0$ [44].	58
4.3.	Representación esquemática de los pares que actúan en un generador eléctrico [44].	61
5.1.	Representación esquemática de un bus infinito [45].	63
5.2.	Corriente de la fase a i_{as} y corriente en el devanado de campo i_{fd}	66
5.3.	Par electromagnético T_{em} , velocidad angular mecánica w_r y ángulo de carga δ	66
5.4.	Corriente del devanado de campo para diferentes valores de x_{lfd}	67
5.5.	Torque electromagnético para diferentes valores de x_{lfd}	68
5.6.	Velocidad del rotor y ángulo de carga para diferentes valores de x_{lfd}	68
5.7.	Algoritmo de resolución del modelo de la máquina síncrona SAT.	74
5.8.	Comportamiento de la corriente de campo de una MSSAT ante un cc3f para las opciones planteadas en la tabla 5.16	78
5.9.	Corriente del devanado c del estator de la MSC y la MSSAT ante un cc3f. (a) Sin circuitos de amortiguamiento. (b) Con circuitos de amortiguamiento.	80
5.10.	Corrientes inducidas en los circuitos de amortiguamiento en las componentes $dq0$ generadas ante un cc3fca	81
5.11.	Corrientes en el devanado de campo de la MSC y la MSSAT ante un cc3f. (a) Sin circuitos de amortiguamiento. (b) Con circuitos de amortiguamiento.	82
5.12.	Resistencia del devanado de campo SAT de la MSSAT ante un cc3f. (a) Sin circuitos de amortiguamiento. (b) Con circuitos de amortiguamiento.	83
5.13.	Potencia disipada en el devanado de campo SAT de la MSSAT ante un cc3f. (a) Sin circuitos de amortiguamiento. (b) Con circuitos de amortiguamiento.	84
5.14.	Temperatura del SAT ante un cc3f. (a) Sin circuitos de amortiguamiento para la vuelta 61. (b) Con circuitos de amortiguamiento para la vuelta 96.	86
5.15.	Par electromagnético de la MSC y MSSAT ante un cc3f. (a) Sin circuitos de amortiguamiento. (b) Con circuitos de amortiguamiento.	87
5.16.	Velocidad angular mecánica y ángulo de carga de la MSC y una MSSAT ante un cc3f. (a) Sin circuitos de amortiguamiento. (b) Con circuitos de amortiguamiento.	88
A.1.	Representación esquemática del comportamiento del viento en una turbina eólica	94
A.2.	Gráfica del coeficiente de potencia en función de la relación v_{w2}/v_{w1}	96
A.3.	Gráfica del coeficiente de potencia en función de la velocidad específica para diferentes valores del ángulo de incidencia	97
A.4.	Velocidad media del viento de México a 50 m de altura	97
B.1.	Resistividades eléctricas	99

B.2. Conductividades térmicas	100
B.3. Capacidades caloríficas	100
B.4. Coeficiente de convección del nitrógeno líquido	101

Índice de tablas

1.1. Características fundamentales de la topología con rotor de núcleo magnético en el rotor SAT [32].	9
1.2. Máquinas SAT desarrolladas hasta el 2008 [8,37,38].	12
1.3. Proyectos de MSSAT actuales [33].	12
2.1. Especificaciones de los parámetros nominales de la MSSAT	19
2.2. Densidades de corriente eléctrica permitidas en estatores convencionales	20
2.3. Densidades de flujo magnético permitidas en los elementos de una máquina síncrona convencional	21
2.4. Parámetros principales del estator	21
2.5. Alturas propuestas del crióstato modular	23
2.6. Características críticas de la cinta SAT SCS6050 de SuperPower	24
2.7. Parámetros principales del rotor	25
2.8. Anchos propuestos del crióstato modular	26
2.9. Inductancias de dispersión en el estator.	28
2.10. Parámetros eléctricos principales de la MS SAT.	29
2.11. Peso del cobre y el hierro en la MSSAT	29
5.1. Especificaciones y parámetros de una MSC obtenidos de [54].	65
5.2. Condiciones iniciales de la MSC conectada a un bus infinito.	65
5.3. Parámetros eléctricos actualizados de la MSSAT	69
5.4. Parámetros geométricos actualizados de la MSSAT	69
5.5. Parámetros eléctricos actualizados de la MSSAT	70
5.6. Espesores actualizados del crióstato modular	70
5.7. Peso del cobre y el hierro en la MSSAT	70
5.8. Densidades de campo magnético y de corriente asumidas en una MSC .	71
5.9. Parámetros geométricos de la MSC	71
5.10. Parámetros eléctricos actualizados de la MSC	71
5.11. Peso del cobre y el hierro en la MSC	72
5.12. Condiciones iniciales de la MSSAT y MSC conectadas a un bus infinito.	75
5.13. Condiciones iniciales de la MSSAT y MSC conectadas a un bus infinito.	75
5.14. Pérdidas por el efecto Joule en estado estable en el rotor y estator. . . .	76
5.15. Comparación entre los pesos aproximados de una MSSAT y una MSC .	76

ÍNDICE DE TABLAS

5.16. Valores propuestos de resistencias y reactancias de amortiguamiento . .	78
5.17. Valores máximos de las variables simuladas para los casos de estudio propuestos.	89

Introducción

1.1. Justificación

La generación de electricidad proveniente de combustibles fósiles sigue siendo la más empleada a nivel mundial, de tal forma que el carbón, el gas natural y el combustóleo siguen siendo los principales combustibles utilizados para dicho fin. La comunidad internacional ha cuestionado el uso excesivo de estos combustibles debido a que emiten una gran cantidad de CO_2 a la atmósfera, principal contribuyente del llamado efecto invernadero en el planeta. La demanda mundial de electricidad ha aumentado más rápido que el consumo total de energía, las estimaciones de capacidad de generación eléctrica global indican un crecimiento del 1.6 % promedio anual en un horizonte a 2040 [1, 2]. Se espera que una parte de esa capacidad sea generada mediante la introducción de energías no fósiles que actualmente suministran alrededor de una quinta parte del consumo mundial y que tiende a incrementarse progresivamente [3]. Con la aprobación de la reforma energética es menester que México imprima un gran esfuerzo en pro de la investigación y el desarrollo de nuevas tecnologías para la generación de electricidad por medio de fuentes de energías renovables que reduzcan las emisiones de CO_2 emitidas al ambiente, dado que México se encuentra dentro de los países que más adicionan dicho gas a la atmósfera.

La reducción de los costos de las tecnologías que aprovechan las fuentes renovables de energía ha propiciado altas tasas de crecimiento en el área solar fotovoltaica, así como la reducción de costos en las turbinas eólicas y las tecnologías de procesamiento de biocombustibles. En particular, la energía eólica ha tenido un gran auge y es la segunda fuente de energía renovable más usada en el mundo [4]. Los retos futuros de la energía eólica centran su interés en turbinas de gran escala que puedan producir grandes cantidades de potencia así como una integración exitosa que mantenga en cualquier instante de tiempo el equilibrio entre la demanda y la oferta eléctrica a pesar de las variaciones meteorológicas. En la figura 1.1 se muestra la evolución en el tiempo del diámetro del rotor eólico y la potencia generada en las turbinas eólicas [5].

1. INTRODUCCIÓN

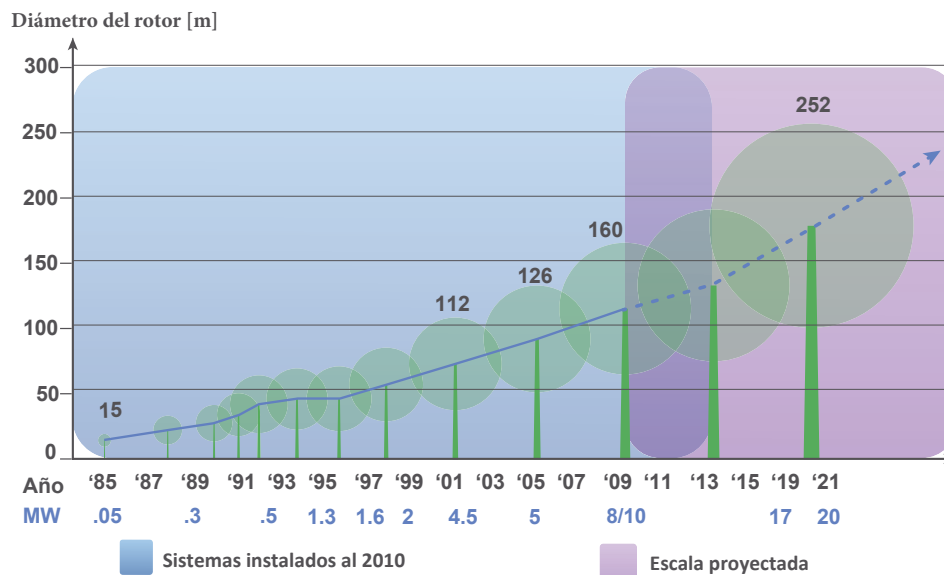


Figura 1.1: Potencia de salida en función del diámetro del rotor eólico a través de los años [5].

Casi todas las turbinas presentes son operadas en tierra, sin embargo, la tendencia futura se direcciona sobre parques eólicos mar adentro donde la velocidad de los vientos es superior al terrestre. Dicha tendencia está motivada, en parte, por la dificultad de encontrar áreas permisibles para establecer parques eólicos en tierra. Se espera que el sector eólico costa-afuera se expanda en la siguiente década, sin embargo, su ritmo de desarrollo se ve frenado por el costo de la instalación de las turbinas, el mantenimiento y su conexión con la red, y que por el momento supera el doble de la modalidad en tierra [6, 7]. El costo de las turbinas eólicas puede ser amortiguado con la utilización de turbinas de gran escala de entre 8 y 10 MW. No obstante, mientras la potencia máxima de salida aumenta en la turbina, así también se incrementa el tamaño, y por ende, el peso, lo que genera problemas técnicos para erigir y transportar las componentes que la conforman, haciendo inmanejable la instalación costa-afuera. A causa de ello, el peso del aerogenerador debe ser limitado, lo cual es difícil de lograr con las tecnologías convencionales. Estas características hacen del generador superconductor una promesa atractiva para aplicaciones de conversión de energía mar adentro, donde la reducción del tamaño se traduce directamente en ahorros sustanciales en los costos totales, debido a la menor cantidad de materiales magnéticos necesarios, a la menor cantidad de acero estructural para las torres que soportan a la máquina, así como los costos asociados a la traspotación del sistema entero al sitio final [8, 9]. En la figura 1.2 se muestra la reducción del volumen, y por ende del peso, al usar superconductores en las máquinas rotatorias [10].

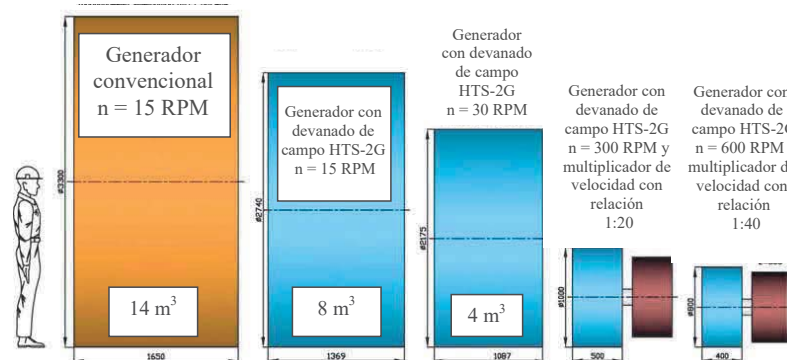


Figura 1.2: Beneficios de la aplicación de superconductores en las máquinas eléctricas rotatorias [10].

Los efectos de usar superconductores en las máquinas eléctricas son prominentes [11, 12], ya que la densidad de potencia es superior de 1.5 a 3 veces que la producida por las máquinas convencionales, y a pesar de tener una gran potencia de salida, este tipo de generadores tiene menores pérdidas que las máquinas convencionales, como se muestra en la figura 1.3.

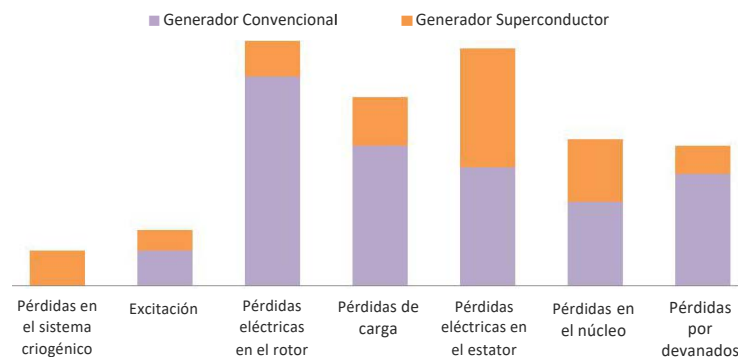


Figura 1.3: Comparación de las pérdidas de un generador eléctrico convencional contra uno con devanado de campo superconductor de 1200 MVA [12].

Aunado a ello, estas máquinas son capaces de extraer una mayor cantidad de energía de las fuentes renovables aunque presenten la misma eficiencia nominal que una máquina convencional debido a que este tipo de fuentes operan bajo condiciones de carga parcial. Por otro lado, si la máquina superconductor es empleada para la generación eólica o marina, es posible descartar el uso de la caja de engranes que suele ser utilizada para estos casos, logrando que el rotor de la turbina primotora tenga un acoplamiento directo con el rotor del generador, traduciendo en menores costes de mantenimiento que harían del generador potencialmente conveniente.

1. INTRODUCCIÓN

Sin embargo, los puntos prescritos anteriormente dependen de los costos, el desarrollo y la madurez de todo lo que implica la tecnología superconductora [13]. Es por esta razón que el desarrollo de esta tecnología es un aliciente para la expansión del sector de las energías sustentables en el horizonte esperado. En resumen, las principales ventajas, con respecto a las máquinas convencionales, que pueden ser atractivas para la producción de energía eléctrica a través de fuentes renovables son las siguientes:

- Gran densidad de potencia.
- Reducción de la masa total de la máquina.
- Incremento de la eficiencia más allá del 99 %.
- Mejor eficiencia bajo carga parcial, así como bajo régimen nominal.
- Menor ruido.
- Mejor estabilidad transitoria.
- Ángulo de carga pequeño.

Por otro lado, existen tecnologías actuales bien conocidas y ya establecidas que ofrecen costos competitivos en comparación con las máquinas superconductoras emergentes, es decir, los Generadores Síncronos de Imanes Permanentes (GSIP). El desarrollo de los GSIPs de gran escala para aplicaciones mar adentro es una realidad y pasará a ser una tendencia global, un ejemplo de ello se encuentra en el GSIP prototipo de 5 MW instalado en el mar de las islas Canarias en 2013 [14]. El problema del GSIP reside en la incapacidad actual y los retos tecnológicos necesarios para alcanzar potencias mayores de 5 MW. Entre los diseños existentes se encuentra la Máquina de Imanes Permanentes con Flujo de Conmutación (MIPFC) que puede ofrecer mayores densidades de potencia y de par en relación con las máquinas tradicionales GSIP y que ciertamente debe ser comparada con la tecnología superconductora. Otro gran problema que presenta el GSIP se relaciona con la variabilidad del precio de los materiales (tierras raras) con los que se crean los Imanes Permanentes (IP) así como su gran impacto ambiental. Mientras que para la producción de IPs se necesitan 250 kg de tierras raras, para la creación de superconductores solo se requieren 2 kg, ambos por cada MW de generación instalado [15].

El consumo de tierras raras se ha ido incrementando rápidamente debido a su aplicación en las nuevas tecnologías emergentes del sector energético y del sector de defensa. China es el productor mayoritario de tierras raras y cuenta con el 97 % de la producción global [16]. Haciendo una comparación con respecto a la cantidad de tierras raras necesarias para construir un generador SAT y un GSIP, ambos de 10 MW de capacidad nominal, se estima que si los generadores para aplicaciones de energías alternativas del futuro fueran totalmente hechos de IPs, el requerimiento de minerales raros necesarios podría ser mayor que la producción mundial anual [17, 18].

En caso de que México se esmere por fomentar y crear investigación y desarrollo en el área de los superconductores, el hecho de que las aplicaciones de la superconductividad sean tecnologías emergentes que aún se encuentran en vías de desarrollo representa para el país una ventaja que le otorga la oportunidad de poder ser partícipe en la comunidad científica internacional de dicho sector.

1.2. Antecedentes

La superconductividad es un fenómeno que ocurre en ciertos materiales a bajas temperaturas caracterizado por la ausencia de resistencia eléctrica, como también por el rechazo del campo magnético en el interior del material (efecto Meissner). El estado superconductor se encuentra restringido por tres factores principales, su temperatura crítica T_c , su campo magnético crítico H_c y su densidad de corriente crítica J_c . Mientras estos tres factores se encuentren debajo de sus valores críticos, el estado superconductor permanecerá en el material, de lo contrario, el material pasará al estado resistivo, perdiendo todas las ventajas que ofrece el estado superconductor. En la figura 1.4 se muestra la superficie crítica típica de un superconductor.

Los superconductores se clasifican en dos tipos. El tipo I se refiere usualmente a los metales puros que están caracterizados por el efecto Meissner, los cuales pierden el estado superconductor de manera abrupta cuando un campo magnético externo se vuelve más grande que el campo magnético crítico del material. El tipo II se refiere a materiales bimetálicos y cerámicos caracterizados por la posibilidad de entrar en un estado intermedio entre el resistivo y el superconductor para campos magnéticos mayores que un primer campo magnético crítico. Si se supera dicho primer límite, el material entra en el llamado estado mixto. En el estado mixto, se establece un arreglo de regiones tubulares en estado resistivo de espesor infinitesimal que están ordenados de forma paralela al campo magnético externo aplicado y rodeados por la región restante que se encuentra en estado superconductor. Después de haber superado el primer campo magnético crítico, si se continúa incrementando de forma gradual, de igual forma lo hará el número de regiones tubulares resistivas. Cada región tubular resistiva es atravesada por líneas de flujo, por lo que un aumento en su número, dará pie a una mayor cantidad de densidad de flujo magnético en el interior del material.

Así, cuando el campo magnético externo se incremente a cierto valor, las regiones tubulares terminarán por dominar al material, desvaneciendo por completo el estado superconductor. Si el campo magnético externo es removido cuando el material aún se encuentra en estado superconductor, el estado mixto desaparece y el material recuperará totalmente su estado Meissner [19]. Las pérdidas en Corriente Directa (CD) por el efecto Joule son nulas en el estado superconductor, mientras que las pérdidas en Corriente Alterna (CA) para frecuencias bajas siguen siendo despreciables [20, 21].

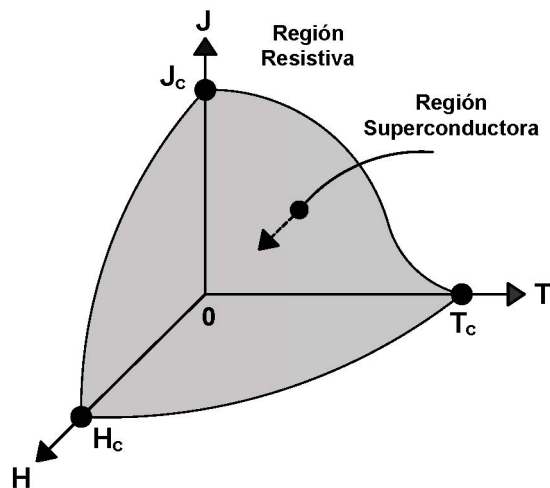


Figura 1.4: Superficie crítica de un superconductor.

1.2.1. Superconductores de alta temperatura crítica

Desde 1986 se descubrieron los Superconductores de Alta Temperatura (SAT) los cuales ofrecen la ventaja de mantener su estado superconductor aún siendo sujetos a grandes campos magnéticos externos y temperaturas más altas en comparación con sus similares, los Superconductores de Baja Temperatura Crítica (SBT). En la actualidad existen varias empresas que desarrollan, fabrican y venden cintas SAT [22, 23]. Los materiales utilizados de forma comercial para la fabricación de este tipo de cintas incluyen compuestos como el BSCCO (Bismuto-Estroncio-Calcio-Cobre-Óxido) que fue el primer SAT que se comercializó en forma de cintas y que pertenece a la primera generación de SAT (1G), el YBCO (Ytrio-Bismuto-Cobre-Óxido), que pertenece a la segunda generación (2G) de cintas SAT y el MgB_2 (Diboruro de Magnesio). Las temperaturas críticas del BSCCO y el YBCO superan los 77 K (110 K y 92 K, respectivamente), permitiendo el uso de nitrógeno líquido como refrigerante y una simplificación en el sistema criogénico asociado. Las cintas SAT 2G conservan una densidad de corriente mayor que las cintas 1G bajo un campo magnético externo, siendo un aliciente para su aplicación en sistemas sujetos a grandes campos magnéticos como lo son los generadores eléctricos, sin embargo, la principal desventaja que presentan las cintas SAT de 2G contra las cintas de 1G es su sensibilidad a los esfuerzos mecánicos, debido a que están compuestas por capas de micrometros de espesor que pueden dañarse fácilmente.

1.2.2. Caracterización de los SAT

La definición de la corriente crítica I_c en un SAT está relacionada con las impurezas añadidas en la estructura cristalina del material que impiden el movimiento de las líneas de flujo en el estado mixto, no obstante, si la corriente que circula por el SAT aumenta a cierto valor, la fuerza ejercida sobre las líneas de flujo será lo suficientemente fuerte para comenzar a moverlas, induciendo un campo eléctrico y por ende un voltaje a través de la longitud del material. Debido a ello los SAT no tienen una transición abrupta de fase entre el estado superconductor y el estado resistivo, sino una transición gradual.

De forma macroscópica, las cintas SAT están caracterizadas por una curva típica Voltaje-Corriente (V-I) obtenida de datos experimentales que se ajusta como una ley de potencia válida alrededor de I_c como se muestra en la ecuación (1.1), donde los valores de V , i_{sat} y n representan la caída de voltaje a través del SAT, la corriente de transporte que circula por el SAT y el índice que define que tan abrupta es la transición entre el estado superconductor y el estado resistivo respectivamente. En la práctica como convención suele definirse a la corriente crítica como la corriente que produce un campo eléctrico E_c de entre 0.1 hasta 10 $\mu\text{V}/\text{cm}$ a lo largo de la cinta como se muestra en la figura 1.5. Se define la caída de tensión crítica como $V_c = E_c l$, donde l es la distancia entre las puntas de medición de potencial eléctrico a lo largo de la cinta

$$V = V_c \left(\frac{i_{sat}}{I_c} \right)^n \quad (1.1)$$

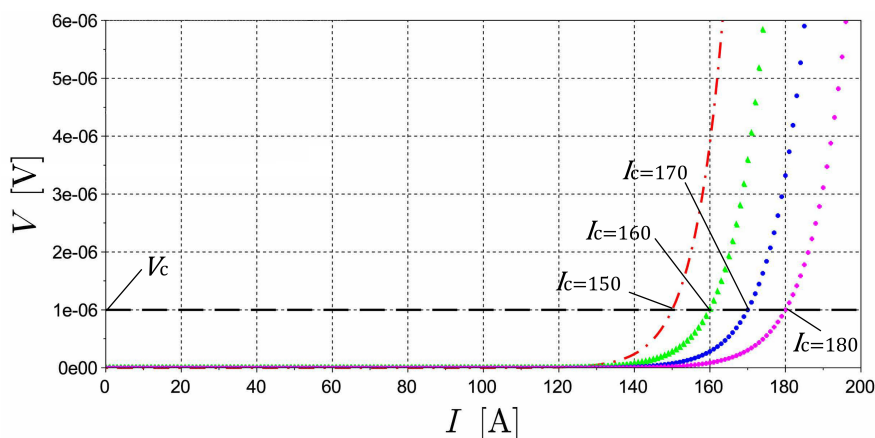


Figura 1.5: Curva característica V-I de un SAT para diferentes corrientes críticas.

1.2.3. La máquina SAT

Con la posibilidad de mantener el estado superconductor a temperaturas y campos magnéticos mayores, se abrieron grandes áreas de oportunidad para los superconductores dentro de los sistemas eléctricos de potencia, sin embargo, el costo de los SAT ha sido la causa principal para no ser incluidos en las aplicaciones comerciales de potencia. Mientras que el precio de los conductores de cobre varía de entre \$15-\$25/kA-m, las cintas SAT se mantienen alrededor de entre \$10-\$100/kA-m [24]. Para máquinas eléctricas rotatorias de baja velocidad y alto torque con una potencia de salida del orden de los MW, la utilización de los SAT comerciales mencionados anteriormente podría ofrecer ventajas económicas competitivas debido a la capacidad que tienen de transportar densidades de corriente de magnitudes mayores de hasta 100 veces la capacidad del cobre [25], es decir, entre 8×10^7 y 2×10^8 A/m², por lo que son muy compactas, pudiendo producir densidades de flujo magnético superiores de hasta 2 T [26]. Para poder aprovechar las bondades que genera la gran densidad de corriente que puede circular en un devanado de campo SAT, es menester operar en rangos de temperatura más bajos que el que ofrece el nitrógeno líquido, es decir, menores a 77 K. En el mundo, se han construido y se están desarrollando máquinas síncronas superconductoras de alta temperatura con diferentes topologías, desde máquinas híbridas, máquinas completamente superconductoras, hasta máquinas síncronas de pastillas superconductoras en lugar de imanes permanentes [27, 28, 29]. La mayoría de los diseños propuestos de máquinas síncronas con devanados SAT han sido de flujo radial, no obstante puede usarse la misma configuración de SAT para máquinas síncronas de flujo axial [30]. Existen otras máquinas SAT que han demostrado su potencial en aplicaciones de alta potencia como lo son las máquinas de inducción [31], sin embargo, el problema de utilizar SAT en el estator es su sensibilidad ante campos magnéticos variables y corrientes del mismo tipo (incremento de las pérdidas por efecto de histeresis), por lo que actualmente, es económicamente más viable usarlos únicamente en las Máquinas Síncronas híbridas con devanado de campo SAT (MSSAT).

El núcleo del rotor SAT puede diseñarse con un material no magnético que prescindan de hierro, conocido como rotor de núcleo de aire, o bien, se puede recurrir a un núcleo de hierro como parte del circuito magnético de la máquina. Un núcleo magnético reduce los Ampere-vuelta requeridos del devanado de campo para alcanzar una densidad de flujo magnético definitiva que pueda ser transmitida al estator, dicha topología es elegida con el fin de minimizar la cantidad necesaria de cintas SAT y con ello los costos totales de la máquina, sin embargo, esta ventaja se reduce con el nivel de saturación del núcleo de hierro, a pesar de ello, el objetivo de reducir los Ampere-vuelta se puede alcanzar aunque exista saturación en el núcleo [32]. El rotor SAT con núcleo magnético se puede dividir en dos categorías de diseño conocidas como núcleo frío o núcleo cálido. En el núcleo frío, el cuerpo del polo está contenido dentro de la misma cámara criogénica, mientras que en el núcleo cálido, el cuerpo del polo se encuentra a temperatura ambiente. En la tabla 1.1 se muestran las características de cada topología de rotor mencionada.

Tabla 1.1: Características fundamentales de la topología con rotor de núcleo magnético en el rotor SAT [32].

Núcleo de aire	Rotor frío	Rotor cálido
Alta densidad de flujo magnético	El hierro magnético limita la densidad de flujo	
Mayor longitud de cintas SAT	Necesitan menor cantidad de SAT	
Característica de circuito abierto lineal	Saturación magnética	
Sistema criogénico más simple	Hierro especial que soporte las temperaturas criogénicas	Sistema criogénico y de suspensión complejos
Menor peso. Momento de inercia menor	Mayor peso. Momento de inercia mayor	

Los devanados constituidos de cintas SAT pueden configurarse en dos formas geométricas típicas, de forma ovalada ó de forma circular, dependiendo de las características geométricas de la máquina en cuestión, como se muestra en la figura 1.6.

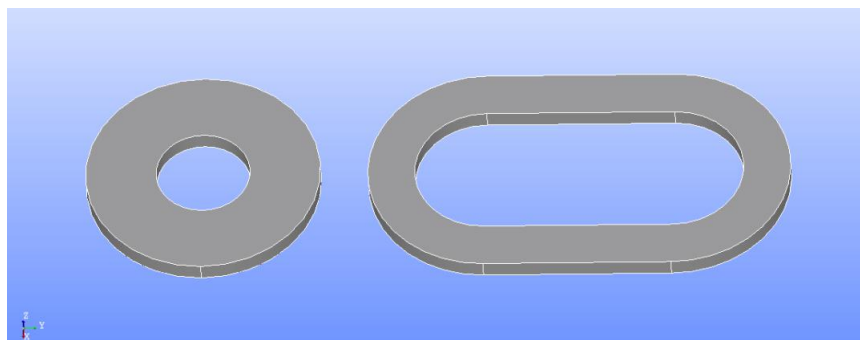


Figura 1.6: Configuraciones geométricas típicas de los devanados superconductores. Del lado izquierdo tenemos un devanado circular mientras que del lado derecho uno ovalado.

1.2.4. Crióstato modular

La topología de rotor cálido tiene ventajas que permiten una facilidad de ensamblaje, de mantenimiento, así como de reparación debido a su modularidad, por lo que de ocurrir alguna falla en uno o varios elementos, es más sencillo reemplazarlos sin tener que desmontar todo el sistema criogénico. Es por esta razón que existe una gran tendencia de sustituir los grandes sistemas criogénicos por el uso de crióstatos modulares, como el que se muestra en la figura 1.7, que en lugar de enfriar a todo el conjunto de devanados por igual, lo hace de forma individual, permitiendo un menor volumen criogénico y proporcionando una barrera térmica alrededor del devanado SAT [33, 34, 35]. No obstante, existen algunos retos técnicos fundamentales relacionados con esta topología que deben ser tomados en cuenta. Uno de ellos es el espacio disponible para acomodar al devanado SAT dentro del crióstato modular que a su vez debe ser acomodado en la superficie del rotor considerando las conexiones eléctricas y el flujo criogénico entre los polos. Otro aspecto importante recae en el diseño mecánico de los crióstatos modulares debido a los grandes pares generados durante sobrecargas o fallas repentinas en las terminales del estator de la máquina. Por último la carga térmica de dispersión debe ser minimizada para reducir la carga térmica total del sistema criogénico.

Existen dos formas de enfriar al devanado SAT, es decir, el método directo y el método indirecto. En el método directo se expone al SAT directamente con el fluido de enfriamiento, mientras que el método indirecto utiliza mediadores para poder enfriarlo.

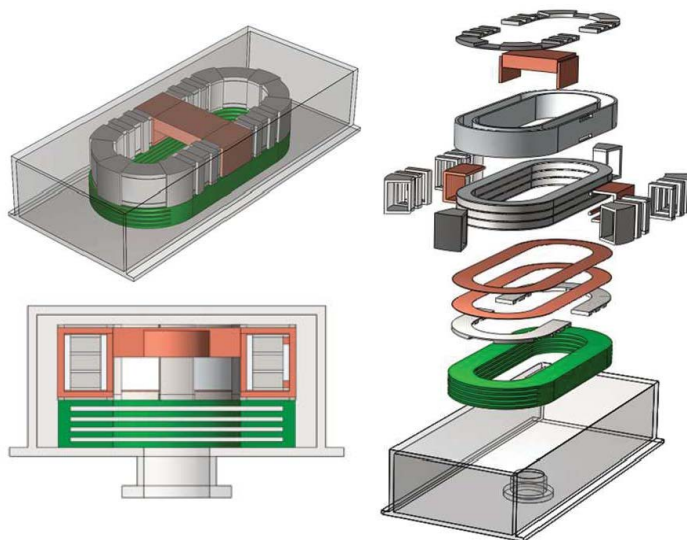


Figura 1.7: Diseño conceptual de un crióstato modular [33].

1.2.5. Topologías de la máquina síncrona SAT

Las 4 topologías típicas de la MSSAT [36] son:

- Estator convencional y rotor de polos salientes de material magnético. Puede tener núcleo frío o caliente. Esta topología no ofrece una mejora en el tamaño y el peso comparado con una máquina convencional pero ofrece una mayor eficiencia debido a las pérdidas despreciables en el rotor.
- Estator convencional y rotor con polos no magnéticos. Requiere más cintas SAT que el punto anterior para producir la misma densidad de flujo magnético en el estator. Evita costos potenciales tanto en materiales para el rotor frío como en la complejidad del aislamiento térmico en un rotor caliente.
- Estator convencional con dientes no magnéticos y polos salientes magnéticos. Esta topología puede llevar a la densidad de flujo magnético lejos de lo permitido en las máquinas convencionales. El hierro en el rotor puede operar bajo condiciones de saturación debido a que el flujo predominante es en CD. Permite la reducción en peso y masa de la máquina.
- Estator convencional con dientes y rotor con polos salientes no magnéticos. Esta topología permite una reducción muy significativa en el peso y el tamaño pero requiere más material SAT que cualquier otra topología. No requiere componentes costosos para la topología de rotor frío.

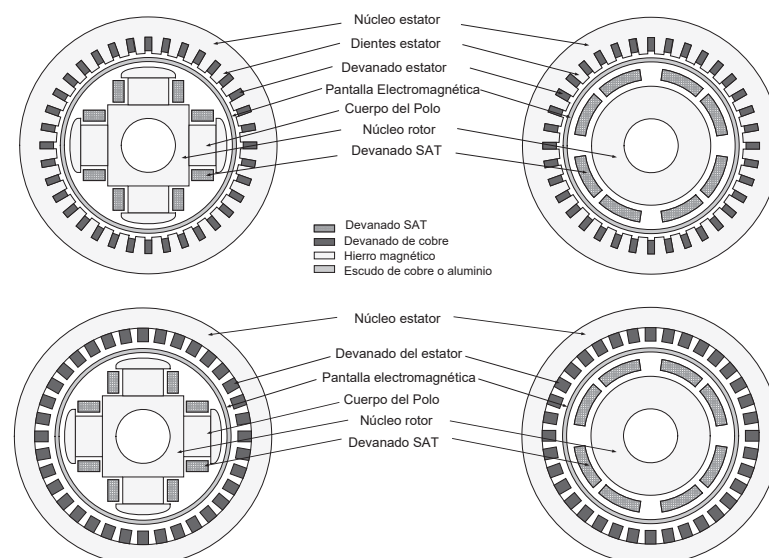


Figura 1.8: Topologías típicas de la máquina síncrona SAT [36].

1.2.6. Proyectos de máquinas SAT consolidados

En la tabla 1.2 se muestran algunas de las máquinas SAT que han sido desarrolladas hasta el 2008 [8, 37, 38]. No obstante, es necesario que en los años precedentes se desarrollen propuestas que puedan dar solución a los retos técnicos, inherentes a la aplicación de la superconductividad en los generadores de potencia para lograr un diseño óptimo comercializable.

Tabla 1.2: Máquinas SAT desarrolladas hasta el 2008 [8,37,38].

Año	Proyecto	Desarrollador
2000	Motor de 1000 hp	AMSC
2001	Máquina de 400 kW	Siemens
2004	Máquina de 5 MVA	NII Electromach
2005	Sistema de propulsión de 12.5 kW	SEI
2005	Máquina de 4 MVA	Siemens
2006	Máquina de 36.5 MVA	AMSC
2007	Máquina de 1 MW	DOOSAN-KERI
2008	Máquina de 250 kW	ULCOMAP

Los proyectos más actuales hasta el momento están enfocados en el desarrollo de MSSAT de potencias del orden de los 10 MW para aplicaciones de energía eólica costa afuera como se muestra en la tabla 1.3.

Tabla 1.3: Proyectos de MSSAT actuales [33].

Proyecto	Desarrollador
Sea Titan™	AMSC
Ecomagination	GE
SUPRAPOWER	UE
Ecoswing	UE

Para ahondar en el potencial y las limitaciones de los generadores SAT, es necesario analizar a la máquina en su totalidad considerando la complejidad y viabilidad de los sistemas criogénicos, mecánicos y eléctricos tanto en el ámbito económico como en el técnico. La superconductividad es una tecnología emergente que aún necesita desarrollo, por esa razón, si los SAT se establecen en el mercado con costos equiparables a los de las máquinas convencionales, se podrán diseñar y construir prototipos que demuestren de manera tangible los beneficios mencionados, aumentando progresivamente la potencia de salida con el fin de identificar los desafíos tecnológicos para garantizar por completo su fiabilidad en operación conduciendo a un menor volumen y masa con al menos el mismo rendimiento que las máquinas convencionales.

1.3. Planteamiento del problema

El generador síncrono es una máquina eléctrica rotatoria que juega un papel fundamental para la conversión de energía eléctrica en el mundo, por lo que es uno de los dispositivos principales de los sistemas eléctricos de potencia. El incremento global de la demanda de energías renovables que utilizan máquinas eléctricas rotatorias ha propiciado la necesidad de incrementar la eficiencia y la densidad de potencia de los generadores, es decir, generadores más ligeros, con menor volumen y menores pérdidas con respecto a los generadores convencionales. Una opción que puede solucionar este problema se encuentra en la aplicación de la superconductividad a las máquinas eléctricas rotatorias, que gracias a sus características, es posible reducir el tamaño y las pérdidas de dichas máquinas.

1.4. Originalidad

La originalidad del presente proyecto se encuentra en el modelado termoeléctrico por el método de parámetros concentrados de un generador síncrono de polos salientes SAT híbrido considerando al crióstato modular como la envolvente de las cintas SAT.

En la actualidad, el método más utilizado para diseñar y simular la MSSAT es el Método del Elemento Finito (MEF). Los objetivos de la simulación suelen estar totalmente enfocados al análisis cualitativo de la máquina en cuestión [20, 39, 40], sin embargo, para poder desarrollar una máquina confiable que garantice su fiabilidad en la operación cuando se encuentre conectada al sistema eléctrico de potencia, no basta con estos estudios, es menester también realizar un análisis cuantitativo, es decir, un análisis que considere la interacción entre todos los elementos que componen un sistema eléctrico de potencia y la máquina síncrona SAT. A corto plazo, los estudios inmediatos que están ligados al diseño y simulación de las características de la MSSAT para aplicaciones de conversión de energía renovable se centran en los convertidores de frecuencia, que interconectan al generador con la red eléctrica [41].

A mediano plazo, los estudios consecuentes subyacen en la simulación del comportamiento de la MSSAT en conjunto con el convertidor de frecuencia conectado a una red eléctrica pequeña con el fin de establecer las bases para realizar estudios más complejos a largo plazo, como lo son los flujos de potencia, la integración en microredes, los estudios de estabilidad, entre otros más que son de interés para el análisis de sistemas de potencia [42, 43, 44, 45]. Los estudios mencionados anteriormente son esenciales para identificar la respuesta de la red eléctrica ante ciertos fenómenos cuando se tiene un generador SAT, o varios del mismo tipo, conectados a ella. Para lograr dicho objetivo es necesario realizar un modelo que considere las características principales de los SAT y su desempeño ante varios escenarios, tomando en cuenta la dependencia que tiene la resistencia eléctrica del SAT con su temperatura local y con el campo magnético externo aplicado al devanado superconductor, con métodos que consuman menos tiempo de cómputo, como lo es el método de parámetros concentrados, el cual puede ofrecer resultados aproximados y no tan disímiles a los que arroja el MEF, que puede usarse como herramienta de pre-diseño y de estudios de redes [46, 47].

1.5. Objetivo

El objetivo general del presente proyecto de investigación es el modelado termo-eléctrico de una máquina síncrona híbrida con devanado de campo superconductor de alta temperatura crítica por medio del método de parámetros concentrados para aplicaciones renovables de baja velocidad y alto par, que pueda representar el comportamiento del generador SAT conectado a un sistema de potencia.

1.6. Hipótesis

Se diseñará un generador eléctrico híbrido con estator convencional, devanados de paso completo y rotor con devanado de campo superconductor, partiendo de la suposición de que la densidad de flujo magnético creada por el devanado de campo SAT en el diámetro interior del estator tiene un valor máximo de 1.5 T con una distribución sinusoidal.

Se propone un rotor de polos salientes, de baja velocidad y alto par, con núcleo ferromagnético para asumir que el flujo magnético está restringido en las cabezas polares y así considerar el menor uso de cintas SAT posible. Para este primer trabajo, no se considerará la saturación magnética.

Para la simulación de la MSSAT se considera que las resistencias eléctricas del devanado de campo son no lineales y se encuentran en función de la temperatura. La resistencia eléctrica del superconductor se aproxima por una ley de potencias que depende de la corriente que circula por ella así como de la temperatura local del SAT.

1.7. Metodología

La metodología utilizada para el desarrollo de este proyecto de investigación fue la siguiente:

- Revisión bibliográfica para establecer el contexto en el que se desarrolla la tesis propuesta.
- Dimensionamiento básico basado en un diseño propuesto en la literatura de una máquina síncrona convencional, así como el dimensionamiento del estator de una máquina síncrona híbrida con devanado de campo SAT.
- Propuesta del modelo termoelectrico del devanado de campo SAT.
- Obtención de una primera estimación del comportamiento transitorio de un generador síncrono híbrido SAT ante una falla de cortocircuito en las terminales del estator incluyendo un cierto nivel de detalle de la superconductividad.
- Modelo en $dq0$ de la máquina síncrona con circuitos de amortiguamiento.
- Comparación de las ventajas y desventajas de utilizar un devanado de campo SAT.
- Identificación de los retos y limitaciones del proyecto así como los trabajos futuros.

Pre-diseño de la máquina SAT

2.1. Introducción

El diseño de una máquina eléctrica se enfoca en determinar la dimensión geométrica óptima que debe tener cada uno de los elementos que la componen en función de la aplicación correspondiente, así como de los costos, el volumen y peso, al mismo tiempo que se logran los requerimientos mínimos de eficiencia y normatividad. Actualmente el diseño de las máquinas eléctricas consiste en un proceso iterativo complicado donde la fase preliminar se centra en la definición de parámetros empíricos iniciales que posteriormente deberán ser modificados por métodos más avanzados. El método más utilizado actualmente para determinar el comportamiento electromagnético de los elementos fundamentales de la máquina es el conocido Método de los Elementos Finitos (MEF).

En esta tesis se realiza una primera aproximación de las dimensiones geométricas de la máquina basada en la teoría y datos empíricos, mencionados en [48, 49], con el objeto de definir los parámetros eléctricos que se utilizarán en las simulaciones correspondientes para cumplir con los objetivos del proyecto de investigación. Se dejará para trabajos futuros el análisis y dimensionamiento de los elementos que componen a la Máquina Síncrona híbrida con devanado de campo Superconductor de Alta Temperatura crítica (MSSAT) por medio del MEF. Las ecuaciones básicas utilizadas para realizar el pre-diseño de la máquina propuesta se presentan a continuación.

El flujo magnético ϕ que circula por un material está definido por el vector de la densidad de flujo magnético \vec{B} y el vector normal a la superficie elemental $d\vec{A}$ como,

$$\phi = \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (2.1)$$

La ley de Faraday define que si existe una variación en el flujo magnético de un circuito, se inducirá un voltaje V en sus terminales,

$$V = -\frac{\partial\phi}{\partial t} \quad (2.2)$$

La ley de Ampere define que la circulación de una corriente eléctrica i_t produce un campo magnético H en un contorno cerrado proporcional a ella. La corriente i_t representa la corriente total, que para el caso de un devanado equivale a $i_t = Ni$. Donde N es el número de vueltas e i la corriente que circula por cada vuelta,

$$\oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = i_t \quad (2.3)$$

2.2. Topología de la máquina

Se puede comenzar el proceso de diseño de una máquina a partir de los valores nominales que deseamos tener, no sin antes definir la topología adecuada en función de la aplicación y la fuente primotora que la accionará, así como las características de sus elementos principales. A continuación se describe la topología de la máquina escogida.

- Detalles de la fuente primotora:

Para aplicaciones de energías renovables la potencia mecánica de entrada es un fenómeno estocástico que se encuentra en función de las condiciones meteorológicas, sin embargo, bajo ciertas distribuciones probabilísticas, existe una velocidad media con la cual operara el convertidor electromecánico. Se propone un generador síncrono accionado por una turbina eólica tripala con acoplamiento directo. Se establece un valor medio de la velocidad angular del rotor en función de los principios básicos de la energía eólica (Apéndice A.1). De esta forma la velocidad angular mecánica w_m propuesta tendrá un valor de 1.535 rad/s.

- Tipo de máquina:

La topología del generador síncrono propuesto será una máquina de polos salientes magnéticos con su respectivo devanado de campo superconductor confinado en criostatos modulares. El estator estará ranurado con dientes magnéticos y devanados de cobre. Se escoge esta topología por ser la opción que requiere menor cantidad de cintas SAT debido a la disminución de la reluctancia entre los elementos de la máquina. El diseño del criostato modular queda fuera del alcance de esta tesis, por lo que se tomará información de [50, 51] y se aproximarán sus dimensiones geométricas en función del espacio disponible entre los polos del rotor. En la figura 2.1 se muestra la estructura y las componentes que tendrá el criostato modular adoptado. Las cajas interna y externa fungen como envolventes de los diversos elementos del sistema.

La caja interna contiene al devanado SAT, a la placa de enfriamiento y al tubo de enfriamiento. La placa de enfriamiento envuelve al devanado con aras de distribuir la temperatura entre el devanado y el tubo de enfriamiento. En el tubo de enfriamiento se hace circular el fluido criogénico, que en este caso, será nitrógeno líquido a una temperatura de 77 K. Las componentes que envuelve la caja externa son la pantalla electromagnética, el aislamiento multicapa, la cámara de vacío y la caja interna. La pantalla electromagnética se encarga de proteger al SAT de variaciones bruscas de campo magnético. El aislamiento multicapa y la cámara de vacío tienen como función aislar a la caja interna para reducir el intercambio de calor entre el exterior y el interior del crióstato modular. Esta estructura será utilizada en el modelo termoelectrico del capítulo siguiente.

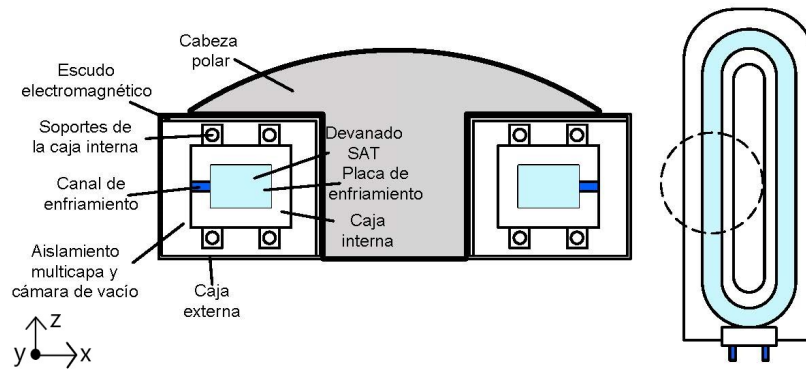


Figura 2.1: Diseño conceptual de la sección transversal del crióstato modular planteado y su vista en planta.

- Los parámetros nominales de diseño de la MSSAT se muestran en la tabla 2.1,

Tabla 2.1: Especificaciones de los parámetros nominales de la MSSAT

Parámetro	Variable	Magnitud
Potencia nominal	P_n	1 MW
Voltaje de fase	V_f	960 V
Factor de potencia	fp	1
Corriente de línea	I_L	601.5 A
Número de fases	m	3
Número de polos	p	12

2.3. Geometría del generador SAT

Para el prediseño de la máquina propuesta se asumen valores empíricos permitidos de la densidad de flujo magnético en los elementos principales de la máquina, así como valores de la densidad de corriente eléctrica por conductor y de densidad de corriente lineal en el estator. Los valores asumidos en las tablas 2.3 y 2.2 son tomados de la literatura para estatores convencionales. Debido a la posibilidad de los superconductores de generar grandes campos magnéticos, se asume un valor máximo de densidad de flujo en el entrehierro de 1.5 T. No se considera la saturación magnética.

La longitud del rotor está restringida principalmente por las velocidades angulares críticas, las cuales definen los modos de torsión en el cuerpo del rotor. Usualmente, la relación entre la longitud axial del rotor y el diámetro del entrehierro $\chi = l_s/D_{si}$ es seleccionada para la operación del rotor debajo de la primera velocidad angular crítica. Para máquinas síncronas de polos salientes convencionales, la relación χ puede ser calculada como,

$$\chi = \frac{l_s}{D_{si}} \approx \frac{\pi}{2p} \sqrt{\frac{p}{2}} \quad (2.4)$$

En un generador eléctrico la potencia aparente de salida S está definida por el diámetro interno del estator D_{si} , su longitud axial l_s , la velocidad a la que gira el rotor en revoluciones por segundo n_{rps} , como también por el factor de devanado k_w , la densidad de flujo magnético en el entrehierro B_g y la densidad de corriente lineal A_s de los devanados del estator respectivamente.

La ecuación que representa la potencia de salida en función de los parámetros geométricos de la máquina es la siguiente

$$S = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} k_w A_s B_g D_{si}^2 l_s n_{rps} \quad (2.5)$$

Tabla 2.2: Densidades de corriente eléctrica permitidas en estatores convencionales

Densidad de corriente eléctrica	Variable	Magnitud
Conductores del estator	J_{RMS}	4×10^6 A/m ²
Densidad de corriente eléctrica lineal	Variable	Magnitud
Ranura del estator	A_s	45×10^3 A/m

Tabla 2.3: Densidades de flujo magnético permitidas en los elementos de una máquina síncrona convencional

Densidad de flujo magnético	Variable	Magnitud
Entrehierro	B_g	1.5 T
Núcleo del rotor	B_{rc}	1.3 T
Núcleo del estator	B_{sc}	1.3 T
Dientes del estator	B_t	2.0 T
Cuerpo del polo del rotor	B_{pb}	1.8 T

Tabla 2.4: Parámetros principales del estator

Elemento	Variable	Valor
Diámetro interno estator	D_{si}	2.87 m
Longitud axial estator	l_s	0.920 m
Paso polar	τ_p	0.751 m
Paso de ranura	τ_r	0.050 m
Flujo magnético por polo	ϕ_p	0.613 Wb
Ancho del diente estator	W_t	0.023 m
Ancho de la ranura estator	W_r	0.027 m
Altura del diente estator	h_t	0.037 m
Diámetro dientes estator	D_{ti}	2.945 m
Diámetro externo estator	D_{so}	3.480 m
Factor de devanado	k_w	0.956
Vueltas devanado estator	N_s	120
Conductores por ranura	Z_r	4

Con las ecuaciones (2.1-2.5), aunado a los valores de las tablas 2.3 y 2.2, suponiendo un número de ranuras de $N_r = 180$, es posible determinar los parámetros principales del estator mostrados en la tabla 2.4.

2.3.1. Tamaño del entrehierro

Aunque el entrehierro es de gran importancia en el diseño de las máquinas eléctricas rotatorias, no existe una fórmula analítica exacta para la obtención de su longitud, por lo que usualmente se recurren a ecuaciones empíricas para resolver dicho problema. En las máquinas síncronas el entrehierro está básicamente definido por la reacción de armadura permitida, por lo que debemos asegurar que dicha reacción no reduzca excesivamente la densidad de flujo magnético en un polo magnético del rotor. Para lograr esta condición, la fuerza magnetomotriz producida por el devanado de campo debe ser mayor a la fuerza magnetomotriz producida por el devanado del estator. Expresando a la fuerza magnetomotriz en el rotor en función de la densidad de campo magnético máxima y la fuerza magnetomotriz del estator en función de la densidad de corriente lineal y el ancho polar relativo del polo α_{SM} , tenemos que,

$$\frac{B_g}{\mu_0} g \geq \frac{1}{2} \alpha_{SM} \tau_p A_s \quad (2.6)$$

Si despejamos al entrehierro g de la ecuación (2.6) tenemos que,

$$g \geq \frac{1}{2} \alpha_{SM} \tau_p A_s = \gamma \tau_p \frac{A_s}{B_g} \quad (2.7)$$

Un valor típico de γ para una máquina síncrona de polos salientes con una distribución senoidal de densidad de flujo magnético es $\gamma \simeq 4 \times 10^{-7}$. De esta forma el entrehierro calculado debe ser mayor o igual que el definido por la ecuación (2.7).

El entrehierro efectivo g_{eff} está definido por el entrehierro calculado y el factor de Carter k_C , el cual cuantifica la disminución de la superficie útil del entrehierro debido a la presencia de las ranuras en el estator. El factor de Carter se calcula de la siguiente forma,

$$k_C = \tau_r \left(\tau_r - \frac{W_r}{1 + \frac{5g}{W_r}} \right)^{-1} \quad (2.8)$$

Donde τ_r y W_r son el paso de ranura y el ancho de la ranura del estator respectivamente.

El entrehierro efectivo se obtiene como sigue,

$$g_{\text{eff}} = g k_C \approx 0.012 \text{ m} \quad (2.9)$$

2.3.2. Alturas del crióstato modular

En la tabla 2.5 se proponen las alturas de cada elemento del crióstato modular, desde la parte superior hasta el lugar donde se encuentran los devanados. Su geometría es simétrica excepto por el escudo electromagnético que sólo ocupa un espacio en la parte superior y cerca del cuerpo del polo como se muestra en la figura 2.1.

Tabla 2.5: Alturas propuestas del crióstato modular

Elemento	Variable	Longitud
Caja externa	h_{ce}	0.030 m
Escudo electromagnético	h_{em}	0.007 m
Cámara de vacío	h_{vm}	0.030 m
Caja interna	h_{ci}	0.020 m
Placa de enfriamiento	h_{cp}	0.010 m
Tubo de enfriamiento	h_{ct}	0.018 m

2.3.3. Características del devanado de campo superconductor

El devanado de campo propuesto está constituido por la cinta SAT SCS6050 de la marca SuperPower [52] que tiene las características de la tabla 2.6. La estructura constitutiva de la cinta es como la que se muestra en la figura 2.2. La cinta está envuelta en un material aislante Kapton[®] cuyo espesor es de $7.5 \mu\text{m}$.

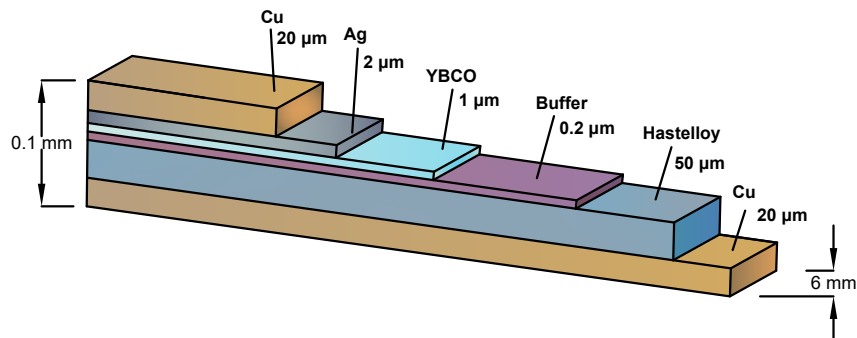


Figura 2.2: Estructura constitutiva de la cinta SAT 2G SCS6050 de SuperPower

Tabla 2.6: Características críticas de la cinta SAT SCS6050 de SuperPower

Parámetro	Variable	Magnitud
Corriente crítica	I_c	150 A
Ancho	h_{cinta}	6 mm
Espesor	l_{cinta}	0.1 mm
Temperatura crítica	T_c	92 K
Valor del índice n	n	21
Diámetro máximo de curvatura	d_{mb}	11 mm

2.3.4. Dimensiones geométricas del rotor

Una vez que se establece el tamaño del entrehierro y la altura del crióstato modular, se pueden determinar las medidas del rotor cuyos valores se muestran en la tabla 2.7. Una vez calculadas las dimensiones del estator y del rotor se puede determinar de forma aproximada, utilizando el modelo de reluctancias concentradas, el número de vueltas por polo del devanado de campo SAT.

Con las ecuaciones (2.1) y (2.3) se puede determinar la expresión para obtener la reluctancia de los principales elementos de la máquina \mathfrak{R}_i , mostrados en la figura 2.3, como sigue,

$$\mathfrak{R}_i = \frac{1}{\mu_i(B)} \frac{l_i}{A_i} \quad (2.10)$$

Donde l_i , A_i y μ_i son la longitud media en la dirección de \vec{B} , el área normal a la dirección de \vec{B} y la permeabilidad relativa del elemento i respectivamente.

Hasta ahora no se ha considerado la saturación en el material ferromagnético de la máquina, no obstante, para determinar un número de vueltas en el devanado SAT, N_{fd} , que pueda representar aproximadamente un valor acertado, se plantea el uso de hierro eléctrico M800-65A de grano no orientado con una permeabilidad relativa como la que se muestra en la figura 2.4 [53].

Si usamos la ecuación (2.3) sobre un contorno cerrado que englobe a dos polos adyacentes tendremos lo siguiente,

$$N_{fd} i_{fd} = \phi_p (\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_{teq} + 0.5\mathfrak{R}_6 + 0.5\mathfrak{R}_1) \quad (2.11)$$

Donde i_{fd} y \mathfrak{R}_{teq} son la corriente del devanado SAT y la reluctancia equivalente entre los dientes y las ranuras del estator respectivamente.

Tabla 2.7: Parámetros principales del rotor

Elemento	Variable	Valor
Diámetro externo rotor	D_{ro}	2.846 m
Longitud axial rotor	l_r	0.920 m
Altura crióstato modular	h_{cry}	0.199 m
Flujo magnético del cuerpo polar	ϕ_{pb}	0.736 Wb
Ancho del cuerpo polar	W_{pb}	0.480 m
Altura de la cabeza polar	W_{ps}	0.040 m
Diámetro interno rotor	D_{ri}	1.750 m

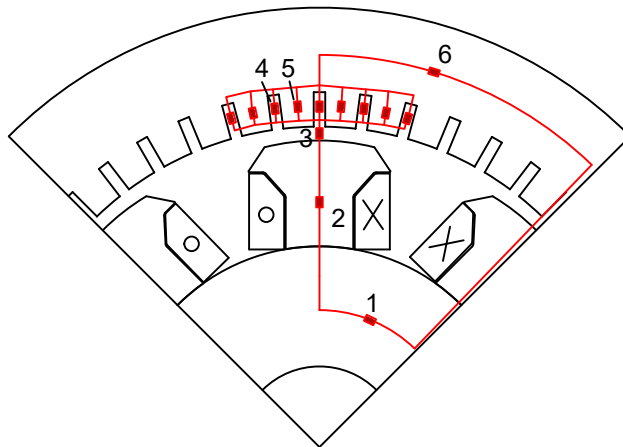


Figura 2.3: Esquema del circuito magnético de reluctancias concentradas

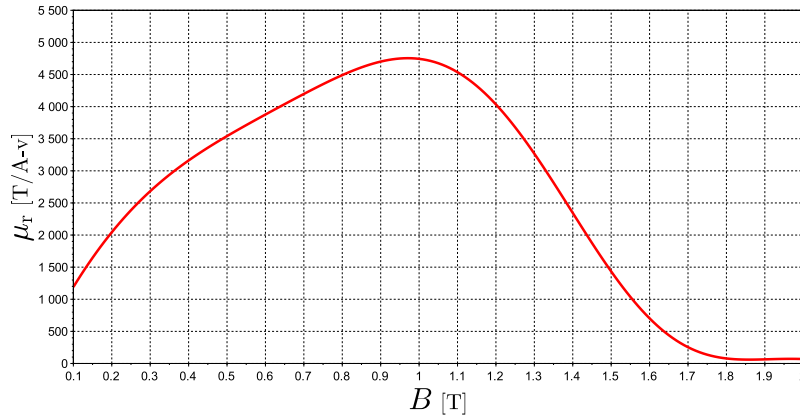


Figura 2.4: Permeabilidad relativa del hierro M800-65A de grano no orientado [53]

Si se asume una corriente nominal de $i_{fd} = 100$ A, si se despeja a N_{fd} de la ecuación (2.11), el número de vueltas del devanado SAT por polo será de $N_{fd} = 239$.

El espacio disponible para el crióstato modular W_{cry} , considerando un factor de espacio k_{sh} de 0.9 será

$$W_{cry} = k_{sh} \frac{\tau_p - W_{pb}}{2} \approx 0.127 \text{ m} \quad (2.12)$$

Con los valores obtenidos de W_{cry} , N_{fd} y el espesor total de la cinta SAT de 2G, se proponen los valores mostrados en la tabla 2.8 que describen el ancho de los elementos del crióstato modular

Elemento	Variable	Longitud
Caja externa	l_{ce}	0.010 m
Escudo electromagnético	l_{em}	0.003 m
Cámara de vacío	l_{vm}	0.012 m
Caja interna	l_{ci}	0.009 m
Placa de enfriamiento	l_{cp}	0.006 m
Tubo de enfriamiento	l_{ct}	0.008 m

Tabla 2.8: Anchos propuestos del crióstato modular

2.4. Parámetros eléctricos de la MSSAT

El objetivo de haber calculado las dimensiones geométricas de la MSSAT recae en la obtención de sus parámetros eléctricos principales, es decir, de las resistencias e inductancias de los devanados existentes en la máquina. Con estos valores es posible simular el comportamiento de la máquina diseñada. En las líneas siguientes se muestran las ecuaciones para obtener dichos parámetros.

La inductancia describe la habilidad que tiene un devanado para producir un enlace de flujo magnético cuando se hace circular una corriente eléctrica por él. La inductancia de magnetización representa la relación entre el enlace de flujo magnético que se comparte entre los devanados de la máquina y la corriente equivalente que circula por ellos. Dicha inductancia puede ser obtenida como,

$$L_m = \frac{12\tau_p l_s}{p\pi^2 g_{\text{eff}}} (k_w N_s)^2 \quad (2.13)$$

Para obtener las inductancias de magnetización en el eje directo y en el eje de cuadratura es necesario conocer el entrehierro equivalente para cada caso correspondiente.

El valor teórico del entehierro en el eje d se calcula como

$$g_{\text{de}} = \frac{4}{\pi} g_{\text{eff}} \quad (2.14)$$

El entehierro en el eje de cuadratura g_{qe} es usualmente calculado con métodos numéricos, no obstante, su valor varía típicamente entre $(1.5-2.4) \times g_{\text{de}}$. En una máquina de polos salientes, el g_{qe} tiene un valor típico del orden de $2.4 \times g_{\text{de}}$.

Las inductancias de magnetización en el eje d y en el eje q , usando el valor del entehierro correspondiente, son

$$L_{\text{md}} = \frac{\pi}{4} L_m \quad (2.15)$$
$$L_{\text{mq}} = \frac{\pi}{2.4(4)} L_m$$

La inductancia de dispersión se refiere a aquella inductancia que no alcanza a enlazarse con otros devanados. La inductancia de dispersión total de los devanados del estator L_{ls} es la suma de los siguientes elementos:

2. PRE-DISEÑO DE LA MÁQUINA SAT

- Inductancia de dispersión del entrehierro L_{lsg}
- Inductancia de dispersión de las ranuras L_{lsr}
- Inductancia de dispersión de los dientes L_{lst}
- Inductancia de dispersión al final de los devanados L_{lsew}

En la tabla 2.9 se muestran los valores obtenidos de las inductancias de dispersion mencionadas

Tabla 2.9: Inductancias de dispersión en el estator.

Variable	Valor
L_{lsg}	0.0057 H
L_{lsr}	0.0010 H
L_{lst}	0.0008 H
L_{lsew}	0.0015 H

La inductancia de dispersión del devanado de campo se define como

$$L_{lfd} = \mu_0 l_r (pN_{fd})^2 k_{pb} \quad (2.16)$$

k_{pb} es el factor de dispersión entre las cabezas polares y se obtiene como

$$k_{pb} = \left(1 - \frac{3}{4} \frac{\tau_{pr}}{\tau_p}\right) \left(\frac{5 \frac{g_{eff}}{b_1}}{5 + 4 \frac{g_{eff}}{b_1}}\right) \quad (2.17)$$

Donde τ_{pr} es el paso polar de los polos del rotor, que en este caso es igual a $\tau_{pr} = 0.7\tau_p$.

Para calcular la resistencia por fase del estator se calcula la longitud media de una espira como

$$l_{me} = 2l_s + 2.8W_r \quad (2.18)$$

De esta forma la resistencia por fase del estator será igual a

$$R_s = \rho_{eCu} \frac{l_{me} N_s}{A_{Cu}} \quad (2.19)$$

Los parámetros eléctricos necesarios para simular la MS SAT se muestran en la tabla 2.10

Tabla 2.10: Parámetros eléctricos principales de la MS SAT.

Variable	Valor
R_s	0.0561 Ω
L_{md}	0.0741 H
L_{mq}	0.0306 H
L_{ls}	0.0091 H
L_{lfd}	0.1660 H

Con los parámetros obtenidos hasta ahora es posible determinar el peso de la máquina diseñada. Los pesos aproximados de cobre W_{Cu} y hierro W_{Fe} se obtienen multiplicando el volumen del elemento seleccionado por la densidad respectiva del material. Los pesos aproximados se muestran en la tabla 2.11.

Tabla 2.11: Peso del cobre y el hierro en la MSSAT

$W_{Cu_s} = 1.90$ ton	$W_{Fe_s} = 20.60$ ton	$W_{Fe_r} = 36.45$ ton
$W_{Cu+Fe} = 58.95$ ton		

Si se asume que el peso de los aislamientos equivale a 1% de W_{Cu+Fe} y el peso de los crióstatos modulares de todos los polos equivale al 10% de W_{Cu+Fe} , el peso total de la MSSAT será el siguiente

$$W_{total} = (1.01)(1.1)W_{Cu+Fe} = 65.5 \text{ ton} \quad (2.20)$$

Las pérdidas eléctricas en una MSSAT bajo condiciones de estado estable se deben únicamente a los devanados del estator ya que la resistencia del devanado de campo SAT es nula. Debido a que la frecuencia de la máquina es muy baja, se pueden despreciar las pérdidas en los devanados del estator por el efecto piel, tomándose únicamente las pérdidas en CD bajo cierta condición dada.

Modelo termoeléctrico del crióstato modular

En una MSSAT, debido a la sensibilidad de los superconductores a los cambios de temperatura, el conocimiento del comportamiento de la temperatura bajo diferentes escenarios puede prevenir sobrecalentamientos que puedan llevar al estado resistivo al material superconductor, así como para mejorar el desempeño del sistema criogénico ante la operación anormal del sistema al que esté conectado. Este capítulo trata sobre el modelado del comportamiento eléctrico y térmico del devanado de campo SAT del generador propuesto usando una analogía termo-eléctrica.

3.1. Introducción

El principal objetivo de este capítulo es representar un modelo termo-eléctrico simple que pueda ser simulado con el fin de predecir el desempeño eléctrico y térmico en el devanado de campo de una MSSAT. Para el análisis eléctrico, las capas que constituyen a las cintas SAT de 2G se modelan como resistencias no lineales que dependen de la temperatura, donde, la resistencia de la capa SAT aparte de depender de la temperatura, también depende de la corriente que circula por él.

Como se mencionó en el capítulo 2, la topología de rotor elegida para la presente tesis es la de núcleo cálido con un crióstato modular por cada cabeza polar, el cual se encarga de mantener al devanado de cintas SAT de 2G a la temperatura deseada. Para realizar el análisis térmico de este dispositivo recurriremos al método de parámetros concentrados, por lo que se dividirán de forma geométrica los elementos que componen al crióstato modular, cada elemento se representa como un objeto que tiene la capacidad de almacenar calor en su interior así como de transmitirlo a través de sus vecindades. Para modelar este sistema se desprecia la transferencia de calor por radiación y se asume que gracias a la cámara de vacío junto con el aislamiento multicapa que forman

parte del criostato modular, no existirá transferencia de calor con el exterior, por lo que los únicos objetos a modelar en este proyecto serán el conjunto de cintas formado por las N_{fd} vueltas del devanado, la placa de enfriamiento hecha de acero inoxidable y el tubo de enfriamiento por el cual circula el nitrógeno líquido. La transferencia de calor en el criostato modular a modelar es una combinación entre la conducción entre sólidos y la convección entre las superficies que se encuentran en contacto con el fluido de enfriamiento.

3.2. Modelo eléctrico del devanado de campo SAT

El modelo eléctrico planteado está basado en la estructura constitutiva de una cinta de (Re)BCO de 2G, la cual está formada por varias capas de distintos materiales (ver capítulo 2, fig. 2.2).

Bajo una operación nominal con el devanado de campo sujeto a una temperatura de referencia T_{ref} menor que T_c , la única capa que conduce corriente eléctrica es la capa SAT, debido a que se encuentra operando con una resistencia despreciable, lo que ocasiona que la totalidad de la corriente de entrada circule sólo por ella y no por las demás capas; en tanto las condiciones nominales no cambien, el comportamiento será el mismo, sin embargo, en caso de que exista algún disturbio que modifique la corriente total y la temperatura local del SAT a un valor mayor, ocasionará que la resistencia del SAT aumente, y por ende, comenzará a fluir corriente a través de las capas metálicas, por lo que la repartición de corriente entre capas comenzará a cambiar.

El comportamiento eléctrico de la cinta puede ser representado como se muestra en la figura 3.1 a), es decir, como una serie de resistencias no lineales conectadas en paralelo que dependen de la temperatura local en cada capa correspondiente. La resistencia eléctrica de las capas metálicas de Cu, Ag y Hastelloy[®] son calculadas como,

$$R_l = \rho_{e_1}(T_l) \frac{l_1}{A_1} \quad (3.1)$$

Donde ρ_{e_1} , T_l , l_1 , y A_1 son la resistividad eléctrica, la temperatura local, la longitud de la cinta y el área de la sección transversal a la dirección del flujo de calor de la capa l respectivamente.

La resistencia equivalente entre las n_l capas metálicas mostradas en la figura 3.1 a) suele llamarse la resistencia de la matriz R_m y se obtiene como,

$$R_m = \left(\frac{1}{R_{Cu\ a}} + \frac{1}{R_{Ag}} + \frac{1}{R_{Hastelloy}} + \frac{1}{R_{Cu\ b}} \right)^{-1} = \left(\sum_{i=1}^{n_l} \frac{1}{R_i} \right)^{-1} \quad (3.2)$$

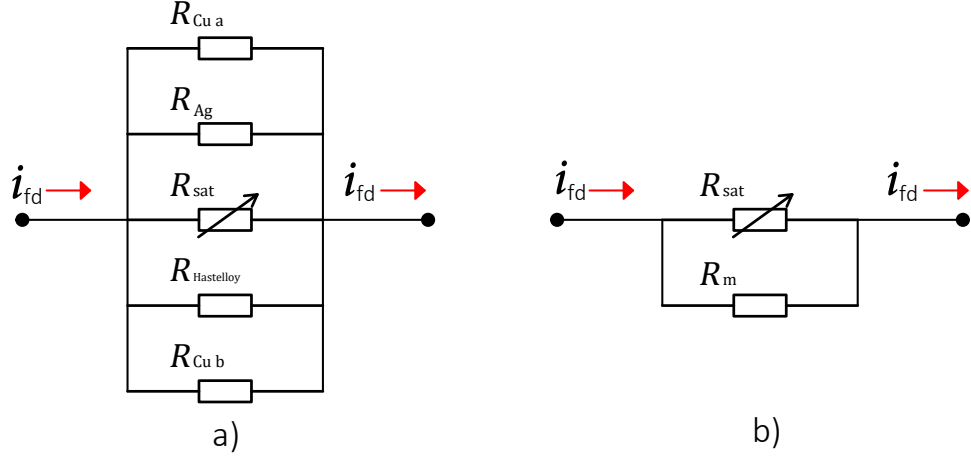


Figura 3.1: Modelo eléctrico de la cinta SAT 2G.

La resistencia eléctrica del superconductor se obtiene dividiendo la ley de potencia que define la curva característica $V - I$ del material superconductor, mencionada anteriormente en la ecuación (1.1), entre la corriente i_{sat} que circula por la capa SAT como sigue,

$$R_{sat} = \frac{V_c}{I_c^n} i_{sat}^{n-1} \quad (3.3)$$

El circuito equivalente que representa a la cinta SAT 2G quedará entonces representado como dos resistencias en paralelo, una representa el equivalente de las capas metálicas y la otra representa la capa del SAT como se muestra en la figura 3.1 b). La resistencia equivalente total de la cinta puede expresarse mediante las ecuaciones (3.2) y (3.3) como,

$$R_t = \frac{R_{sat} R_m}{R_{sat} + R_m} \quad (3.4)$$

Usando las ecuaciones (3.1) y (3.2), suponiendo un metro de longitud de cinta a 77 K, la resistencia de la matriz tendrá un valor de $R_m = 8.8\ m\Omega$. Con base en las ecuaciones (3.3), (3.4) y los datos de la tabla 2.6 podemos observar en la figura B.4 el comportamiento de la resistencia total de la cinta en función de la corriente que circula por la capa superconductor para diferentes valores de la corriente crítica. El valor de la resistencia total se satura en el valor de R_m debido a que $R_{sat} \gg R_m$.

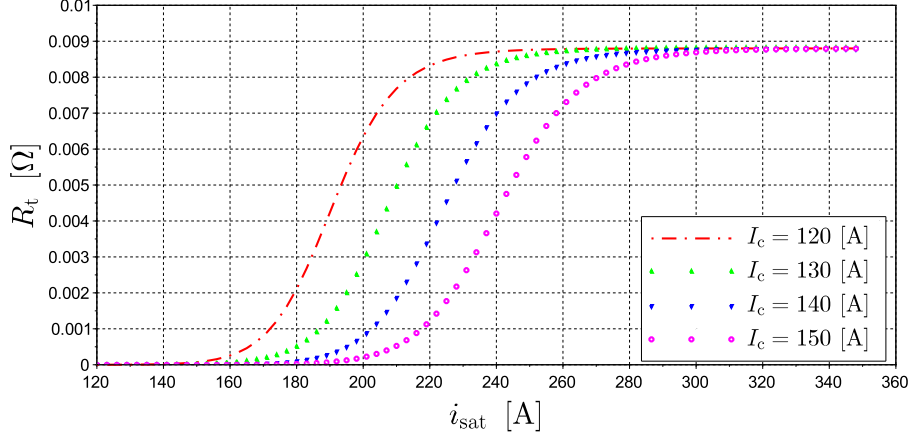


Figura 3.2: Resistencia total para una cinta de un metro de longitud a 77 K

Con el objeto de modelar el comportamiento eléctrico del devanado de campo SAT con cierto nivel limitado de detalle, vamos a simplificar el problema asumiendo los siguientes puntos:

- No se consideran las inductancias mutuas entre las vueltas de cada bobina y las bobinas del rotor.
- La densidad de corriente eléctrica se distribuye de forma uniforme en la capa del superconductor.
- El campo eléctrico es uniforme en la sección transversal de la cinta.
- La densidad de corriente crítica del SAT decrece linealmente en función de la temperatura.

La función lineal que describe el comportamiento de la corriente en la capa SAT con respecto a su temperatura local se representa como,

$$I_c(T) = I_c(T_{\text{ref}}) \left(\frac{T_c - T_{\text{sat}}}{T_c - T_{\text{ref}}} \right) \quad (3.5)$$

Donde T_c es la temperatura crítica del SAT y $I_c(T_{\text{ref}})$ la corriente crítica a la temperatura de referencia.

También el valor de n de la ecuación (3.3) se encuentra en función de la temperatura como,

$$n(T_{\text{sat}}) = n_0 \left(\frac{T_{\text{ref}}}{T_{\text{sat}}} \right) \quad (3.6)$$

En la presente tesis se propone discretizar a las resistencias eléctricas de cada capa de la cinta SAT en N_{fd} elementos, de manera que el modelo eléctrico pueda estar coordinado con el modelo termo-eléctrico (que se desarrollará en la siguiente sección) como se muestra en la figura 3.3. El número de elementos N_{fd} representa el número de vueltas por polo del devanado de campo.

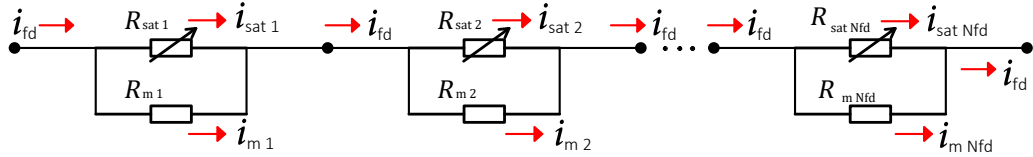


Figura 3.3: Resistencias discretizadas por cada vuelta del devanado de campo SAT

Como el voltaje entre cada vuelta del devanado SAT es el mismo tanto para la resistencia del SAT como para la resistencia de la matriz correspondiente, podemos formular un método para obtener la repartición de corrientes entre la matriz y la capa SAT. Aplicando la ley de voltajes de Kirchoff a la vuelta i del devanado de campo SAT tendremos que,

$$V_i = R_{sat_i} i_{sat_i} = R_{m_i} i_{m_i} \quad (3.7)$$

Mientras que con la ley de corrientes de Kirchoff tenemos lo siguiente,

$$i_{fd} = i_{sat_i} + i_{m_i} \quad (3.8)$$

Despejando a i_{m_i} de la ecuación (3.8) y sustituyendo su valor en la ecuación (3.7), reordenando términos tendremos la ecuación siguiente,

$$R_{sat_i} i_{sat_i} - R_{m_i} (i_{fd} - i_{sat_i}) = 0 \quad (3.9)$$

Para determinar la repartición de corriente entre la matriz y el SAT para la vuelta i se sustituye la ecuación (3.3) en la ecuación (3.9) para formar un polinomio. Si dicho polinomio es normalizado se tiene lo siguiente,

$$i_{sat_i}^{n_i} + \frac{I_{c_i}^{n_i}}{V_{c_i}} R_{m_i} i_{sat_i} - \frac{I_{c_i}^{n_i}}{V_{c_i}} R_{m_i} i_{fd} = 0 \quad (3.10)$$

Como variable conocida tenemos a la corriente de entrada, es decir, i_{fd} , mientras que la variable que deseamos obtener es la corriente del SAT. Si se resuelve el polinomio de la ecuación (3.10) para cada vuelta del devanado de campo, la única raíz real positiva será el valor de la repartición de corriente en el SAT. Teniendo la corriente del SAT, por medio de la ecuación (3.8), es posible obtener la repartición de corriente de la matriz. Existen otros métodos para la obtención de raíces como el método de Newton-Raphson, el método de la secante, el método de bisección, entre otros.

Por medio de un divisor de corriente por cada vuelta, es fácil obtener la potencia disipada en forma de calor por el efecto Joule en cada capa l por cada vuelta i como,

$$P_{l_i} = R_{l_i} i_{l_i}^2 \quad (3.11)$$

Con la obtención del calor disipado en cada capa es posible establecer la conexión entre el modelo eléctrico y el modelo termoeléctrico.

3.3. Justificación de la analogía termo-eléctrica

En el análisis de la transferencia de calor para fenómenos transitorios, el flujo de calor entre un sistema y otro es producido por la variación de la temperatura tanto en el tiempo como en el espacio. Un sistema con una transferencia de calor donde la temperatura del medio cambia únicamente con el tiempo y no con la posición se conoce como sistema de parámetros concentrados.

La analogía termoeléctrica se encuentra fundamentada en la ley del balance de energía (primera ley de la termodinámica) la cual plantea que el cambio neto en la energía interna de un sistema es igual a la diferencia entre la energía total que entra y la energía total que sale aunado a la energía generada por el sistema, es decir,

$$\Delta U = E_{in} - E_{out} + E_{gen} \quad (3.12)$$

El balance de energía en un sistema cerrado consta de una masa m fija, por lo que no existe variación de ella a través del proceso termodinámico. Una sustancia cuya densidad ρ no cambia con la temperatura o la presión se conoce como sustancia incompresible. El calor específico c_p^{th} [J/kg-K] en una sustancia incompresible con un volumen definido V_{ol} sólo depende de la temperatura, por lo que el cambio en su energía interna puede expresarse como,

$$\Delta U = mc_p^{th} \Delta T = \rho V_{ol} c_p^{th} \Delta T \quad (3.13)$$

La energía interna no cambia a menos que cambie el estado del sistema, por lo tanto, el cambio en la energía interna de un sistema puede ser representado como la derivada con respecto del tiempo. Si sustituimos la ecuación (3.13) en la ecuación (3.12) y derivamos la expresión equivalente considerando que no existe variación en la masa del sistema, tendremos que,

$$\rho V_{ol} c_p^{th} \frac{dT}{dt} = \dot{E}_{in} - \dot{E}_{out} + \dot{E}_{gen} = Q_{in} - Q_{out} + P_1 \quad (3.14)$$

Donde, para el caso del presente proyecto, Q_{in} , Q_{out} y P_1 son la transferencia de calor que entra al sistema, la transferencia de calor que sale del sistema y la potencia generada en el sistema.

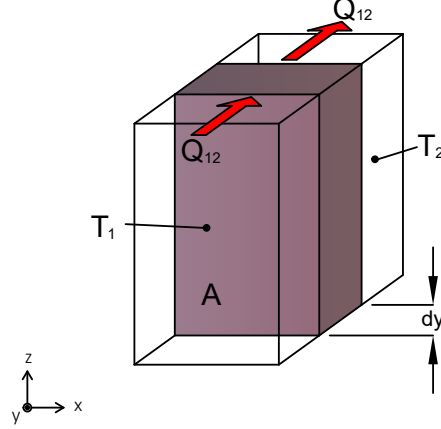


Figura 3.4: Lamina de espesor infinitesimal para la derivación de la ecuación de conducción de calor

Con base en la ley unidimensional de transferencia de calor de Fourier, asumiendo una lámina de espesor infinitesimal dy como la que se muestra en la figura 3.4. Si se considera un medio isotrópico con una conductividad térmica k [W/m-K] y asumimos que el flujo de calor Q_{12} [W] que entra en la lamina en la dirección y es uniforme a través de la superficie ortogonal a la dirección del flujo de calor A [m²], tendremos que,

$$Q_{12} = -kA \frac{\partial T}{\partial y} \quad (3.15)$$

Si despejamos al gradiente de temperatura de la ecuación (3.15) e integramos en un intervalo dado como,

$$\int_{T_1}^{T_2} dT = T_2 - T_1 = -\frac{Q_{12}}{kA} \int_0^y dy = -\frac{y}{kA} Q_{12} \quad (3.16)$$

De forma análoga a la resistencia eléctrica, definida como la relación entre la diferencia de potencial y la corriente, se puede definir a la resistencia térmica R^{th} como la relación entre la diferencia de temperaturas y el flujo de calor como sigue,

$$R^{\text{th}} = \frac{1}{k} \frac{y}{A} \quad (3.17)$$

Para que esta definición tenga validez, la resistencia térmica tiene que cumplir dos condiciones, la primera es que debe ser calculada entre superficies isotérmicas y la segunda es que el flujo de calor que entra en la primera superficie debe ser igual al flujo de calor que sale de la segunda superficie.

3. MODELO TERMOELÉCTRICO DEL CRIÓSTATO MODULAR

En la realidad las superficies no son isotérmicas, por lo que, no todo el flujo de calor que entra en una es el mismo que sale de la superficie contigua, la razón está en que cierta parte del flujo se dispersa por convección y por radiación, sin embargo, es usual que el concepto de resistencia térmica se use sin tanto rigor, siendo bastante útil en tanto se tomen dichas las consideraciones pertinentes.

Es posible distinguir entre dos tipos de resistencias térmicas dependiendo del tipo de transferencia de calor entre superficies, uno tiene que ver con la conducción de calor dentro de un sólido (ecuación (3.17)), mientras que el otro tipo tiene que ver con la transferencia de calor a través de una superficie que separa a un sólido de un fluido.

Si el intercambio de temperatura debido al fenómeno de convección en la frontera existe, la razón de cambio de la transferencia de calor está relacionada con la diferencia de temperatura general entre el sólido en cuestión y el fluido por medio de un área de convección A_{conv} , así como por un coeficiente de convección h_{conv} [W/m²-K]. La resistencia térmica por convección $R_{\text{conv}}^{\text{th}}$ se define como,

$$R_{\text{conv}}^{\text{th}} = \frac{1}{h_{\text{conv}} A_{\text{conv}}} \quad (3.18)$$

El coeficiente h_{conv} puede ser calculado analíticamente, sin embargo, para situaciones complejas, suele ser determinado experimentalmente, como es el caso del baño en nitrógeno líquido.

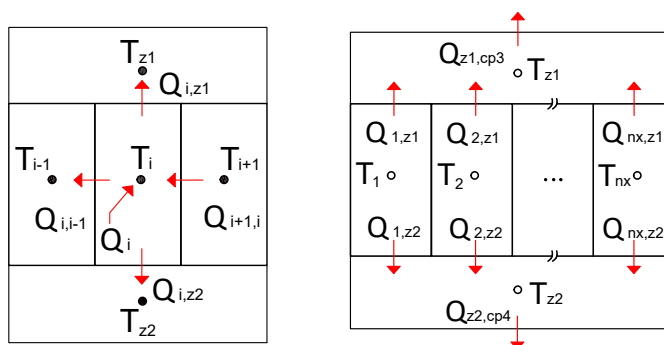
Usando la ecuación (3.13), la representación de la energía térmica almacenada en un objeto con masa fija se define como la capacitancia térmica C y puede ser escrita como,

$$C = \rho V_{\text{ol}} c_p^{\text{th}} \quad (3.19)$$

Para determinar la distribución de temperatura interna en un sistema, las ecuaciones de transferencia de calor pueden ser representadas por medio de un circuito térmico equivalente, este método se deriva de un análisis en diferencias finitas explícito, donde los nuevos valores de temperatura en el punto medio de cada elemento del sistema a través del tiempo es actualizado con base a los valores de temperatura anteriores. El Método consiste en una aproximación de derivadas parciales por medio de expresiones algebraicas escritas en términos de los valores de la variable dependiente en los puntos seleccionados. De esta forma, con base en la figura tal se puede hacer la analogía termoeléctrica en función de un conjunto de resistencias térmicas, de capacitancias térmicas y de potencias disipadas por cada elemento del sistema.

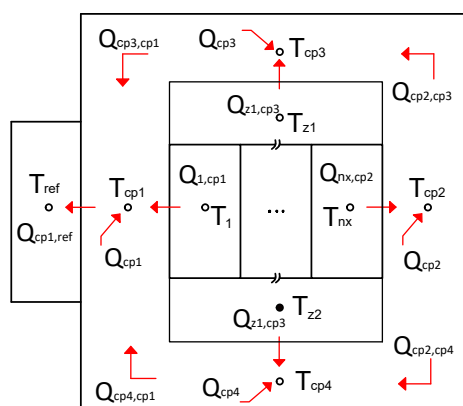
3.4. Modelo térmico

Una vez definida la analogía termo-eléctrica se establece un modelo termo-eléctrico bidimensional de parámetros concentrados que define el comportamiento térmico del devanado de campo SAT en el eje x y en el eje z con respecto a la figura 2.1 del capítulo 2. El crióstato modular propuesto cuenta con una cámara de vacío y un aislamiento multicapa que nos permite suponer que el sistema dentro de la caja interior es un sistema adiabático que no interactúa con el exterior, por lo que despreciaremos los efectos de la transferencia de calor por radiación. Para desarrollar el modelo termo-eléctrico de forma simplificada se propone dividirlo en tres submodelos como se muestra en la figura 3.5. El submodelo 1 trata del conjunto de capas por vuelta del devanado SAT, el submodelo 2 trata del aislamiento superior e inferior que recubre cada vuelta del devanado SAT, por último, el submodelo 3 representa las condiciones de frontera.



(a) Submodelo 1

(b) Submodelo 2



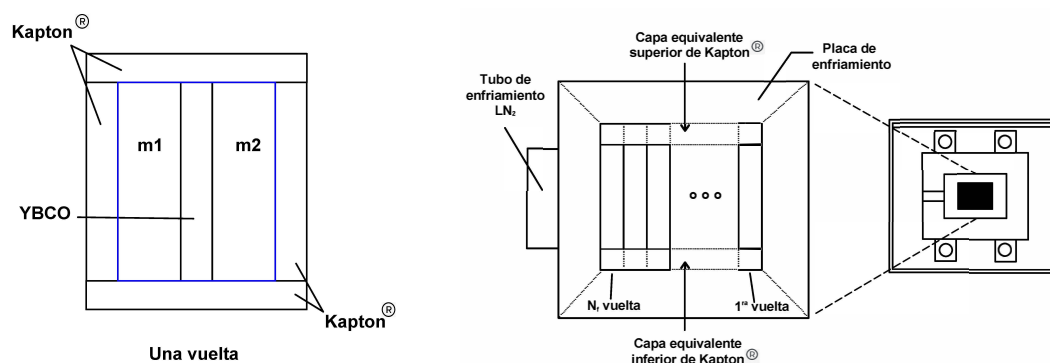
(c) Submodelo 3

Figura 3.5: Transferencia de calor en el devanado de campo SAT

3. MODELO TERMOELÉCTRICO DEL CRIÓSTATO MODULAR

Para reducir la complejidad de los submodelos mencionados, y con ello el tiempo de cómputo de las simulaciones pertinentes, asumiremos los siguientes puntos:

- Se desprecia el gradiente de temperatura entre las capas adyacentes de cobre y plata, así como entre las capas adyacentes de cobre y Hastelloy[®]. de la cinta SAT 2G. La capa equivalente entre la combinación de las capas adyacentes de cobre y plata será representada como la capa m_1 mientras que la capa equivalente entre las capas adyacentes de cobre y Hastelloy[®]., será representada como la capa m_2 , como se muestra en la figura 3.6(a).
- El conjunto de capas superiores e inferiores de Kapton[®]. de las N_{fd} vueltas del devanado SAT son representadas como dos únicos objetos como se muestra en la figura 3.6(b).
- La placa de enfriamiento se divide en cuatro partes como se muestra en la figura 3.6(b).



(a) *Equivalente de una vuelta del devanado SAT*

(b) *Representación esquemática de la envolvente del devanado SAT*

Figura 3.6: Consideraciones para simplificar el modelo térmico

3.4.1. Resistencias y capacitancias térmicas del crióstato modular

Toda la generación de calor en cada elemento se concentra en un sólo punto que simboliza la temperatura media en él, dicho punto se representa como un nodo en el modelo termoeléctrico. En las subsecciones siguientes se desarrollan las ecuaciones de cada submodelo planteado usando el esquema explícito en diferencias finitas por medio de circuitos termoeléctricos equivalentes. Por esta razón, se definen las resistencias y capacitancias térmicas asociadas a los elementos del crióstato modular a modelar.

En las ecuaciones (3.17) y (3.19), la resistencia y la capacitancia térmica de un material están definidas por su conductividad térmica y capacidad calorífica respectivamente, así como por sus dimensiones geométricas. Las conductividades térmicas y capacidades caloríficas de los diferentes materiales que conforman al crióstato modular se encuentran en función de la temperatura. En el apéndice B se muestra el comportamiento de dichas variables en función de la temperatura. Usando los valores calculados de las dimensiones geométricas del crióstato modular del capítulo 2, se pueden obtener las resistencias y capacitancias térmicas de cada elemento.

Las resistencias térmicas por conducción de cada elemento i que conforman al crióstato modular en el eje x y en el eje z (véase figura 2.1), se representan como,

$$R_i^{\text{thx}} = \frac{1}{k_i^{\text{th}}(T_i)} \frac{l_i}{A_{\perp x_i}} \quad (3.20)$$

$$R_i^{\text{thz}} = \frac{1}{k_i^{\text{th}}(T_i)} \frac{h_i}{A_{\perp z_i}} \quad (3.21)$$

Donde $A_{\perp x_i}$, l_i , $A_{\perp z_i}$ y h_i son el área ortogonal a la dirección x , el espesor de cada capa de la cinta, el área ortogonal a la dirección z y la altura de cada elemento del crióstato modular respectivamente.

La resistencia térmica por convección entre el tubo de enfriamiento y la placa de enfriamiento se define como,

$$R_{\text{conv}}^{\text{th}} = \frac{1}{h_{\text{conv}}(\Delta T)} \frac{1}{A_{\text{conv}}} \quad (3.22)$$

Donde A_{conv} , h_{conv} y ΔT son el área de contacto entre el fluido de enfriamiento y la placa de enfriamiento, el coeficiente de convección del nitrógeno líquido (ver apéndice B) y la diferencia de temperatura entre el fluido de enfriamiento y la placa de enfriamiento.

Las capacitancias térmicas de cada elemento i que conforman al crióstato modular se representan como,

$$C_i = c_{p_i}^{\text{th}}(T_i) \rho_i V_{\text{ol}_i} \quad (3.23)$$

Donde ρ_i y V_{ol_i} son la densidad y el volumen de cada elemento del crióstato modular.

Con los elementos descritos hasta ahora es posible plantear los circuitos equivalentes que representan al crióstato modular.

3.4.2. Submodelo 1: Devanado SAT

Se representará con un superíndice j a los valores anteriores de temperatura; de igual forma, usaremos el mismo superíndice en las variables que dependen de los valores anteriores de temperatura. Por otro lado, el superíndice $j + 1$ representará a los valores actualizados de la temperatura. En la figura 3.5(a) se muestra la representación de la transferencia de calor por conducción entre capas adyacentes por cada vuelta de la cinta SAT 2G, donde las variables $Q_{i,i+1}$, $Q_{i,i-1}$, $Q_{i,z1}$ y $Q_{i,z2}$ simbolizan la transferencia de calor entre la capa i y las capas adyacentes $i - 1$, $i + 1$, $z1$ y $z2$ respectivamente. La variable Q_i representa el calor almacenado por la misma capa i . El circuito equivalente que representa al submodelo 1 se muestra en la figura 3.7.

La expresión que describe el balance de energía entre las capas adyacentes, con respecto a la capa i , es la siguiente,

$$Q_i + Q_{i,i+1} = Q_{i,i-1} + Q_{i,z1} + Q_{i,z2} \quad (3.24)$$

Los flujos de calor de la ecuación anterior, representados mediante su respectiva conductancia térmica G^j equivalente, se definen como,

$$\begin{aligned} Q_i &= -P_i + \frac{C_i^j}{\Delta t} (T_i^{j+1} - T_i^j) \\ Q_{i+1,i} &= G_{i+1,i}^j (T_{i+1}^{j+1} - T_i^{j+1}) \\ Q_{i,i-1} &= G_{i,i-1}^j (T_i^{j+1} - T_{i-1}^{j+1}) \\ Q_{i,z1} &= G_{i,z1}^j (T_i^{j+1} - T_{z1}^{j+1}) \\ Q_{i,z2} &= G_{i,z2}^j (T_i^{j+1} - T_{z2}^{j+1}) \end{aligned} \quad (3.25)$$

Donde:

$$\begin{aligned} G_{i+1,i}^j &= \left(\frac{R_{i+1}^{\text{thx}}(T_{i+1}^j)}{2} + \frac{R_i^{\text{thx}}(T_i^j)}{2} \right)^{-1} & G_{i,i-1}^j &= \left(\frac{R_i^{\text{thx}}(T_i^j)}{2} + \frac{R_{i-1}^{\text{thx}}(T_{i-1}^j)}{2} \right)^{-1} \\ G_{i,z1}^j &= \left(\frac{R_i^{\text{thz}}(T_i^j)}{2} + \frac{R_{\text{ins } i}^{\text{thz}}(T_{z1}^j)}{2} \right)^{-1} & G_{i,z2}^j &= \left(\frac{R_i^{\text{thz}}(T_i^j)}{2} + \frac{R_{\text{ins } i}^{\text{thz}}(T_{z2}^j)}{2} \right)^{-1} \end{aligned}$$

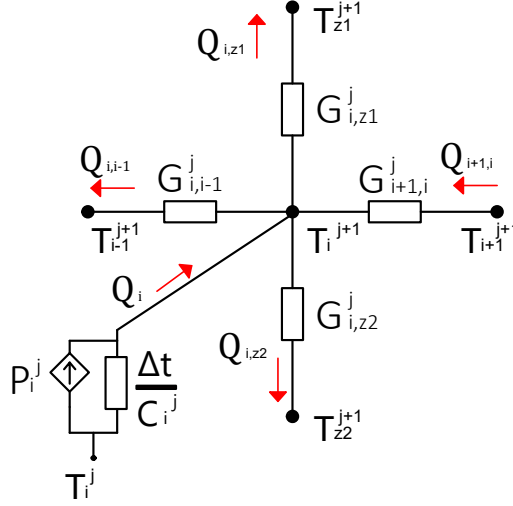


Figura 3.7: Circuito termoelectrico que representa a la capa i con sus respectivas capas adyacentes

3.4.3. Submodelo 2: Aislamientos equivalentes superior e inferior

En la figura 3.5(a) se muestra la representación de la transferencia de calor por conducción de las capas superiores e inferiores de aislamiento de todo el conjunto de vueltas del devanado SAT. Para simplificar el problema de la transferencia de calor en el aislamiento equivalente sin agregar un nodo extra que relacione la temperatura media en el aislamiento y las temperaturas medias de las capas de todo el conjunto de vueltas del devanado SAT, se propone dividir a la mitad cada aislamiento equivalente mediante un corte longitudinal. La parte inferior de dicha división será dividida a su vez en el mismo número de capas que el conjunto del devanado SAT mediante un corte radial. De esta forma, el circuito equivalente que representa cada aislamiento equivalente será el que se muestra en la figura 3.8. Las variables $Q_{1,z1}$, $Q_{2,z1}$, hasta $Q_{nx,z1}$ representan la transferencia de calor que va desde la primera capa de la primera vuelta, hasta la última capa de la última vuelta del devanado SAT hacia el aislamiento. La variable Q_{z1} y $Q_{z1,cp3}$ representa el calor almacenado por la capa equivalente de aislamiento y la transferencia de calor por conducción entre el aislamiento y la placa de enfriamiento superior.

La expresión que describe el balance de energía entre el aislamiento y sus elementos adyacentes, es la siguiente

$$Q_{z1} + \sum_{i=1}^{nx} Q_{i,z1} = Q_{z1,cp3} \quad (3.26)$$

Donde nx es el número de capas totales en el devanado SAT, es decir, el número de capas de la cinta por el número de vueltas N_{fd} .

3. MODELO TERMOELÉCTRICO DEL CRIÓSTATO MODULAR

Los flujos de calor de la ecuación anterior se definen como,

$$Q_{z1} = \frac{C_{z1}^j}{\Delta t} (T_i^{j+1} - T_i^j)$$

$$\sum_{i=1}^{nx} Q_{i,z1} = \sum_{i=1}^{nx} G_{i,z1}^j (T_i^{j+1} - T_{z1}^{j+1}) \quad (3.27)$$

$$Q_{z1,cp3} = G_{z1,cp3}^j (T_{z1}^{j+1} - T_{cp3}^{j+1})$$

Donde:

$$G_{i,z1}^j = \left(\frac{R_i^{thz}(T_i^j)}{2} + \frac{R_i^{ins}(T_{z1}^j)}{2} \right)^{-1} \quad G_{z1,cp3}^j = \left(\frac{R_{z1}^{ins}(T_{z1}^j)}{2} + \frac{R_{cp3}^{thz}(T_{cp3}^j)}{2} \right)^{-1}$$

La ecuación (3.26) puede ser aplicada de la misma forma al nodo z2, es decir, al aislamiento equivalente inferior del devanado SAT.

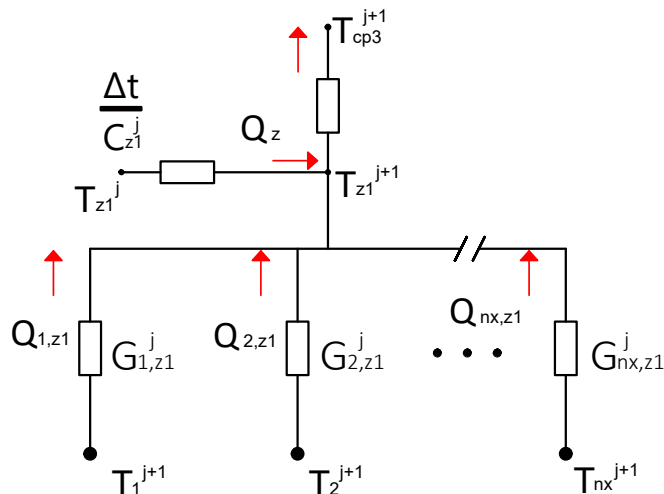


Figura 3.8: Circuito termoelectrico que representa al submodelo 2

3.4.4. Submodelo 3: Condiciones de frontera

Por último, en la figura 3.9 se muestra el circuito que representa las condiciones de frontera del modelo termoeléctrico del crióstato modular, es decir, el circuito que representa a la placa de enfriamiento y la condición de enfriamiento en el sistema. Las variables $Q_{1,cp1}$, $Q_{nx,cp2}$, $Q_{z1,cp3}$ y $Q_{z1,cp4}$ representan la transferencia de calor entre las condiciones de frontera de todo el conjunto de cintas y la placa de enfriamiento. La transferencia de calor entre elementos de la placa de enfriamiento llevan el subíndice cp , mientras que $Q_{cp1,ref}$ se refiere a la transferencia de calor entre la placa de enfriamiento y el tubo de enfriamiento que lleva una temperatura de referencia de 77 K.

Las expresiones que describen el balance de energía en el nodo conectado al tubo de enfriamiento es la siguiente,

$$Q_{cp1,ref} = Q_{cp1} + Q_{cp4,cp1} + Q_{cp3,cp1} + Q_{1,cp1} \quad (3.28)$$

Donde,

$$Q_{cp4,cp1} = Q_{cp4} + Q_{z2,cp4} + Q_{cp2,cp4} \quad Q_{cp3,cp1} = Q_{cp3} + Q_{z1,cp4} + Q_{cp2,cp3}$$

$$Q_{cp2,cp4} = Q_{cp2} + Q_{nx,cp2} - Q_{cp2,cp3} \quad Q_{cp2,cp3} = Q_{cp2} + Q_{nx,cp2} - Q_{cp2,cp4}$$

Los flujos de calor de la ecuación anterior se definen como,

$$Q_{cpi} = \frac{C_{cpi}^j}{\Delta t} (T_{cpi}^{j+1} - T_{cpi}^j)$$

$$Q_{cpi,cpk} = G_{cpi,cpk}^j (T_{cpi}^{j+1} - T_{cpk}^{j+1})$$

$$Q_{1,cp1} = G_{1,cp1}^j (T_1^{j+1} - T_{cp1}^{j+1}) \quad (3.29)$$

$$Q_{nx,cp2} = G_{nx,cp2}^j (T_{nx}^{j+1} - T_{cp2}^{j+1})$$

$$Q_{cp1,ref} = G_{cp1,ref}^j (T_{cp1}^{j+1} - T_{ref}^{j+1})$$

Para cualquier i diferente de k , $i = 1, 2, 3, 4$ y $k = 1, 2, 3, 4$

3. MODELO TERMOELÉCTRICO DEL CRIÓSTATO MODULAR

Donde:

$$G_{cp_i, cp_k}^j = \left(R_{cp_i}^{th}(T_{cp_i}^j) + R_{cp_k}^{th}(T_{cp_k}^j) \right)^{-1} \quad G_{1, cp1}^j = \left(\frac{R_1^{thx}(T_1^j)}{2} + \frac{R_{cp1}^{th}(T_{cp1}^j)}{2} \right)^{-1}$$

$$G_{nx, cp2}^j = \left(\frac{R_{nx}^{thx}(T_{nx}^j)}{2} + \frac{R_{cp2}^{th}(T_{cp2}^j)}{2} \right)^{-1} \quad G_{cp1, ref}^j = \left(\frac{R_{cp1}^{th}(T_{cp1}^j)}{2} + R_{conv}^{th}(T_{ref}^j) \right)^{-1}$$

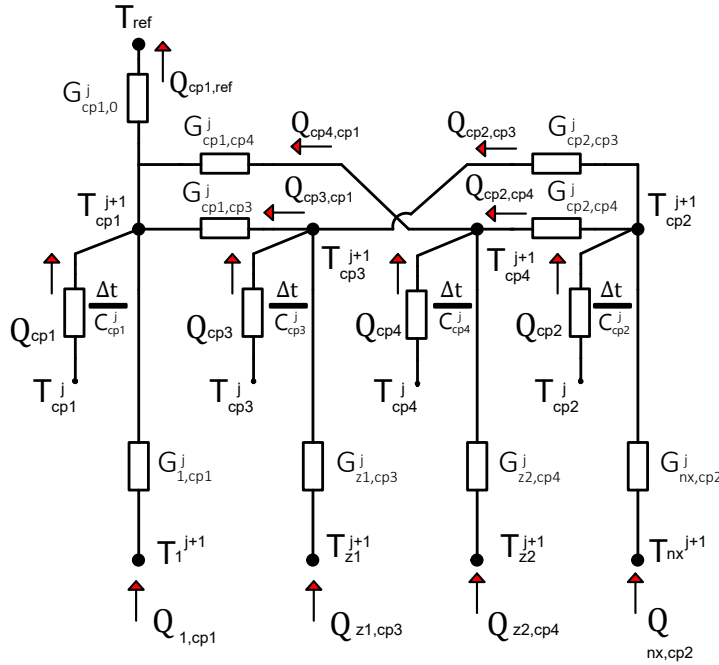


Figura 3.9: Circuito termoeléctrico que representa al submodelo 3

3.4.5. Modelo matemático completo del crióstatto modular

Con los tres submodelos desarrollados es posible establecer el modelo matemático completo del crióstatto modular. Las variables de interés son las temperaturas en cada elemento del crióstatto modular. Expresando de forma matricial a las ecuaciones (3.24), (3.26) y (3.28) en función de sus conductancias térmicas y temperaturas respectivas, si reagrupamos a las temperaturas previas de un lado y a las temperaturas actualizadas del otro lado de la ecuación tendremos la siguiente expresión,

$$\left(\frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}^j + \mathbf{G}^j \right) \mathbf{T}^{j+1} = \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}^j \mathbf{T}^j + \mathbf{T}_{ref} \cdot \mathbf{G}_0^j + \mathbf{P}^j \quad (3.30)$$

Donde: \mathbf{C}^j , \mathbf{G}^j , \mathbf{T}^{j+1} , \mathbf{T}^j , \mathbf{T}_{ref} , \mathbf{G}_0^j y \mathbf{P}^j son la matriz de capacitancias térmicas, la matriz de conductancias térmicas, el vector de temperaturas actualizado, el vector de temperaturas anterior, el vector de la temperatura de referencia, el vector de las conductancias térmicas en las condiciones de frontera y el vector de potencias disipadas por las capas metálicas del crióstato modular.

$$\mathbf{T}^{j+1} = [T_{\text{cp1}}^{j+1}, T_{\text{cp2}}^{j+1}, T_{\text{cp3}}^{j+1}, T_{\text{cp4}}^{j+1}, T_1^{j+1}, T_2^{j+1}, \dots, T_{\text{nx}}^{j+1}, T_{z1}^{j+1}, T_{z2}^{j+1}]^T$$

$$\mathbf{T}^j = [T_{\text{cp1}}^j, T_{\text{cp2}}^j, T_{\text{cp3}}^j, T_{\text{cp4}}^j, T_1^j, T_2^j, \dots, T_{\text{nx}}^j, T_{z1}^j, T_{z2}^j]^T$$

$$\mathbf{P}^j = [P_{\text{cp1}}^j, P_{\text{cp2}}^j, P_{\text{cp3}}^j, P_{\text{cp4}}^j, P_1^j, P_2^j, \dots, P_{\text{nx}}^j, P_{z1}^j, P_{z2}^j]^T$$

$$\mathbf{G}_0^j = [G_{\text{cp1,ref}}^j, 0, 0, \dots, 0, 0]_{\text{nt} \times 1}^T$$

$$\mathbf{T}_{\text{ref}} = [T_{\text{ref}}, 0, 0, \dots, 0, 0]_{\text{nt} \times 1}^T$$

$$\mathbf{G}^j = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{\text{cp}}^j & \vdots & \mathbf{G}_{\text{cp,cinta}}^j \\ \dots & \dots & \dots \\ (\mathbf{G}_{\text{cp,cinta}}^j)^T & \vdots & \mathbf{G}_{\text{cinta}}^j \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}_{\text{cp}}^j = \begin{bmatrix} G_{\text{cp11}}^j & 0 & G_{\text{cp1,cp3}}^j & G_{\text{cp1,cp4}}^j \\ 0 & G_{\text{cp22}}^j & G_{\text{cp2,cp3}}^j & G_{\text{cp2,cp4}}^j \\ G_{\text{cp3,cp1}}^j & G_{\text{cp3,cp2}}^j & G_{\text{cp33}}^j & 0 \\ G_{\text{cp4,cp1}}^j & G_{\text{cp4,cp2}}^j & 0 & G_{\text{cp44}}^j \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}_{\text{cp,cinta}}^j = \begin{bmatrix} G_{\text{cp1,1}}^j & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & G_{\text{cp2,nx}}^j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & G_{\text{cp3,z1}}^j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & G_{\text{cp4,z2}}^j \end{bmatrix}$$

3. MODELO TERMOELÉCTRICO DEL CRIÓSTATO MODULAR

$$\mathbf{G}_{\text{cinta}}^j = \begin{bmatrix} G_{11}^j & G_{1,2}^j & 0 & 0 & \cdots & 0 & G_{1,z1}^j & G_{1,z2}^j \\ G_{2,1}^j & G_{2,2}^j & G_{2,3}^j & 0 & \cdots & 0 & G_{2,z1}^j & G_{2,z2}^j \\ 0 & G_{3,2}^j & G_{3,3}^j & G_{3,4}^j & \ddots & 0 & G_{3,z1}^j & G_{3,z2}^j \\ 0 & 0 & G_{4,3}^j & G_{4,4}^j & \ddots & 0 & G_{4,z1}^j & G_{4,z2}^j \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & G_{nx,nx}^j & G_{nx,z1}^j & G_{nx,z2}^j \\ G_{z1,1}^j & G_{z1,2}^j & G_{z1,3}^j & G_{z1,4}^j & \cdots & G_{z1,nx}^j & G_{z1,z1}^j & 0 \\ G_{z2,1}^j & G_{z2,2}^j & G_{z2,3}^j & G_{z2,4}^j & \cdots & G_{z2,nx}^j & 0 & G_{z2,z2}^j \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}^j = \begin{bmatrix} C_{cp1}^j & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{cp2}^j & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{cp3}^j & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{cp4}^j & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_1^j & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_2^j & & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \ddots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & & C_{nx}^j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & C_{z1}^j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & C_{z2}^j \end{bmatrix}$$

Multiplicando la ecuación (3.30) por Δt y despejando a \mathbf{T}^{j+1} tendremos la siguiente expresión

$$\mathbf{T}^{j+1} = (\mathbf{C}^j - \Delta t \mathbf{G}^j)^{-1} \mathbf{C}^j \mathbf{T}^j + \Delta t (\mathbf{T}_{\text{ref}} \cdot \mathbf{G}_0^j + \mathbf{P}^j) \quad (3.31)$$

Resolviendo para cada paso de tiempo Δt se obtiene la temperatura actualizada en todos los nodos de los circuitos equivalentes de los tres submodelos planteados. Con los nuevos valores de \mathbf{T}^{j+1} es posible actualizar los valores de las resistencias eléctricas de las capas SAT y de las capas metálicas con el fin de incluirlas en el modelo de la máquina síncrona SAT como se muestra en el siguiente capítulo.

Modelo de la máquina síncrona SAT

4.1. Modelo de la máquina síncrona SAT en las componentes abc

Existen dos razones principales para plantear un modelo de la Máquina Síncrona con devanado de campo Superconductor (MSSAT), una está enfocado en el análisis cualitativo del desempeño electromagnético de la máquina, mientras que la otra centra su atención en la simulación y control de la misma y su interacción con el sistema eléctrico conectado. Usando el MEF, es posible tener una descripción precisa del comportamiento electromagnético de la máquina, sin embargo, el tiempo de cómputo en las simulaciones de este tipo lo hacen un método viable para la etapa de diseño y no para analizar su comportamiento cuando se conecta a una red eléctrica de potencia. Es por esta razón que el método de parámetros concentrados es una opción viable para el modelado de la MSSAT para estudios de sistemas de potencia. El modelo matemático que se desarrollará en este capítulo representa a una MSSAT.

Se asumen las siguientes características con el fin de reducir la complejidad del modelo matemático que representa al generador síncrono de polos salientes SAT:

- Las ecuaciones que representan el comportamiento de la máquina son lineales, es decir, no se considera la saturación.
- La fuerza magnetomotriz en el entrehierro se distribuye sinusoidalmente.
- Las corrientes del estator son balanceadas, es decir, el modelo se desarrolla en condiciones balanceadas.
- No se consideran las inductancias mutuas entre las capas SAT del devanado de campo.

4. MODELO DE LA MÁQUINA SÍNCRONA SAT

Los devanados trifásicos del estator están separados eléctricamente 120° entre si y se representan mediante sus respectivos ejes magnéticos creados por las corrientes i_a , i_b e i_c de su devanado correspondiente. El rotor está representado por medio de dos ejes, el eje directo o eje d , el cual representa la zona por donde circula la mayor parte del flujo magnético creado por la corriente CD del devanado de campo, o en otras palabras, la zona con mayor permeancia, y el eje de cuadratura o eje q , el cual representa el espacio interpolar entre polos adyacentes donde la permeancia toma su valor mínimo, ubicado a 90° adelante del eje d . Es usual incluir en los polos salientes del rotor barras de cobre o aluminio que simulen una jaula de ardilla con el objeto de amortiguar las variaciones de flujo magnético en el rotor debido a cambios en la velocidad angular mecánica de la máquina, por lo que estas barras de amortiguamiento se representan como dos devanados, uno en el eje d y otro en el eje q . Para el desarrollo matemático del modelo de la MSSAT se utilizan un par de polos, pudiendo ser extrapolados para n cantidad de pares de polos con la relación existente entre el ángulo eléctrico θ_e y el ángulo mecánico θ_r del rotor de la siguiente forma,

$$\theta_r = \frac{2}{p} \theta_e \quad (4.1)$$

En la figura 4.1 se muestra un diagrama esquemático de una máquina síncrona de dos polos salientes y la representación de los devanados que portan corriente eléctrica.

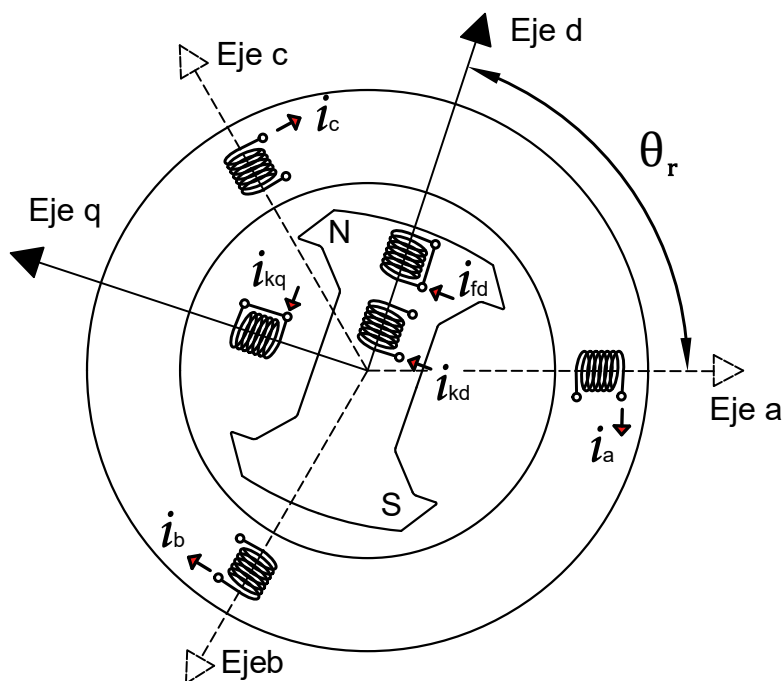


Figura 4.1: Representación esquemática de la máquina síncrona SAT [44].

La diferencia entre el modelo de una máquina síncrona convencional y una MSSAT recae directamente en la resistencia del devanado de campo. En la siguiente sección se desarrolla el modelo pertinente de la máquina SAT considerando la no linealidad de la resistencia del superconductor.

4.1.1. Ecuaciones de la máquina síncrona SAT en las componentes abc

Usando la ley de voltajes de Kirchhoff y la ecuación (2.2) las ecuaciones de voltaje que describen a los circuitos de la máquina de forma matricial son las siguientes,

$$\mathbf{v} = \frac{d}{dt}\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{R}\mathbf{i} \quad (4.2)$$

Donde:

$$\mathbf{v} = [v_a, v_b, v_c, v_{fd}, 0, 0]^T \quad \mathbf{i} = [-i_a, -i_b, -i_c, i_{fd}, i_{kd}, i_{kq}]^T$$

$$\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c, \lambda_{fd}, \lambda_{kd}, \lambda_{kq}]^T \quad \boldsymbol{\lambda} = \mathbf{L}\mathbf{i}$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{fd}(i_{sat}, T_{sat}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} & M_{afd} & M_{akd} & M_{akq} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} & M_{bfd} & M_{bkd} & M_{bkq} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} & M_{cfd} & M_{ckd} & M_{ckq} \\ M_{fda} & M_{kdb} & M_{kqc} & L_{ffd} & M_{fdkd} & 0 \\ M_{kda} & M_{kdb} & M_{kdc} & M_{fdkd} & L_{kkd} & 0 \\ M_{kqa} & M_{kqb} & M_{kqc} & 0 & 0 & L_{kkq} \end{bmatrix}$$

Siendo \mathbf{v} , \mathbf{i} , $\boldsymbol{\lambda}$, \mathbf{R} y \mathbf{L} los voltajes, las corrientes, los enlaces de flujo magnético, la matriz de resistencia y la matriz de inductancia respectivamente, de los devanados de la MSSAT.

4.1.2. Inductancias del estator y del rotor

Debido al movimiento del rotor y la saliencia de las cabezas polares, la inductancia que “ve” el estator no es constante debido a que el entrehierro está variando con el tiempo. Por esta razón y por la simetría entre polos, se genera un cambio en la permeancia del doble de la frecuencia. Los efectos de la variación del entrehierro pueden ser tomados en cuenta si usamos la teoría de los dos ejes de Blondel [45]. Dicha teoría se resume en los siguientes puntos:

- Descomponer la fuerza magnetomotriz generada por una fase F del estator en dos elementos, uno en el eje d y otro en el eje q .

$$\begin{aligned} F_{\text{mmF}d} &= N_F i_F \cos(\theta_r) \\ F_{\text{mmF}q} &= N_F i_F \cos(\theta_r + 90^\circ) \end{aligned} \quad (4.3)$$

- Determinar el flujo magnético en los ejes propuestos considerando sus permeancias \wp respectivas.

$$\begin{aligned} \phi_{\text{F}d} &= \wp_d F_{\text{mmF}d} \\ \phi_{\text{F}q} &= \wp_q F_{\text{mmF}q} \end{aligned} \quad (4.4)$$

- Combinar las componentes de flujo en el eje d y eje q y proyectarlas en la fase respectiva F para obtener el flujo magnético de dicha fase ϕ_{gFF} .

$$\begin{aligned} \phi_{\text{gFF}} &= \phi_{\text{F}d} \cos(\theta_r) - \phi_{\text{F}q} \sin(\theta_r) \\ &= N_F i_F \left(\frac{\wp_d + \wp_q}{2} + \frac{\wp_d - \wp_q}{2} \cos(2\theta_r) \right) \end{aligned} \quad (4.5)$$

- Obtener la inductancia respectiva.

$$L_{\text{gFF}} = \frac{N_F \phi_{\text{gFF}}}{i_F} = N_F^2 \left(\frac{\wp_d + \wp_q}{2} + \frac{\wp_d - \wp_q}{2} \cos(2\theta_r) \right) \quad (4.6)$$

Para calcular las inductancias mutuas se utiliza el mismo procedimiento utilizando el flujo magnético respectivo, es decir, el flujo mutuo de una fase en específico cuando otra fase es excitada.

Aplicando las ecuaciones (4.3)-(4.6) para las tres fases del estator, asumiendo que los devanados son idénticos entre sí, se observa que tanto las inductancias propias, como las inductancias mutuas en cada fase, tienen en común los siguientes elementos,

$$L_{g0} = N_a^2 \left(\frac{\wp_d + \wp_q}{2} \right) \quad L_2 = N_a^2 \left(\frac{\wp_d - \wp_q}{2} \right) \quad (4.7)$$

Para obtener la inductancia total de cada devanado es necesario incluir su respectiva inductancia de dispersión L_{ls} , la cual es igual en todas las fases. Si sumamos a L_{ls} con el primer elemento de la ecuación (4.7) tendremos que,

$$L_1 = L_{ls} + L_{g0} \quad (4.8)$$

Con base en las ecuaciones (4.6)-(4.8), las inductancias propias e inductancias mutuas de los devanados trifásicos del estator serán las siguientes,

$$L_{aa} = L_1 + L_2 \cos(2\theta_r)$$

$$L_{bb} = L_1 + L_2 \cos\left(2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$L_{cc} = L_1 + L_2 \cos\left(2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$M_{ab} = -\left(\frac{L_1}{2} + L_2 \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right)\right) \quad (4.9)$$

$$M_{ac} = -\left(\frac{L_1}{2} + L_2 \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right)\right)$$

$$M_{bc} = -\left(\frac{L_1}{2} + L_2 \cos(2\theta_r - \pi)\right)$$

$$M_{ab} = M_{ba}$$

$$M_{ca} = M_{ac}$$

$$M_{cb} = M_{bc}$$

Si se desprecian las variaciones en el entrehierro por el efecto de las ranuras del estator, los circuitos del rotor ven una permeancia constante debido a la estructura cilíndrica del estator. Por esa razón, las inductancias propias de los devanados del rotor y las inductancias mutuas entre ellos no varían con la posición del rotor.

4.1.3. Inductancias mutuas entre estator y rotor

Las inductancias mutuas entre estator y rotor varían periódicamente en función del desplazamiento angular del rotor y están definidas como,

$$\begin{aligned} M_{afd} &= L_{afd} \cos(\theta_r) \\ M_{akd} &= L_{akd} \cos(\theta_r) \\ M_{akq} &= L_{akq} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Las mutuas entre el rotor y las fases b y c pueden ser calculadas al igual que en la ecuación (4.10) reemplazando a θ_r por $\theta_r - 2/\pi 3$ y $\theta_r + 2/\pi 3$ respectivamente. El valor máximo de la inductancia mutua entre los devanados del estator y el devanado de campo es igual en todas las fases, es decir, $L_{afd} = L_{bfd} = L_{cfd}$. De igual forma, para las inductancias mutuas entre los devanados del estator y los devanados de amortiguamiento tenemos que $L_{akd} = L_{bkd} = L_{ckd}$ y $L_{akq} = L_{bkq} = L_{ckq}$. Las inductancias mutuas entre el rotor y el estator son iguales que las inductancias del estator entre el rotor.

4.2. Variables eléctricas en las componentes $dq0$

La resolución del sistema de ecuaciones diferenciales mostrado en la ecuación (4.2) se complica debido a la variación de las inductancias con la posición del rotor en el tiempo. Debido a ello, se recurre a la transformación de Park o transformación $dq0$ (ver apéndice C), la cual permite alternar entre un sistema trifásico balanceado variante en el tiempo a un sistema ortogonal estacionario que elimina la dependencia de la variación de la posición de las inductancias con respecto del tiempo.

Aplicando la transformación de Park \mathbf{T}_{dq0} a las corrientes trifásicas del estator se tiene que,

$$\mathbf{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq0} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

De igual forma que en la ecuación 4.11, los voltajes y enlaces de flujo en el marco de referencia $dq0$ se definen como,

$$\mathbf{v}_{dq0} = [v_d, v_q, v_0]^T \quad (4.12)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{dq0} = [\lambda_d, \lambda_q, \lambda_0]^T \quad (4.13)$$

4.2.1. Inductancias en el marco de referencia $dq0$

Si se representa a λ_{dq0} en función de las inductancias y las corrientes del devanado del estator tenemos que,

$$\lambda_{dq0} = \mathbf{T}_{dq0} \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Sustituyendo las ecuaciones de (4.9) y la ecuación (C.4) en la ecuación (4.14), se tiene lo siguiente

$$\lambda_{dq0} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}(L_1 + L_2) & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}(L_1 - L_2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Donde:

$$L_d = \frac{3}{2}(L_1 + L_2) \quad L_q = \frac{3}{2}(L_1 - L_2) \quad L_0 = 0 \quad (4.16)$$

El valor de L_0 es cero debido a que estamos asumiendo un sistema balanceado. La matriz equivalente de las inductancias del estator tiene la forma siguiente,

$$\mathbf{L}_{dq0} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Las inductancias mutuas entre estator-rotor y viceversa quedan como

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} M_{afd} & M_{akd} & 0 \\ 0 & 0 & M_{akq} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$\mathbf{L}_{rs} = \frac{3}{2} \mathbf{L}_{sr} \quad (4.19)$$

Las inductancias de los devanados del rotor no sufren cambios debido a que se encuentran en el mismo marco de referencia $dq0$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{ffd} & L_{fdkd} & 0 \\ L_{kdfd} & L_{kkd} & 0 \\ 0 & 0 & L_{kkq} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Usando las ecuaciones (4.17) a (4.20), la matriz de inductancias de la MSSAT queda como,

$$\mathbf{L}_{dq0r} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dq0} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{rs} & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

4.2.2. Resistencias en el marco de referencia dq0

Si aplicamos la transformación $dq0$ a la caída de voltaje en las resistencias de los devanados del estator se obtiene lo siguiente,

$$\mathbf{v}_{Rdq0} = \mathbf{T}_{dq0} \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Si se desarrolla la ecuación (4.22) se puede observar que la matriz de resistencias del estator no sufre ningún cambio con la transformación $dq0$. La matriz de resistencias del rotor tampoco sufre cambios debido a que se encuentran en el mismo marco de referencia $dq0$. Las resistencias de la MSSAT están definidas entonces como

$$\mathbf{R}_{dq0r} = \mathbf{R} \quad (4.23)$$

4.2.3. Parámetros eléctricos del rotor referenciados al estator

Se puede observar de la ecuación (4.19) que la matriz de inductancias mutuas entre el rotor y el estator está multiplicado por un coeficiente de $3/2$, lo cual supone una asimetría en la matriz de inductancias, debido a ello, se recurre a un cambio de variables de las corrientes del rotor, con el objeto de representar a las ecuaciones de los enlaces de flujo de la máquina en función de una matriz de inductancias simétrica. Usando una relación apropiada entre el número de vueltas de cada devanado del rotor y el número de vueltas efectivo del estator $N_{\text{eff}} = k_w N_s$, las corrientes equivalentes del rotor referidas al estator serán las siguientes,

$$\begin{aligned} i'_{fd} &= \frac{2 p N_{fd}}{3 N_{\text{eff}}} i_{fd} \\ i'_{kd} &= \frac{2 N_{kd}}{3 N_{\text{eff}}} i_{kd} \\ i'_{kq} &= \frac{2 N_{kq}}{3 N_{\text{eff}}} i_{kq} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Si se refieren las inductancias del rotor al estator tendremos que,

$$L'_{fd} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_{\text{eff}}}{p N_{fd}} \right)^2 L_{fd} \qquad L'_{kd} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_{\text{eff}}}{N_{kd}} \right)^2 L_{kd} \quad (4.25)$$

$$L'_{kq} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_{\text{eff}}}{N_{kq}} \right)^2 L_{kq} \qquad L'_{kq} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_{\text{eff}}}{N_{kq}} \right)^2 L_{kq}$$

De la misma forma, si se refieren las resistencias del rotor al estator tendremos lo siguiente,

$$R'_{fd}(i_{\text{sat}}, T_{\text{sat}}) = \frac{3}{2} \left(\frac{N_{\text{eff}}}{p N_{fd}} \right)^2 R_{fd}(i_{\text{sat}}, T_{\text{sat}})$$

$$R'_{kd} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_{\text{eff}}}{N_{kd}} \right)^2 R_{kd} \quad (4.26)$$

$$R'_{kq} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_{\text{eff}}}{N_{kq}} \right)^2 R_{kq}$$

Sustituyendo los valores de la ecuación (4.25) en (4.20) y sustituyendo el equivalente a su vez en la ecuación (4.21), así como los valores de la ecuación (4.26) en (4.23) tendremos respectivamente, la matriz de inductancias y la matriz de resistencias referidas al estator como sigue,

$$\mathbf{L}_{dq0r'} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dq0} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{rs} & \mathbf{L}_{r'} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$\mathbf{R}_{dq0r'} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R'_{fd}(i_{\text{sat}}, T_{\text{sat}}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R'_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R'_{kq} \end{bmatrix}$$

4.3. Ecuaciones de la máquina síncrona SAT en las componentes dq0

La interpretación física de la transformación $dq0$ reemplaza a los devanados abc por dos devanados ficticios que tienen inductancias constantes que rotan a la misma velocidad que el campo y que producen una fuerza magnetomotriz igual a la que producirían las corrientes reales que pasan por los devanados originales. El devanado ficticio del eje d y el devanado de campo, pueden considerarse como dos bobinas acopladas que parecen estáticas una con respecto a la otra compartiendo una inductancia mutua en todo momento. En la figura 4.2 se muestra la representación esquemática del circuito transformado.

Las ecuaciones de voltaje en el marco de referencia $dq0$ de la MSSAT son,

$$\mathbf{v}_{dq0r} = \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{dq0r} + \omega_r \boldsymbol{\lambda}_{rot} + \mathbf{R} \mathbf{i}_{dq0r} \quad (4.28)$$

Donde:

$$\mathbf{v}_{dq0r} = [v_d, v_q, v_0, v_{fd}, 0, 0]^T \quad \mathbf{i}_{dq0r} = [-i_d, -i_q, -i_0, i_{fd}, i_{kd}, i_{kq}]^T$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{dq0r} = [\lambda_d, \lambda_q, \lambda_0, \lambda_{fd}, \lambda_{kd}, \lambda_{kq}]^T \quad \boldsymbol{\lambda}_{rot} = [-\lambda_q, \lambda_d, 0, 0, 0, 0]^T$$

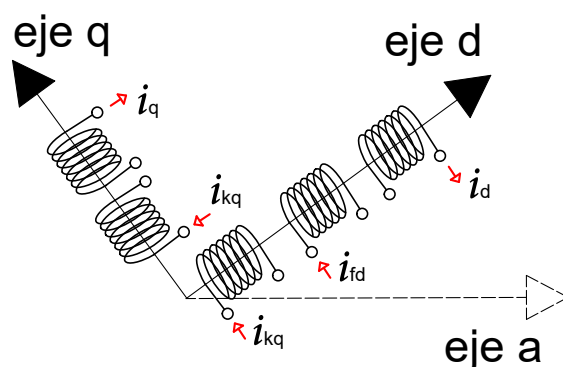


Figura 4.2: Representación esquemática de los devanados $dq0$ [44].

Utilizando los voltajes y corrientes $dq0$ del estator podemos obtener la potencia de salida trifásica instantánea como,

$$P_e = \frac{3}{2} \mathbf{v}_{dq0}^T \mathbf{i}_{dq0} \quad (4.29)$$

El par electromagnético en el entrehierro se define como la relación entre la potencia eléctrica transferida a través del entrehierro y la velocidad angular mecánica del rotor

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{w_r}{w_m} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (4.30)$$

4.3.1. Valor en por unidad

El uso del valor en por unidad (pu) trae consigo algunas ventajas para el análisis de la MS. El valor en pu muestra directamente la magnitud relativa de un parámetro permitiendo con ello comparar diferentes máquinas a pesar de tener valores nominales diferentes. El valor en pu se obtiene como sigue,

$$\text{Magnitud en pu} = \frac{\text{Parámetro}}{\text{Valor Base del parámetro}}$$

Debido a que se asume que la distribución de campo magnético es sinusoidal, los valores base de la máquina se encuentran en función de los parámetros nominales como sigue,

Valor base de la corriente y voltaje (en estrella) $I_B = \sqrt{2} I_L$ y $V_B = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_f$

Valor base de la velocidad angular eléctrica $w_{eB} = 2\pi f_e$

Valor base del enlace de flujo $\lambda_B = \frac{V_B}{w_{eB}}$

Valor base de la impedancia $Z_B = \frac{V_B}{I_B} \quad (4.31)$

Valor base de la potencia trifásica $S_B = \frac{3}{2} V_B I_B$

Valor base del par electromagnético $T_{emB} = \frac{2}{p} \frac{S_B}{w_{eB}}$

4.3.2. Sistema de inductancias mutuas recíprocas en pu de la MSSAT

El modelo con el que se realizarán las simulaciones respectivas de la presente tesis está basado en el sistema de inductancias mutuas recíprocas, el cual plantea que las inductancias mutuas entre los circuitos del rotor referidas al estator son iguales a las inductancias mutuas entre el estator y el rotor, es decir,

$$M_{fdkd} = M_{kdfd} = L_{md}$$

$$M_{afd} = M_{fda} = M_{akd} = M_{akd} = L_{md}$$

$$M_{akq} = M_{kqa} = L_{mq}$$

4.3.3. La ecuación del swing

Las oscilaciones electromecánicas son un fenómeno importante que debe ser considerado en el análisis de la MSSAT. En estado estacionario, el rotor gira a la misma velocidad angular eléctrica a la que está conectada la máquina. No obstante, si ocurre un disturbio en las terminales del estator, el rotor puede acelerarse o desacelerarse, según sea el caso, por el desequilibrio entre las fuerzas que actúan en él, impactando en cierta medida a la estabilidad del sistema al que se encuentra conectada la máquina y poniendo en riesgo su integridad en caso de que el disturbio haga perder el sincronismo entre la velocidad del rotor y la velocidad angular eléctrica del sistema.

En la figura 4.3 se representan de forma esquemática los diferentes pares y potencias que intervienen en el comportamiento mecánico de la máquina. La ecuación diferencial que gobierna la dinámica del rotor para una MS actuando como generador, despreciando las pérdidas por fricción y por amortiguamiento, es la siguiente,

$$J \frac{d^2\theta_r}{dt^2} = T_m - T_{em} \quad (4.32)$$

Donde:

J = Momento de inercia total de la MS

T_m = Par mecánico aplicado al eje del rotor

Si se divide la ecuación (4.32) entre el T_{emB} y se representa al primer término en función de la energía cinética del rotor se tiene que

$$\left(\frac{2}{w_{mB} S_B}\right) \frac{1}{2} w_{mB}^2 J \frac{d^2 \theta_r}{dt^2} = T_{m_{pu}} - T_{em_{pu}} \quad (4.33)$$

La ecuación anterior puede ser representada en términos de la constante de inercia H , definida como la relación entre la energía cinética del rotor a velocidad mecánica nominal y la potencia trifásica base de la máquina

$$H = \frac{1}{2} \frac{J w_{mB}^2}{S_B} \quad (4.34)$$

La constante de inercia representa el tiempo que le tomaría a la máquina cambiar de la velocidad síncrona, al paro del rotor, entregando la potencia eléctrica nominal, si no existiera potencia mecánica inyectada a la máquina.

Si expresamos a la ecuación 4.33 en términos de la constante de inercia se tiene,

$$\frac{2H}{w_{mB}} \frac{d^2 \theta_r}{dt^2} = T_{m_{pu}} - T_{em_{pu}} \quad (4.35)$$

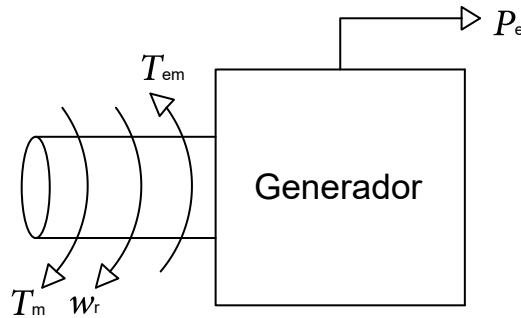


Figura 4.3: Representación esquemática de los pares que actúan en un generador eléctrico [44].

4.4. Modelo completo de la MSSAT en pu

Con lo prescrito hasta ahora se puede obtener el modelo matemático completo de la MSSAT en las componentes $dq0$ en el sistema de inductancias recíprocas en pu, dividiendo a la ecuación (4.28) entre el voltaje base $V_B = w_{eB} \lambda_B = Z_B I_B$.

Modelos más detallados serán necesarios para deducir el comportamiento del sistema de forma más fina, tal como las pérdidas por histéresis, la saturación y los armónicos en los elementos que conforman a la máquina, por lo que se dejarán fuera del proyecto para retomarlos en trabajos futuros. El modelo completo de la MSSAT está definido por el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales,

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_{dq0r'_{pu}} &= \frac{1}{w_{mB}} \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{dq0r'_{pu}} + \frac{w_r}{w_{mB}} \boldsymbol{\lambda}_{rot_{pu}} + \mathbf{R}_{pu} \mathbf{i}_{dq0r'_{pu}} \\
 \frac{dw_r}{dt} &= \frac{w_{mB}}{2H} (T_{m_{pu}} - T_{em_{pu}}) \\
 \frac{d\theta_r}{dt} &= w_r \\
 \frac{d\delta}{dt} &= w_r - w_e
 \end{aligned} \tag{4.36}$$

Donde:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_{dq0r'_{pu}} &= \frac{1}{V_B} [v_d, v_q, v_0, v'_{fd}, 0, 0]^T & \mathbf{i}_{dq0r'_{pu}} &= \frac{1}{I_B} [-i_d, -i_q, -i_0, i'_{fd}, i'_{kd}, i'_{kq}]^T \\
 \boldsymbol{\lambda}_{dq0r} &= \frac{1}{\lambda_B} [\lambda_d, \lambda_q, \lambda_0, \lambda_{fd}, \lambda_{kd}, \lambda_{kq}]^T & \boldsymbol{\lambda}_{rot} &= \frac{1}{\lambda_B} [-\lambda_q, \lambda_d, 0, 0, 0, 0]^T \\
 \mathbf{R}_{pu} &= \frac{1}{Z_B} \mathbf{R}_{dq0r'}
 \end{aligned}$$

Casos de estudio

5.1. Simulación de un generador síncrono convencional

En esta sección se valida el modelo $dq0$ de una máquina síncrona convencional desarrollado en el software libre Scilab y se compara con un modelo definido en el software comercial Matlab-Simulink[®] obtenido de [54].

Un bus infinito es un bus en el cual la magnitud de voltaje y su ángulo son constantes incluso si existen corrientes inyectadas o drenadas por una carga definida. Para el análisis y simulación en estado estable de la máquina síncrona convencional (MSC), se asume que se encuentra conectada a un bus infinito a la frecuencia de 60 Hz. Este modelo sencillo representado por una fuente de CA (Voltaje interno del generador), una impedancia (Impedancia interna del generador de polos salientes [45]) y un bus infinito, está enfocado en el estudio de los principios básicos que gobiernan a las oscilaciones del rotor cuando la máquina está conectada a un sistema de potencia, por lo que, prevé una descripción aceptable del comportamiento de dichas oscilaciones. En la figura 5.1 se muestra la representación esquemática de un generador síncrono conectado a un bus infinito.

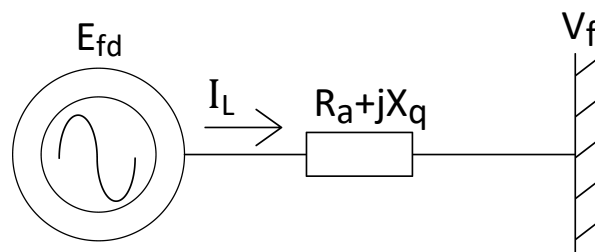


Figura 5.1: Representación esquemática de un bus infinito [45].

Antes de comenzar la simulación se deben obtener las condiciones iniciales convenientes de la MSC en función de su régimen de operación. Se asume una MSC con las especificaciones y parámetros mostrados en la tabla 5.1. Cabe mencionar que las reactancias en por unidad son iguales a las inductancias en por unidad por lo que puede usarse de forma arbitraria una notación o la otra.

En estado estable la MSC está girando a velocidad nominal, es decir, $w_r = w_e$, debido a ello, no existe velocidad relativa entre la F_{mm} resultante de los devanados del estator y la F_{mm} del rotor, por lo que las corrientes de los devanados de amortiguamiento son nulas, así como también las razones de cambio de los enlaces de flujo del estator. Las ecuaciones resultantes tomando las consideraciones descritas con base en las ecuaciones de (4.42) son las siguientes,

$$\begin{aligned} v_q &= w_r \lambda_d - R_s i_q \\ v_d &= -w_r \lambda_q - R_s i_d \end{aligned} \tag{5.1}$$

El voltaje interno de la máquina se define como,

$$E_{fd} / \delta = V_f / \underline{0} + (R_a + j X_q) I_L / \theta_L$$

Las condiciones iniciales de la MSC conectada a un bus infinito operando a capacidad nominal serán las que se muestran en la tabla 5.2. Donde P_e , Q , V_f , I_L , E_{fd} , I'_{fd} , θ_V , θ_L y δ , son la potencia activa, la potencia reactiva, el voltaje y la corriente de línea, el voltaje interno, la corriente de campo, el ángulo de referencia de voltaje, el ángulo de la carga conectada y el ángulo de carga, respectivamente.

Con las condiciones iniciales calculadas se procede a simular una MSC conectada a un bus infinito cuando es sometida a un cortocircuito trifásico en las terminales de la máquina; la falla ocurre en el tiempo $t = 0.1$ y dura 6 ciclos. Una vez aislada la falla, la máquina vuelve a conectarse al bus infinito. En las figuras siguientes se muestran los resultados obtenidos.

Se puede observar en las figuras 5.2 y 5.3 que la simulación de la máquina síncrona convencional con los parámetros de la tabla 5.1 en el software libre Scilab ofrece los mismos resultados que los resultados obtenidos de [54] utilizando el software comercial Matlab-Simulink[®]. De igual forma, se validaron los resultados de la simulación en Scilab mediante los resultados mostrados en [45] para un cortocircuito trifásico en un generador síncrono para aplicaciones hidráulicas.

Tabla 5.1: Especificaciones y parámetros de una MSC obtenidos de [54].

Parámetro	Variable	Magnitud
Potencia trifásica aparente	S_n	920.35 MVA
Voltaje de fase	V_f	20 kV
Revoluciones por minuto	n_{rpm}	1800 rpm
Factor de potencia	fp	0.9
Constante de inercia	H	3.770 s
Resistencia de los devanados del estator	R_a	0.0048 pu
Reactancia de dispersión del estator	X_{ls}	0.215 pu
Reactancia en el eje d	X_d	1.790 pu
Reactancia en el eje q	X_q	1.660 pu
Reactancia transitoria en el eje d	X'_d	0.355 pu
Reactancia transitoria en el eje q	X'_q	0.570 pu
Reactancia subtransitoria en los ejes dq	X''_{dq}	0.275 pu
Constante de tiempo transitoria en el eje d	T'_{do}	7.900 s
Constante de tiempo transitoria en el eje q	T'_{qo}	0.410 s
Constante de tiempo subtransitoria en los ejes dq	T''_{dqo}	0.355 s

Tabla 5.2: Condiciones iniciales de la MSC conectada a un bus infinito.

Parámetro	Variable	Magnitud
Potencia aparente demandada	S_{carga}	$1 \angle 0^\circ$ pu
Voltaje del bus infinito	V_f / θ_V	$1 \angle 0^\circ$ pu
Corriente de línea	I_L / θ_L	$1 \angle 0^\circ$ pu
Voltaje interno	E_{fd} / δ	$2.05 \angle 58.88^\circ$ pu
Corriente de campo	i'_{fd}	1.30 pu
Par mecánico	T_{mec}	1.004 pu
Velocidad mecánica	w_r	1 pu

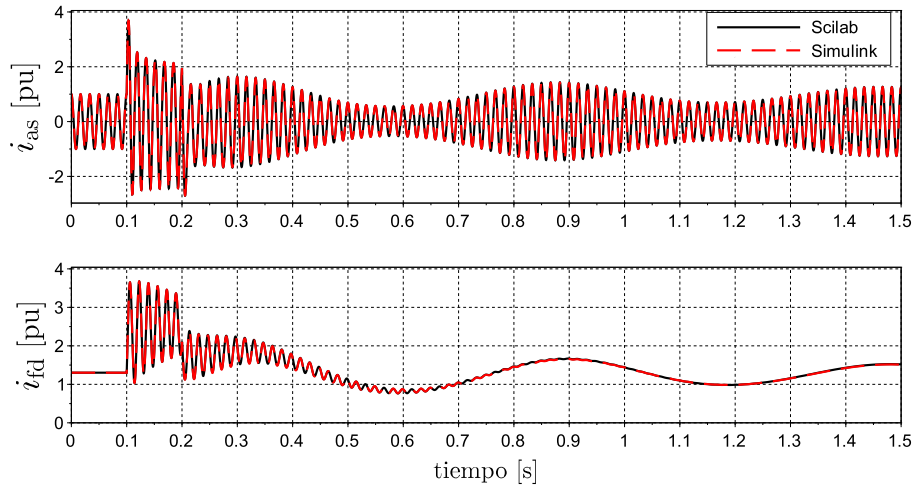


Figura 5.2: Corriente de la fase a i_{as} y corriente en el devanado de campo i_{fd} .

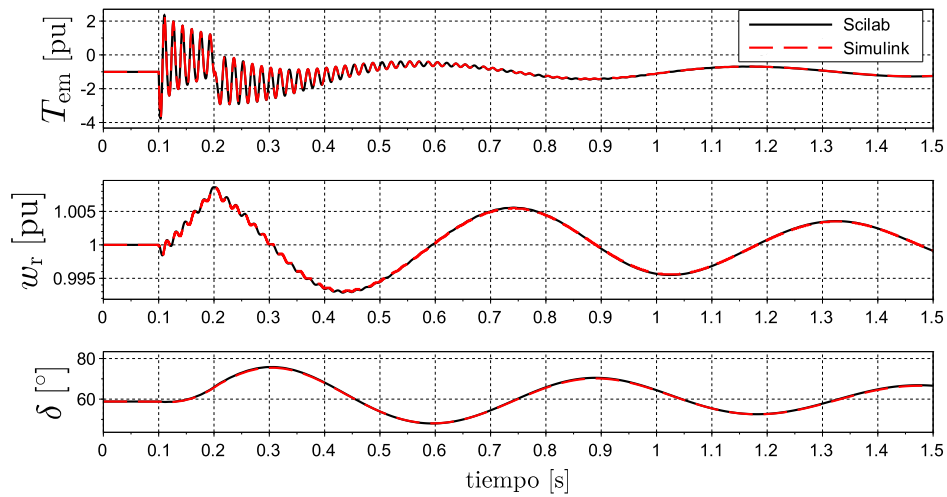


Figura 5.3: Par electromagnético T_{em} , velocidad angular mecánica w_r y ángulo de carga δ .

5.2. Reactancia de dispersión del devanado de campo

El valor de la inductancia de dispersión del devanado de campo calculado en el capítulo 2, referido al estator y en por unidad, es igual a $x'_{\text{afd}} = 0.0122$ pu. Este valor es pequeño en comparación con los valores típicos de los generadores multipolares [45, 49, 54]. En el diseño propuesto, el valor de x'_{afd} es pequeño debido al reducido número de polos salientes, así como por el hecho de que se desprecia la saturación del hierro en el cuerpo del polo. Un valor pequeño de x'_{afd} reduce la impedancia interna de la máquina, por lo que de existir una falla en sus terminales, se generarán corrientes de falla mayores, fenómeno que es indeseable en la MSSAT debido a la sensibilidad de los SAT ante cambios bruscos de flujo magnético.

Con el objeto de identificar el comportamiento de la MSSAT ante diferentes valores de x'_{afd} se simula un cortocircuito trifásico en las terminales de la máquina. La falla comienza en el tiempo $t = 0.2$ y tiene una duración de 0.1 s. En la figura 5.4 puede observarse que mientras mayor sea el valor de x'_{afd} , menor será la magnitud del transitorio en el devanado de campo. De igual forma se puede ver en la figura 5.5, que si el valor de x'_{afd} es mayor, la magnitud de las oscilaciones en la velocidad del rotor serán menores. Estas oscilaciones son ocasionadas por la variación del torque electromagnético, que se encuentra en función de la corriente de falla, por lo que, de reducirse el valor de x'_{afd} , mayores serán las oscilaciones en el torque electromagnético.

La corriente de campo que corresponde al valor calculado de x'_{afd} supera la corriente crítica de la cinta SAT, por esta razón, con el objeto de reducir el incremento de temperatura por el aumento de la resistencia del SAT en la cinta para la condición dada, se reformula el diseño de la MSSAT para incrementar el valor de L'_{afd} .

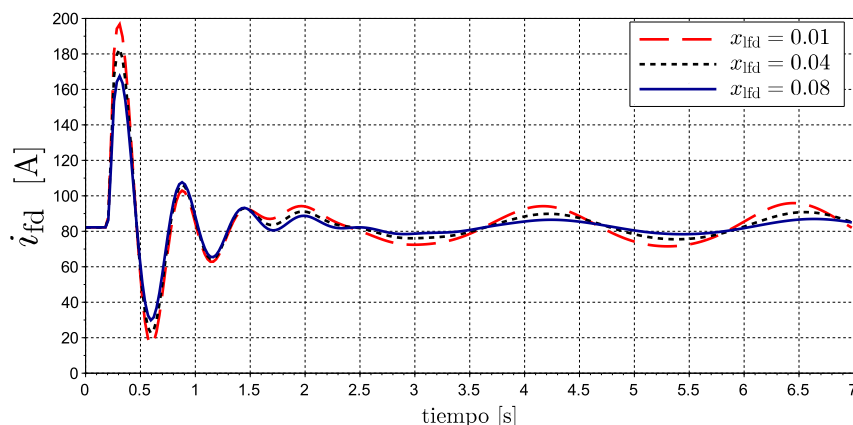


Figura 5.4: Corriente del devanado de campo para diferentes valores de x'_{afd}

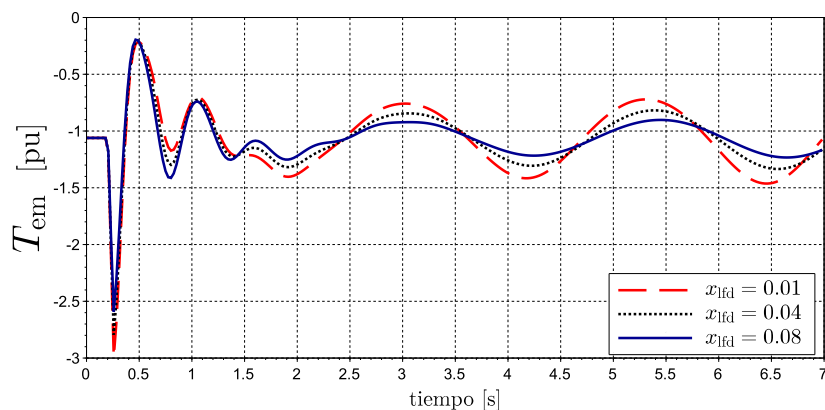


Figura 5.5: Torque electromagnético para diferentes valores de x_{lfd}

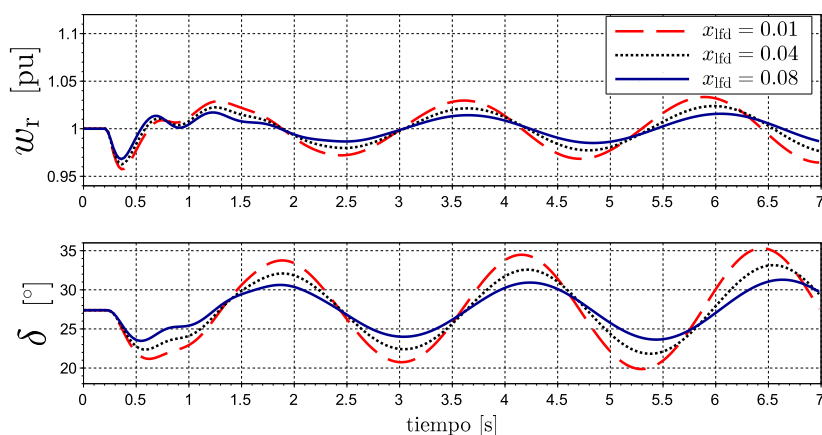


Figura 5.6: Velocidad del rotor y ángulo de carga para diferentes valores de x_{lfd}

5.3. Actualización de las dimensiones geométricas de la MSSAT

Para aumentar el valor de x_{lfd} se propone un número mayor de polos en el rotor, lo cual presupone una disminución en el espacio disponible del crióstato modular por polo, debido a ello, se usará una cinta SAT con una mayor capacidad de corriente de conducción, con los valores que se muestran en la tabla 5.3, con el fin de reducir el número de vueltas por polo del devanado de campo y con ello reducir de la misma forma el espacio que ocupa en el crióstato modular.

Tabla 5.3: Parámetros eléctricos actualizados de la MSSAT

$I_c = 300 \text{ A}$
$h_{\text{cinta}} = 0.012 \text{ m}$
$l_{\text{cinta}} = 0.108 \times 10^{-3} \text{ m}$
$T_c = 92 \text{ K}$
$n = 21$
$d_{\text{mb}} = 11 \times 10^{-3} \text{ m}$

Usando el mismo proceso aplicado en el capítulo 2 para determinar los parámetros geométricos y eléctricos de una MSSAT de 1 MW, si se asume el doble de polos existentes, tendremos que $p = 24$. El diámetro de la MSSAT será mayor al calculado anteriormente, por lo que es posible incrementar de la misma forma el número de ranuras en el estator. Si se asume un número de ranuras por polo y por fase de $q_s = 3$ el nuevo número de ranuras en el estator será de $N_r = 216$. Un valor conveniente del paso de ranura τ_r para un GSIP multipolar varía entre 14 y 55 mm [48]. Con el nuevo valor del diámetro y de N_r , el valor del paso de ranura será de $\tau_r = 46 \text{ mm}$, dicho valor concuerda con los valores típicos de paso de ranura para máquinas de baja velocidad.

En la tabla 5.4 se muestran los nuevos parámetros geométricos de la MSSAT debido a la modificación del número de polos del rotor y ranuras del estator.

Tabla 5.4: Parámetros geométricos actualizados de la MSSAT

$D_{\text{si}} = 3.210 \text{ m}$	$l_s = 0.730 \text{ m}$	$\tau_p = 0.420 \text{ m}$
$\tau_r = 0.046 \text{ m}$	$W_t = 0.020 \text{ m}$	$W_r = 0.026 \text{ m}$
$h_t = 0.037 \text{ m}$	$D_{\text{ti}} = 3.280 \text{ m}$	$D_{\text{so}} = 3.550 \text{ m}$
$D_{\text{ro}} = 3.194 \text{ m}$	$l_r = 0.710 \text{ m}$	$W_{\text{pb}} = 0.250 \text{ m}$
$h_{\text{ps}} = 0.040 \text{ m}$	$D_{\text{ri}} = 2.400 \text{ m}$	$W_{\text{cry}} = 0.076 \text{ m}$

Con una capacidad mayor de corriente de conducción de la cinta SAT se puede incrementar la corriente nominal de circuito abierto del devanado de campo de la MSSAT, por lo que se asume un nuevo valor de corriente de $i_{\text{fd}} = 160 \text{ A}$. Con lo mencionado anteriormente, si asumimos un factor de dispersión por saturación en los polos del rotor de 1.2, es posible determinar los nuevos parámetros eléctricos de la MSSAT, los cuales se muestran en la tabla 5.10.

5. CASOS DE ESTUDIO

Tabla 5.5: Parámetros eléctricos actualizados de la MSSAT

$k_w = 0.960$	$N_s = 144$
$N_{fd} = 108$	$X_d = 0.998$ pu
$X_q = 0.489$ pu	$X_{ls} = 0.139$ pu
$X'_{lfd} = 0.040$ pu	$R_a = 0.048$ pu

Si el espesor de la cinta SAT es de 0.108 mm, el espacio que ocupa el conjunto de las N_{fd} vueltas en el crióstato modular es de $l_{Nfd} = 0.011$ m. Los nuevos espesores propuestos del crióstato modular se muestran en la tabla 5.6.

Tabla 5.6: Espesores actualizados del crióstato modular

$l_{ce} = 0.009$ m	$l_{em} = 0.003$ m
$l_{vm} = 0.006$ m	$l_{ci} = 0.007$ m
$l_{cp} = 0.004$ m	$l_{ct} = 0.005$ m

Los pesos aproximados de cobre y hierro de la MSSAT se muestran en la tabla 5.7.

Tabla 5.7: Peso del cobre y el hierro en la MSSAT

$W_{Cu_s} = 1.52$ ton
$W_{Fe_s} = 9.53$ ton
$W_{Fe_r} = 28.88$ ton
$W_{Cu+Fe} = 39.95$ ton

Si se asume que el peso de los aislamientos equivale a 1% de W_{Cu+Fe} y el peso de los crióstatos modulares de todos los polos equivale al 15% de W_{Cu+Fe} , el peso total de la MSSAT será el siguiente,

$$W_{total} = (1.01)(1.2)W_{Cu+Fe} = 46.4 \text{ ton}$$

5.4. Diseño preliminar de una MS convencional

Con el objeto de identificar de forma general el desempeño de una MSSAT con respecto a una MSC, se realiza un diseño preliminar con la misma metodología usada en el capítulo 2, con excepción de la que corresponde al diseño del devanado de campo de cobre, obtenida de [48, 49, 55]. Las especificaciones de la MSC son las mismas que en el capítulo 2 pero con el número de polos y el número de ranuras iguales a la sección anterior. Se asumen los valores permitidos en máquinas convencionales de densidades de flujo magnético y corriente mostrados en la tabla 5.8.

Tabla 5.8: Densidades de campo magnético y de corriente asumidas en una MSC

$B_g = 1 \text{ T}$	$B_{rc} = 1.2 \text{ T}$
$B_{sc} = 1.3 \text{ T}$	$B_t = 1.7 \text{ T}$
$B_{pb} = 1.45 \text{ T}$	$J_{RMS_s} = 4 \times 10^6 \text{ A/m}^2$
$A_s = 45 \times 10^3 \text{ A/m}$	$J_{RMS_r} = 2 \times 10^6 \text{ A/m}^2$

En la tabla 5.9 se muestran los parámetros geométricos de la MSC.

Tabla 5.9: Parámetros geométricos de la MSC

$D_{si} = 3.680 \text{ m}$	$l_s = 0.830 \text{ m}$	$\tau_p = 0.481 \text{ m}$
$\tau_r = 0.053 \text{ m}$	$W_t = 0.020 \text{ m}$	$W_r = 0.033 \text{ m}$
$h_t = 0.031 \text{ m}$	$D_{ti} = 3.740 \text{ m}$	$D_{so} = 4.000 \text{ m}$
$D_{ro} = 3.656 \text{ m}$	$l_r = 0.81 \text{ m}$	$W_{pb} = 0.280 \text{ m}$
$h_{ps} = 0.040 \text{ m}$	$D_{ri} = 2.630 \text{ m}$	

Los parámetros eléctricos de la MSC son los siguientes:

Tabla 5.10: Parámetros eléctricos actualizados de la MSC

$k_w = 0.960$	$N_s = 144$	$N_{fd} = 106$
$X_d = 0.884 \text{ pu}$	$X_q = 0.444 \text{ pu}$	$X'_{fd} = 0.081 \text{ pu}$
$X_{ls} = 0.134 \text{ pu}$	$R_a = 0.055 \text{ pu}$	$R'_{fd} = 6.65 \times 10^{-3} \text{ pu}$

5. CASOS DE ESTUDIO

Los pesos aproximados de cobre y hierro de la MSC se muestran en la tabla 5.11. Se asume que el peso de los aislamientos equivale a 1 % de W_{Cu+Fe} .

Tabla 5.11: Peso del cobre y el hierro en la MSC

$W_{Cu_s} = 1.74 \text{ ton}$	$W_{Cu_r} = 4.38 \text{ ton}$
$W_{Fe_s} = 11.43 \text{ ton}$	$W_{Fe_r} = 43.35 \text{ ton}$
$W_{Cu+Fe} = 60.92 \text{ ton}$	
$W_{total} = 61.53 \text{ ton}$	

5.5. Casos de estudio

Con base en los prediseños de la MSSAT y de la MSC de las secciones anteriores, aunado a los modelos matemáticos descritos en los capítulos 3 y 4, se establecen los tres casos de estudio siguientes:

- Estado Estable (ss) de la MSSAT y su comparación con una MSC.
- Cortocircuito trifásico balanceado en las terminales del estator sin circuitos de amortiguamiento (cc3fsa) y su comparación con una MSC.
- Cortocircuito trifásico balanceado en las terminales del estator con circuitos de amortiguamiento (cc3fca) y su comparación con una MSC.

Las consideraciones que se toman en cuenta para cada escenario son las siguientes:

- Los voltajes trifásicos del estator son simétricos.
- La velocidad angular mecánica del rotor se encuentra en su valor nominal.
- El par mecánico de entrada se considera constante en el periodo a analizar.
- No hay pérdidas en la ecuación del “swing”, es decir, no existen pérdidas por fricción ni por amortiguamiento.
- No se considerará el efecto del campo magnético incidente en el devanado de campo SAT.

La máquina síncrona de frecuencia variable para aplicaciones de baja velocidad siempre lleva consigo un convertidor electrónico de potencia AC/DC/AC de plena escala que se encarga de transformar la frecuencia de salida del generador a la frecuencia de la red a la cual está conectada. Para las simulaciones que se presentan a continuación, no se considera dicho dispositivo debido a que su implementación queda fuera del alcance de esta tesis.

Los parámetros que se analizarán son los siguientes: las corrientes del estator, la corriente del devanado de campo y su redistribución entre el SAT y la matriz, la corriente crítica, la resistencia del SAT, la resistencia de la matriz, la resistencia equivalente del devanado de campo, el par electromagnético, la velocidad angular del rotor, el ángulo de carga, la temperatura de las capas de la cinta SAT y el calor disipado en las capas metálicas y la capa SAT.

5.6. Algoritmo de resolución

En la figura 5.7 se muestra la rutina de solución para el modelado de la MSSAT. En resumen, la rutina de solución utiliza las variables de salida del modelo eléctrico como entradas en el modelo térmico.

Si existe un disturbio en el sistema, en la primera parte del algoritmo de solución se obtiene la corriente eléctrica que circula por cada capa y por cada vuelta con el objeto de determinar la resistencia equivalente de la cinta así como el calor disipado por cada capa. Las potencias disipadas y las temperaturas de cada capa serán las entradas del modelo térmico mientras que las salidas del bloque térmico serán los valores actualizados de la temperatura en cada capa que serán usados para calcular el valor actualizado de la resistencia de campo al final del ciclo.

El valor de la resistencia de campo se usa como entrada en el modelo $dq0$ que se resuelve por medio del método de Runge-Kutta de 4° orden. Las salidas del bloque del modelo $dq0$ se usan para actualizar las corrientes de los devanados de la MSSAT y con ello repetir el ciclo hasta que termine el disturbio, o bien, termine el tiempo de simulación.

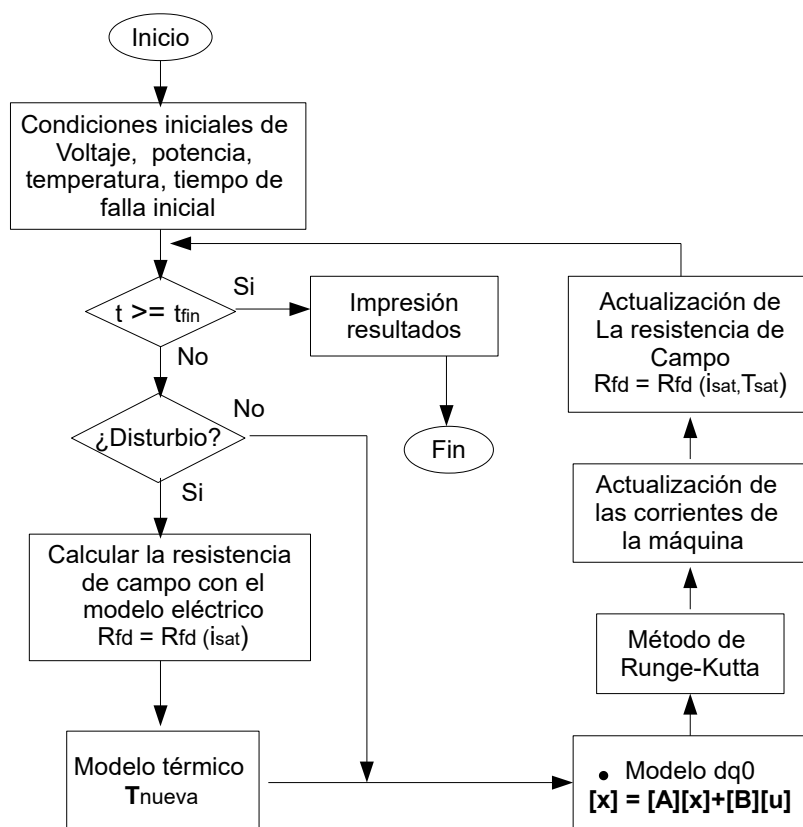


Figura 5.7: Algoritmo de resolución del modelo de la máquina síncrona SAT.

5.7. La MSSAT en estado estable

En la presente sección se analiza el comportamiento de la MSSAT y se comparan los resultados de la simulación en estado estable con una MSC. Las condiciones iniciales para cada máquina conectada a un bus infinito se muestran en la tabla 5.12.

La velocidad angular mecánica permanece constante debido a que la suma de los pares mecánico y electromagnético es igual a cero, lo que significa que el sistema se encuentra en equilibrio y no existe aceleración neta en el rotor. Es también por ello que el ángulo de carga, es decir, la diferencia entre el desplazamiento angular del rotor y el desplazamiento angular eléctrico permanece constante.

En estado estable la temperatura local de las capas de cada vuelta del devanado de campo en la MSSAT permanece constante a la temperatura de referencia, por esta razón, la corriente crítica no varía con el tiempo y se mantiene en su valor máximo. Aunado a ello, debido a que la corriente de las capas SAT no supera el valor de su corriente crítica respectiva, la resistencia total del SAT es cero, permitiendo así que toda la corriente de campo circule por los SAT sin generar pérdidas por el efecto Joule. La resistencia total de la matriz permanece constante. Las magnitudes de los parámetros mencionados se muestran en la tabla 5.13.

Tabla 5.12: Condiciones iniciales de la MSSAT y MSC conectadas a un bus infinito.

Parámetro	Variable	MSSAT	MSC
Potencia aparente demandada	S_{carga}	1 $\angle 0^\circ$ pu	1 $\angle 0^\circ$ pu
Voltaje del bus infinito	V_f / θ_V	1 $\angle 0^\circ$ pu	1 $\angle 0^\circ$ pu
Corriente de línea	I_L / θ_L	1 $\angle 0^\circ$ pu	1 $\angle 0^\circ$ pu
Voltaje interno	E_{fd} / δ	1.18 $\angle 26.1^\circ$ pu	1.31 $\angle 22.8^\circ$ pu
Corriente de campo	i_{fd}	100 A	121 A
Resistencia de campo	R_{fd}	0 Ω	1.385 Ω
Par mecánico	T_{mec}	1.063 pu	1.055 pu
Par electromagnético	T_{em}	1.063 pu	1.055 pu
Velocidad mecánica	w_r	1 pu	1 pu

Tabla 5.13: Condiciones iniciales de la MSSAT y MSC conectadas a un bus infinito.

Parámetro	Variable	Magnitud
Resistencia total del SAT	R_{sat}	0 Ω
Resistencia total de la matriz	R_m	29.4 Ω
Corriente crítica por vuelta	I_c	300 A
Corriente del SAT por vuelta	i_{sat}	100 A
Corriente de la matriz por vuelta	i_m	0 A
Pérdidas por efecto Joule por vuelta	P_1	0 W
Temperatura máxima en el devanado de campo	T_{max}	77 K

5. CASOS DE ESTUDIO

En la tabla 5.14 se muestran las pérdidas por el efecto Joule en los devanados del rotor y los devanados del estator de la MSSAT y la MSC, así como su eficiencia respectiva; mientras que en la tabla 5.15 se muestra el peso aproximado total de cada máquina.

Tabla 5.14: Pérdidas por el efecto Joule en estado estable en el rotor y estator.

	MSSAT	MSC
P_{Cu_s}	48.8 kW	55.7 kW
P_{Cu_r}	0 W	6.76 kW
Porcentaje de eficiencia		
η	95.1 %	93.5 %

Tabla 5.15: Comparación entre los pesos aproximados de una MSSAT y una MSC

	MSSAT	MSC
W_{total}	46.4 ton	61.53 ton
% Peso reducido por el uso de SAT		
$W_{\%}$	24.5 %	

5.8. Cortocircuito trifásico balanceado

Un cortocircuito trifásico en las terminales del estator se considera como uno de los peores escenarios que debe soportar una MSSAT, bajo dicha falla, las terminales de los devanados abc se cortocircuitan forzando a los voltajes a caer de forma repentina a un valor muy pequeño en función de la impedancia equivalente entre el generador y la falla. Como los enlaces de flujo de cualquier devanado con una resistencia finita no pueden cambiar inmediatamente en un corto circuito, las corrientes del estator y las corrientes del rotor se incrementan para intentar mantener el enlace de flujo que tiende a disminuir. El incremento de la corriente de campo en el devanado SAT eleva tanto el campo magnético incidente que experimenta el material SAT como su temperatura local, ocasionando que la corriente crítica del SAT se reduzca considerablemente. Aunado a ello, ante una falla de tal naturaleza, el rotor se moverá a una velocidad diferente de la velocidad síncrona debido al desbalance de los pares de la máquina ocasionado por los transitorios en las corrientes del estator.

El movimiento relativo entre los campos del rotor y del estator inducirán corrientes de CA indeseables en el devanado de campo SAT, por esta razón, es indispensable que se usen circuitos de amortiguamiento en la MSSAT que atenuen las variaciones del movimiento relativo mencionado, así como pantallas electromagnéticas que protejan al devanado SAT de las variaciones bruscas de flujo para evitar pérdidas inducidas, y con ello fuentes de calor que puedan aumentar la temperatura de la cinta [46].

Debido a la complejidad para determinar los parámetros óptimos de los circuitos de amortiguamiento, usualmente calculados mediante el MEF, lo cual queda fuera del alcance de este proyecto, se propone simular el comportamiento de la MSSAT asumiendo diferentes valores de resistencias y reactancias de amortiguamiento en los ejes d y q con el fin de identificar valores convenientes que permitan una atenuación considerable en la magnitud del transitorio debido a la falla. Con ello se busca mostrar el desempeño de la MSSAT tanto para condiciones adversas que pongan en riesgo la integridad de la máquina, como para condiciones suficientes que logren mantener a la máquina dentro de la vecindad de un punto de equilibrio estable ante una de las fallas más severas que puede llegar a tener una MSSAT.

Los valores típicos de las resistencias de amortiguamiento en el eje q tienen un valor mayor a la resistencia de los devanados del estator en pu. Las reactancias de dispersión de los circuitos de amortiguamiento son ligeramente menores a los valores de dispersión del devanado de campo. El flujo de dispersión en los circuitos de amortiguamiento es ligeramente menor en el eje d , debido a que los conductores por los que circula la corriente de magnetización se encuentran, en la práctica, en el eje q , donde el entrehierro es mayor que en el eje d .

La resistencia de amortiguamiento en el eje directo es menor que en el eje de cuadratura debido a que las barras incrustadas en los polos salientes se encuentran conectadas en paralelo. Se proponen los diferentes valores de resistencias y reactancias de amortiguamiento de la tabla 5.16 con el fin de determinar el comportamiento de la corriente de campo correspondiente ante un cortocircuito trifásico en las terminales del estator.

El valor del voltaje en el instante que ocurre la falla genera características de asimetría en la corriente de falla con respecto al eje de referencia. La máxima corriente asimétrica de la corriente de falla ocurre en la fase donde la señal de voltaje pasa por cero. Para la simulación de la falla trifásica, no se considera el campo magnético incidente en el SAT, ni las corrientes inducidas por el efecto de la velocidad relativa entre los campos magnéticos del rotor y el estator, no obstante, se considera la temperatura local de cada capa del devanado de campo.

Para simular el cortocircuito trifásico en un instante de tiempo dado, se modifica el valor temporal de los voltajes trifásicos por un valor de cero en tanto se mantenga la falla, es decir, $v_a = v_b = v_c = 0$.

5. CASOS DE ESTUDIO

La corriente de falla sólo estará limitada por la impedancia interna del generador, esta asunción es más drástica que la que ocurre en la realidad debido a que siempre existe una caída de voltaje en la resistencia de falla equivalente entre las terminales de la máquina y la falla.

Tabla 5.16: Valores propuestos de resistencias y reactancias de amortiguamiento

Opción	Valores en pu			
0	$R'_{kd} = 0$	$R'_{kq} = 0$	$X'_{lkd} = 0$	$X'_{lkq} = 0$
1	$R'_{kd} = 0.007$	$R'_{kq} = 0.1$	$X'_{lkd} = 0.04$	$X'_{lkq} = 0.09$
2	$R'_{kd} = 0.001$	$R'_{kq} = 0.07$	$X'_{lkd} = 0.009$	$X'_{lkq} = 0.03$
3	$R'_{kd} = 0.01$	$R'_{kq} = 0.07$	$X'_{lkd} = 0.007$	$X'_{lkq} = 0.01$ pu
4	$R'_{kd} = 0.001$	$R'_{kq} = 0.07$	$X'_{lkd} = 0.007$	$X'_{lkq} = 0.01$ pu

En la figura 5.8 se muestra el comportamiento de la corriente de campo en Amperes para las opciones planteadas en la tabla 5.16 cuando se aplica un cc3f en las terminales del estator. El cc3f comienza en el tiempo $t = 0.26$ s, es decir, en el tiempo en el que el voltaje de la fase c pasa por cero. La falla tiene una duración de $t_{falla} = 0.133$ s. Las opciones que se tomarán en cuenta para los casos de estudio de la MSSAT serán la 0 y la 3. La opción 0 representa uno de los escenarios más severos para una máquina síncrona. La opción 3 representa un escenario donde el transitorio de la corriente de campo supera la corriente crítica del SAT.

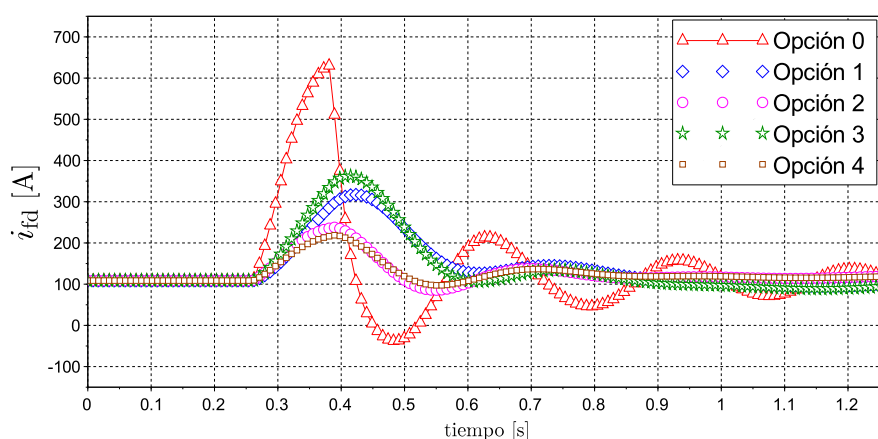


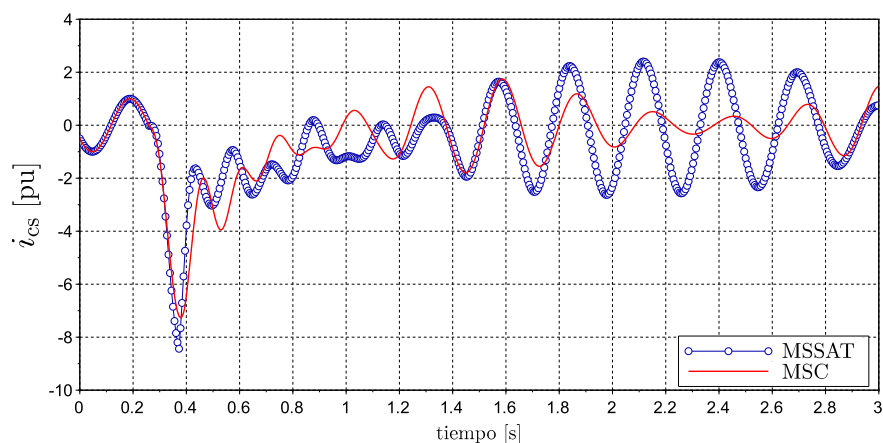
Figura 5.8: Comportamiento de la corriente de campo de una MSSAT ante un cc3f para las opciones planteadas en la tabla 5.16

5.8.1. Comparación de una MSSAT y MSC ante un cc3f y un cc3ca

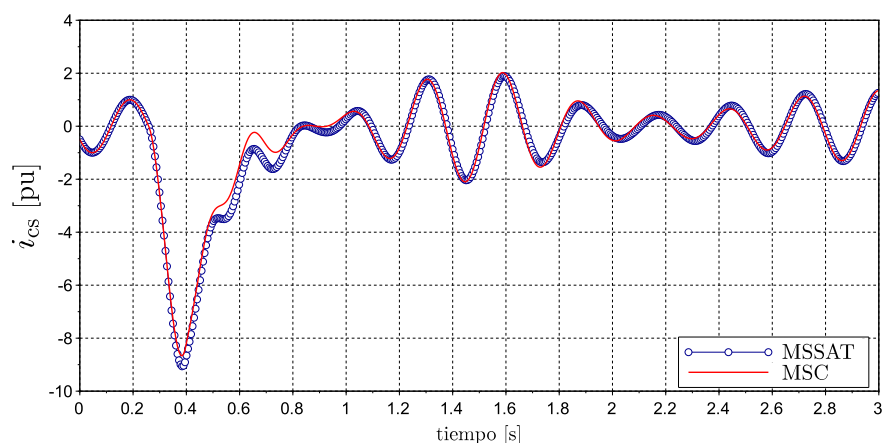
Es de esperarse que el peor escenario de un cortocircuito trifásico sea la opción 0 (ver tabla 5.16) debido a que no existe ningún tipo de amortiguamiento (cc3fsa) que proteja al devanado de campo de cambios bruscos de flujo magnético ni algo que se oponga a las oscilaciones generadas por la falla en la velocidad del rotor. La simulación realizada para este caso de estudio se detendrá automáticamente cuando la temperatura máxima en cualquier capa del conjunto de vueltas del devanado de campo sea mayor a 600 K (326.85 C°), es decir, muy por encima de la temperatura ambiente, lo que conlleva a considerar a la máquina inoperable. En este régimen el enfriamiento no es suficiente para recuperar el estado superconductor en el devanado de campo, aún si la falla se libera, por lo que el riesgo de dañar la máquina es inminente debido a que las cintas SAT terminarán quemadas. Se escoge la temperatura máxima de 600 K en cualquier capa del conjunto de vueltas del devanado de campo únicamente con aras de poder realizar una comparativa entre un cc3fsa y un cc3fca con el mismo intervalo de tiempo de simulación.

Si en el tiempo $t = 0.26$ s ocurre un cortocircuito trifásico en las terminales del estator, la corriente demandada por la falla se verá únicamente limitada por la impedancia interna de la máquina y por la impedancia de la falla. Debido a que dichas impedancias son pequeñas, el voltaje en las terminales del estator se reduce a un valor despreciable. En el instante de la falla, la magnitud del voltaje de la fase c pasa por cero, lo que supone por la ley de Faraday, que el valor del enlace de flujo magnético en dicha fase estará cerca de su valor máximo.

Inmediatamente después de ocurrida la falla, el enlace de flujo magnético creado por los devanados del estator no puede cambiar instantáneamente debido a que la energía almacenada en el campo magnético es proporcional al enlace de flujo, es decir, la energía almacenada no puede cambiar inmediatamente. Por esta razón, corrientes adicionales son demandadas en los circuitos del rotor para compensar el enlace de flujo de los devanados del estator, lo que ocasiona que la impedancia interna de la máquina se modifique. En la figura 5.9 se muestra la corriente generada en el devanado c del estator. En dicha figura se observa como la magnitud máxima del transitorio en la corriente de la fase c ante un cc3fca es mayor a la corriente máxima generada por un cc3fsa debido a que la presencia de los devanados de amortiguamiento modifica la impedancia interna de la máquina cuando existe un transitorio en el estator. Esta modificación de la impedancia se genera por las corrientes inducidas en los circuitos de amortiguamiento por el efecto de la variación de los enlaces de flujo magnético cuando ocurre una falla. A pesar de que las reactancias calculadas en los ejes d y q son mayores en la MSSAT que en la MSC, el valor de la inductancia de dispersión en el devanado de campo es mayor en la MSC, lo que ocasiona que el valor máximo de la corriente de falla en la fase c sea mayor en la MSSAT que en la MSC.



a)



b)

Figura 5.9: Corriente del devanado c del estator de la MSC y la MSSAT ante un cc3f.

(a) Sin circuitos de amortiguamiento. (b) Con circuitos de amortiguamiento.

La corriente de campo transitoria en la MSC es menor que en la MSSAT debido a que la inductancia de dispersión en el devanado de campo es mayor que la que presenta la MSSAT. El valor máximo del transitorio de la corriente del devanado de campo en un cc3fca es menor que en un cc3fca debido a que los circuitos de amortiguamiento protegen al devanado de campo contra variaciones bruscas de flujo magnético, al disipar la energía que producen las corrientes inducidas en forma de calor como se muestra en la figura 5.10.

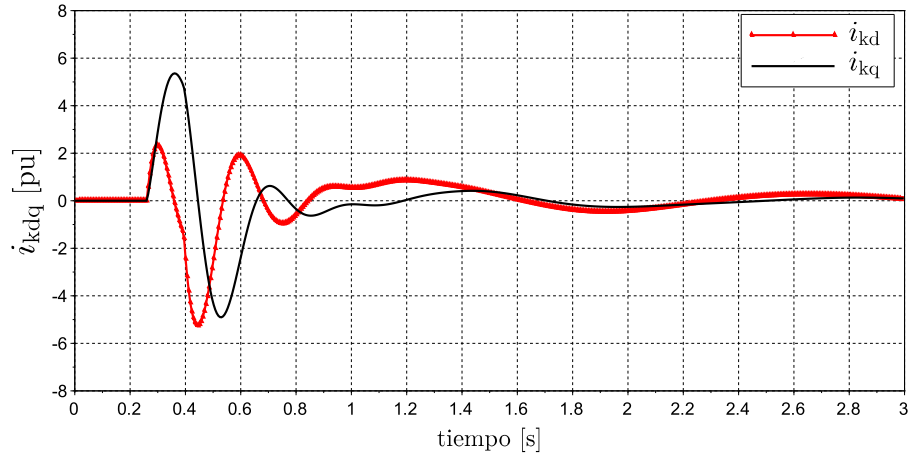


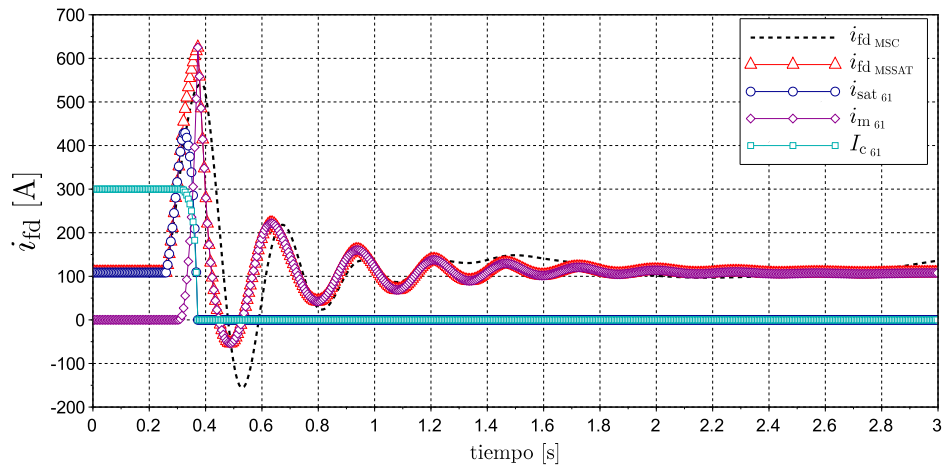
Figura 5.10: Corrientes inducidas en los circuitos de amortiguamiento en las componentes $dq0$ generadas ante un cc3fca

En la figura 5.11 se muestra la corriente que circula por la capa SAT, la corriente que circula por la matriz y la corriente crítica en la vuelta donde se presenta el valor máximo de la temperatura del SAT ante un cc3fca y un cc3fca, es decir, en la vuelta 61 y en la vuelta 96, respectivamente.

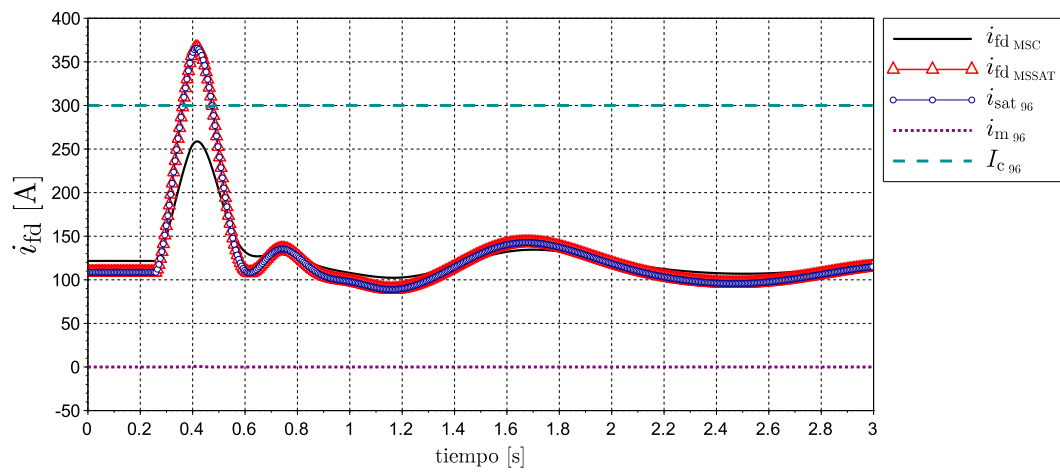
Para el caso del cc3fca se observa en la figura 5.11a) como la magnitud del transitorio en la corriente de campo aumenta desde 100 A hasta 625 A. Antes de que la corriente de campo i_{fd} llegue a su valor máximo la corriente crítica I_c cae a 0 debido a que la temperatura local del SAT supera a la temperatura crítica. El aumento en la resistencia total del SAT supone una disminución en la corriente que circula por las capas superconductoras por lo que la corriente del devanado de campo se redistribuye entre la matriz y el SAT. Cuando la temperatura local del SAT supera la temperatura crítica, la resistencia de campo se satura en el valor de la resistencia total de la matriz debido a que $R_{sat} \gg R_m$.

En el caso del cc3fca, puede observarse en la figura 5.11b) como la corriente de campo se eleva por arriba de la corriente crítica por unos instantes, no obstante, la corriente de campo no se eleva ni dura lo suficiente como para generar pérdidas de calor considerables que modifiquen la temperatura del SAT, lo que implica que la resistencia del SAT permanece con un valor de cero al igual que la resistencia de campo, ya que $R_{sat} \ll R_m$. El hecho de que la corriente de campo sobrepase la corriente crítica sin que la temperatura del SAT se acerque a su temperatura crítica significa que una pequeña fracción de la corriente de campo comenzará a fluir por la matriz.

5. CASOS DE ESTUDIO



a)

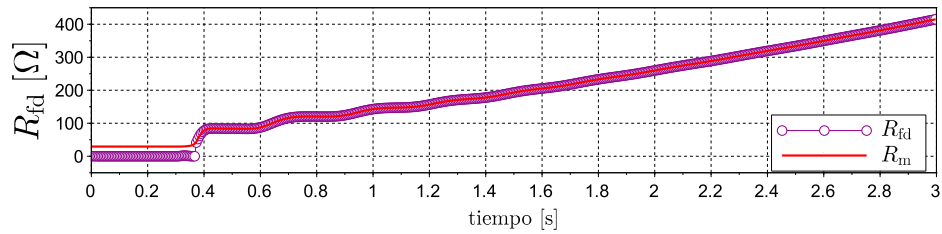
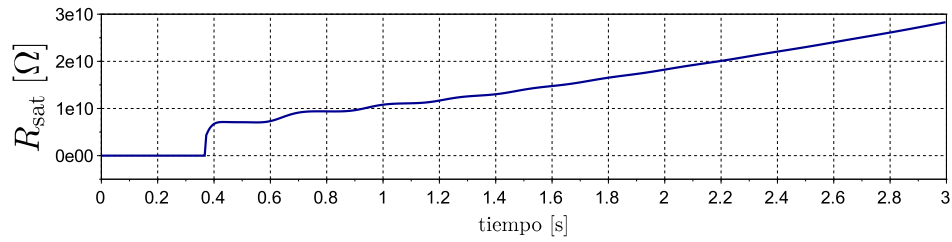


b)

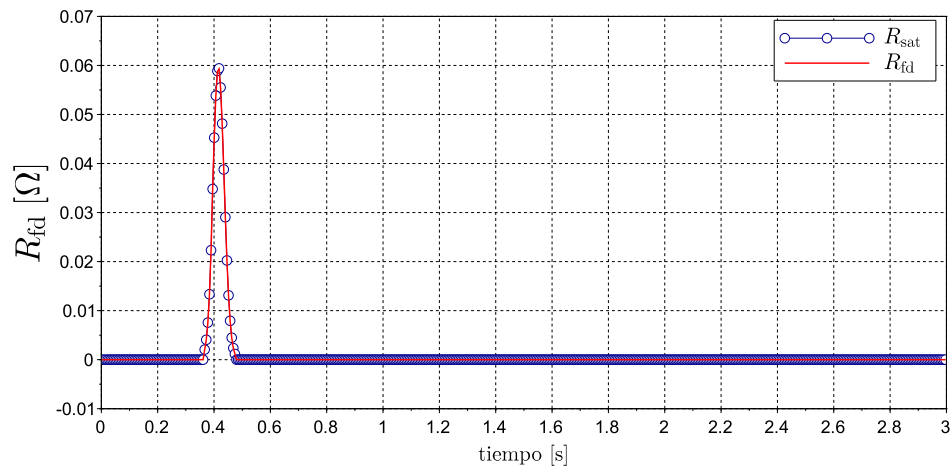
Figura 5.11: Corrientes en el devanado de campo de la MSC y la MSSAT ante un cc3f.

(a) Sin circuitos de amortiguamiento. (b) Con circuitos de amortiguamiento.

El comportamiento de la resistencia del devanado de campo ante un cc3fsa y un cc3fca descrito anteriormente, se muestra en la figura 5.12. En la figura 5.12b) no se muestra la resistencia de la matriz, puesto que permanece constante con un valor de $R_m = 27 \Omega$.



a)

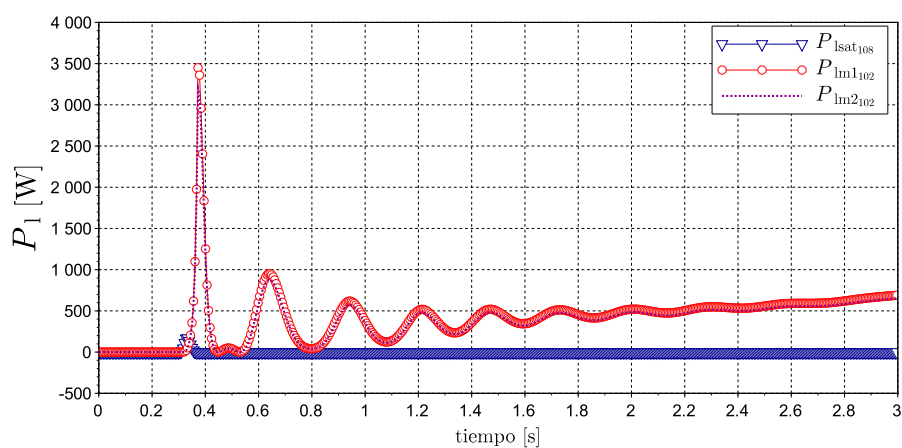


b)

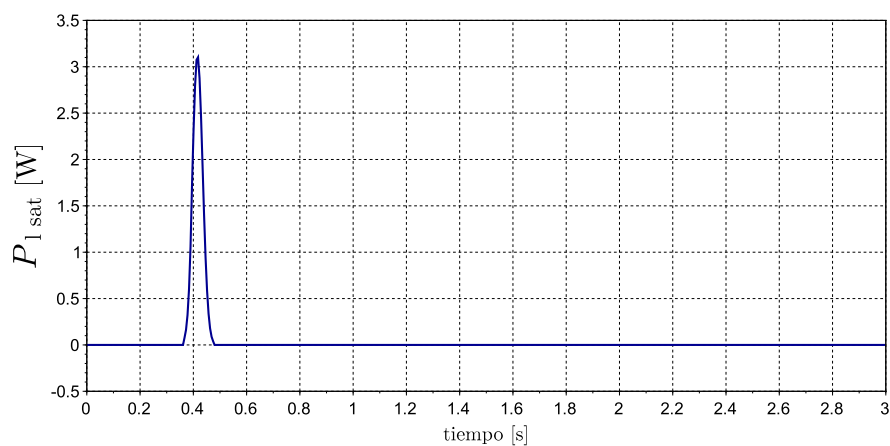
Figura 5.12: Resistencia del devanado de campo SAT de la MSSAT ante un cc3f. (a) Sin circuitos de amortiguamiento. (b) Con circuitos de amortiguamiento.

5. CASOS DE ESTUDIO

Para un cc3fsa, los valores máximos de la potencia disipada por el efecto Joule corresponden a las capas de m1, debido a que presentan una resistencia eléctrica menor que el conjunto de las capas de m2, que a su vez son 8 ordenes menores que el conjunto de las capas SAT. Los valores máximos de la potencia disipada de las capas m1 y m2 se presentan en la vuelta 102, mientras que la potencia disipada máxima del SAT se presenta en la vuelta 108, como se muestra en la figura 5.13a).



a)



b)

Figura 5.13: Potencia disipada en el devanado de campo SAT de la MSSAT ante un cc3f.

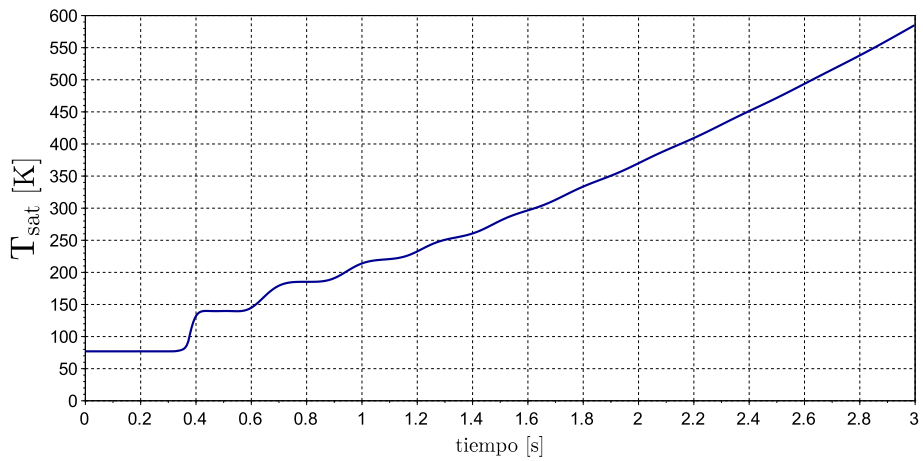
(a) Sin circuitos de amortiguamiento. (b) Con circuitos de amortiguamiento.

Para el caso de un cc3fca, la potencia disipada en las capas metálicas por el efecto Joule es despreciable ya que toda la corriente circula del devanado de campo circula por el SAT. Debido a que la resistencia del SAT aumenta sólo una fracción por el efecto del transitorio del devanado de campo, la potencia disipada en la capa SAT de la vuelta 96 se comporta como se muestra en la figura 5.13b).

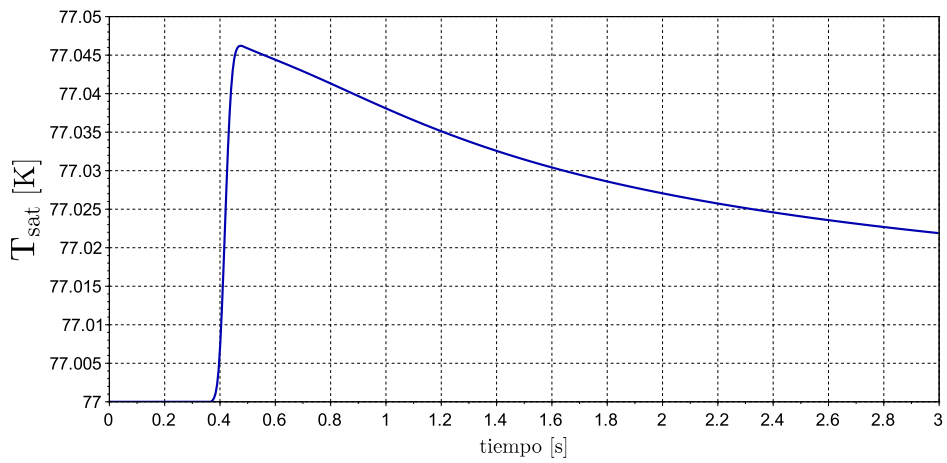
Ante un cc3fsa, la temperatura en todas las capas que conforman al devanado SAT aumentan de forma progresiva por la incapacidad del sistema de enfriamiento para absorber el calor generado por el efecto Joule. En la figura 5.14a) se muestra el comportamiento de la temperatura en la vuelta donde se presenta el valor máximo del SAT, es decir, la vuelta 64. El hecho de que la temperatura aumente hasta 600 K significa que el devanado de campo estará completamente incinerado.

Cuando ocurre una falla de cc3fca, el transitorio de la corriente del devanado de campo supera a la corriente crítica por 60 A en un intervalo pequeño de tiempo, sin embargo, debido a que la temperatura local de dichas capas no se acerca a la temperatura crítica del SAT, la resistencia del SAT permanece en un valor en el orden de 10^{-2} , logrando con ello que la potencia disipada por el efecto Joule únicamente se presente en las capas SAT como se muestra en la figura 5.13b). Debido a esto, el incremento de la temperatura de las capas SAT permanece en el orden de 10^{-3} como se observa en la figura 5.14b).

Durante la falla, los voltajes en las terminales del estator decaen a cero de forma abrupta, por lo que de igual forma, la potencia eléctrica de salida del generador cae desde su estado de prefalla hasta cero, sin embargo, a pesar de ello, el par electromagnético, al ser proporcional a los enlaces de flujo y a las corrientes de los devanados del estator no decae de la misma forma. Debido al desequilibrio entre los pares que actúan en el rotor se genera una aceleración neta que modifica la velocidad angular mecánica del eje. Como el par electromagnético es mayor que el par mecánico de entrada un instante después de la falla, se genera una desaceleración en el rotor que reduce la velocidad a la que gira la máquina, ocasionando con ello que el ángulo de carga se modifique de igual forma. Si la falla no se libera, el par electromagnético tenderá a cero y el rotor comenzará a acelerarse logrando que se embale y pierda el sincronismo. Cuando se usan circuitos de amortiguamiento en el rotor los picos del par electromagnético ante un cc3fca tienen valores mayores que en el cc3fsa debido al incremento de la magnitud de los transitorios en las corrientes de los devanados del estator como se puede apreciar en la figura 5.15. El transitorio del par electromagnético debido a un cc3fca en una MSSAT debe ser estudiado formalmente debido a que, como se muestra en la figura 5.15b), alcanza magnitudes que el devanado de campo SAT debe poder soportar. En la misma figura se puede observar como cuando se tienen circuitos de amortiguamiento el torque en la MSC y en la MSSAT tienen un comportamiento similar.

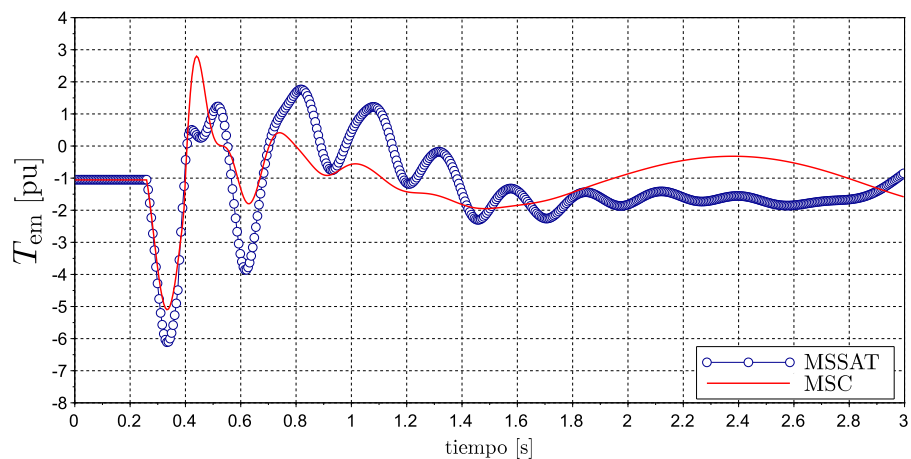


a)

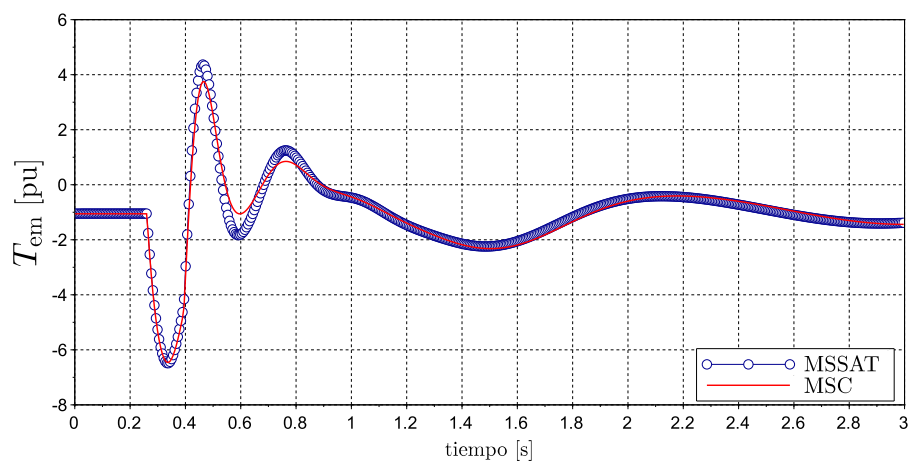


b)

Figura 5.14: Temperatura del SAT ante un cc3f. (a) Sin circuitos de amortiguamiento para la vuelta 61. (b) Con circuitos de amortiguamiento para la vuelta 96.



a)



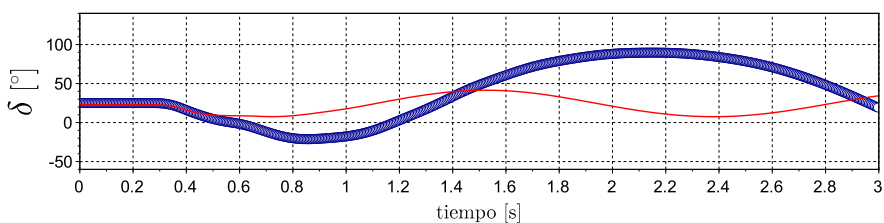
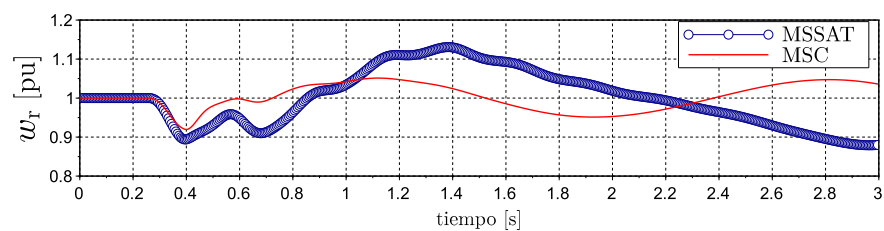
b)

Figura 5.15: Par electromagnético de la MSC y MSSAT ante un cc3f. (a) Sin circuitos de amortiguamiento. (b) Con circuitos de amortiguamiento.

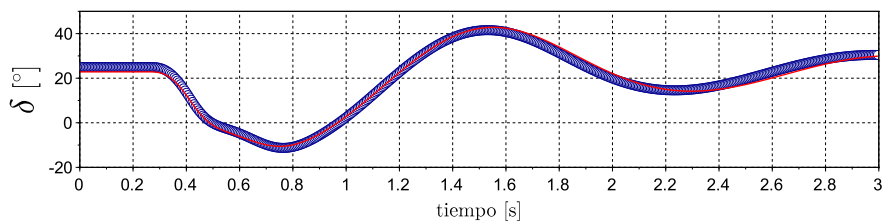
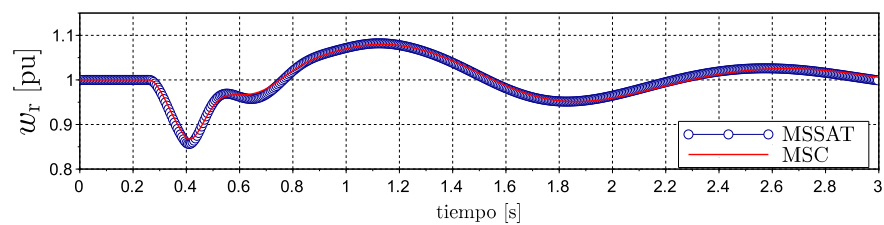
Debido a los picos del par electromagnético generados por un cc3fca, la velocidad angular mecánica sufre variaciones más grandes con respecto a un cc3fca como se observa en la figura 5.16. En la misma figura se puede apreciar como en una MSC la velocidad del rotor tiene una variación menor que en la MSSAT, por ende, ocurre lo mismo con el ángulo de carga, el cual es un parámetro fundamental para estudios de estabilidad en los sistemas eléctricos de potencia.

5. CASOS DE ESTUDIO

Si la falla se libera en tiempo, la potencia eléctrica cambiará inmediatamente y por ende también el par electromagnético, sin embargo, la velocidad mecánica del rotor será diferente a la velocidad síncrona, por lo que el sistema tratará de regresar a ella comenzando a oscilar. Si la velocidad angular mecánica varía, el ángulo de carga también lo hará.



a)



b)

Figura 5.16: Velocidad angular mecánica y ángulo de carga de la MSC y una MSSAT ante un cc3f.
(a) Sin circuitos de amortiguamiento. (b) Con circuitos de amortiguamiento.

En la tabla 5.17 se muestran los valores máximos y mínimos que alcanzan las variables simuladas de la MSSAT y la MSC bajo los casos de estudio planteados.

Tabla 5.17: Valores máximos de las variables simuladas para los casos de estudio propuestos.

Variable	MSSAT			MSC		
	ss	cc3fsa	cc3fca	ss	cc3fsa	cc3fca
$i_{cs_{max}}$ [pu]	1	8.43	9.06	1	7.26	8.66
$i_{fd_{max}}$ [A]	100	625	366	121	540.7	258.7
$T_{em_{max}}$ [pu]	1.06	6.11	6.48	1.05	5.09	6.45
$w_{r_{max}}$ [pu]	1	1.13	1.08	1	1.05	1.08
$w_{r_{min}}$ [pu]	1	0.89	0.86	1	0.92	0.86
δ_{max} [°]	26.1	89.63	41.55	22.8	41.8	42.8
δ_{min} [°]	26.1	-21.3	-11.2	22.8	7.53	-10.57
P_{max} [W]	0	3449.7	3.1	-	-	-
$T_{sat_{max}}$ [K]	77	584.8	77.04	-	-	-

Los valores máximos y mínimos de las variables fundamentales de la MSSAT pueden usarse para identificar, estudiar y dimensionar los siguientes puntos:

- Interruptores que sean capaces de suprimir el valor máximo de la corriente de falla de un cortocircuito bifásico.
- Sistema criogénico que sea capaz de absorber el calor generado por el transitorio de la corriente de campo en un cc3f.
- Sistema de seguridad que soporte el torque electromagnético transitorio de una falla de cc3f.
- Regulador de velocidad que controle las oscilaciones que genera un cc3f.
- Estabilizador del sistema de potencia que controle las oscilaciones que genera un cc3f.
- Convertidor de frecuencia de plena carga CA/CD/CA.

Conclusiones

A pesar de que la MSSAT ha sido estudiada desde que se descubrieron los SAT en los años 80, actualmente, el tema ha sido recobrado con más fuerza debido a las limitaciones técnicas que presenta el desarrollo de generadores de mayor potencia para aplicaciones de energías renovables, cuyo tamaño y peso se torna un problema difícil de manejar. La superconductividad aplicada a los generadores eléctricos accionados por fuentes de energía renovable puede ser una solución viable en los años futuros si se desarrolla investigación en el tema que la consolide como una tecnología confiable y económicamente atractiva.

En este proyecto se presentó un diseño básico de una MSSAT de polos salientes y su modelo en las componentes $dq0$, así como el modelo termoeléctrico de su devanado de campo por el método de parámetros concentrados cuyo objetivo radica en su implementación para el análisis de sistemas de potencia con el fin de identificar la interacción entre un generador SAT y la red eléctrica a la cual este conectado. Para ello, se simuló una MSSAT conectada a un bus infinito cuyos resultados se encuentran enfocados en el estudio de los principios básicos que gobiernan el comportamiento de las oscilaciones del rotor. Las simulaciones analizadas están relacionadas con una de las fallas más severas de cortocircuito que puede experimentar una máquina síncrona. Los resultados obtenidos revelan las diferencias existentes en las variables fundamentales de la máquina ante dos escenarios de cortocircuito que sirven como base para dimensionar las protecciones necesarias, así como para identificar los puntos fundamentales que deben ser tomados en cuenta para el diseño de una MSSAT confiable que garantice su operabilidad en planta.

Asumiendo los valores de los parámetros de los circuitos de amortiguamiento se concluye como estos son un punto clave para el diseño de una MSSAT, debido a que reducen la magnitud del transitorio en el devanado de campo, así como también, las oscilaciones en las variables mecánicas del rotor a costa de incrementar la corriente de falla en todas las fases, aumentar el torque electromagnético transitorio y la variación en la velocidad angular mecánica con respecto a la velocidad nominal. También

6. CONCLUSIONES

se demostró como el número de polos en el rotor y el número de ranuras en el estator modifica el valor de la inductancia de dispersión del devanado de campo, parámetro que de ser aumentado, puede reducir la magnitud del transitorio de la corriente de campo. El inconveniente de incrementar el número de polos de la máquina se traduce en la reducción del espacio disponible para los criostatos modulares, así como el incremento del diámetro de la máquina y por ende su peso.

La MSSAT no tiene pérdidas en el devanado de campo por efecto Joule en tanto se mantenga el estado superconductor en él, por lo que, la MSSAT tiene una mayor eficiencia que la MSC. Aunado a ello se demostró que para la MSSAT diseñada, la reducción del peso con respecto a la MSC es de 24.5%. Con base en las simulaciones realizadas para un cortocircuito trifásico balanceado, se pudo observar como la MSSAT presenta una ventaja de estabilidad con respecto a la MSC debido a que la magnitud de las oscilaciones en la velocidad del rotor y por ende en el ángulo de carga, es menor.

Con todo lo planteado anteriormente, es necesario realizar investigaciones más detalladas que tomen en cuenta la saturación en el hierro, la dependencia del campo magnético incidente en las cintas SAT, la variación de la velocidad de entrada por el comportamiento aleatorio de la fuente primotora renovable, los armónicos generados en el campo resultante por la asimetría en las corrientes del estator bajo fallas de cortocircuito y variaciones de carga, el sistema criogénico, entre otras cosas, con el fin de diseñar una MSSAT óptima.

6.1. Trabajos futuros

Como trabajo futuro con respecto al diseño y modelado de la MSSAT se plantean los siguientes puntos:

- Estimación analítica del campo magnético promedio en el devanado SAT.
- Diseño óptimo de la MSSAT por medio del método de los elementos finitos.
- Diseño de los circuitos de amortiguamiento por el método de los elementos finitos.
- Implementación de la saturación del hierro en el modelo $dq0$.
- Modelo del convertidor de frecuencia CA/CD/CA que va conectado a las terminales del estator.
- Implementación de la variación de la velocidad de entrada en el modelo $dq0$.
- Estudios de estabilidad de la MSSAT conectada a un sistema de potencia.

Apéndice A

A.1. Principios básicos de la energía eólica

Uno de los parámetros fundamentales para diseñar una máquina síncrona es la velocidad nominal mecánica del rotor. En este apéndice se desarrollan los principios básicos de la energía eólica con el objeto de obtener una velocidad nominal del rotor aproximada que pueda ser usada para comenzar el diseño preliminar de la MSSAT.

Las palas de una turbina eólica se encargan de aprovechar la masa de aire en movimiento que impacta sobre ellas con el fin de poder aprovechar su energía cinética. Si se supone una velocidad del viento constante v_w , la potencia eólica disponible P_d del viento se obtiene al derivar la energía cinética del viento con respecto del tiempo. Si se expresa al caudal másico del aire en términos de su densidad ρ_a y la velocidad con la que fluye a través del área ortogonal A_{br} a la dirección del flujo, la potencia eólica disponible del caudal de aire que incide en las palas del rotor se define de la siguiente manera

$$P_d = \frac{1}{2}\rho_a A_{br} v_w^3 \quad (\text{A.1})$$

La potencia eólica disponible es la máxima potencia que se podría obtener del viento si se pudiera extraer del mismo toda su energía cinética, sin embargo, la turbina eólica no es capaz de aprovechar toda esa energía debido a que la misma turbina desviaré el viento antes de que incida en el plano del rotor eólico, por lo que la velocidad del viento se verá frenada ocasionando que el aire se mueva más lentamente en la parte trasera del plano de incidencia. La ralentización se producirá gradualmente en la parte posterior del plano del rotor hasta que la velocidad llegue a ser prácticamente constante. Dado que la cantidad de aire que pasa a través del área barrida por el rotor en el plano incidente debe ser igual a la cantidad que abandona el mismo (conservación de la materia), el aire ocupará una mayor sección transversal detrás del plano de incidencia del rotor.

La presión del aire p_{aire}^+ aumenta gradualmente a medida que el viento se acerca al rotor, por su efecto como barrera, para después caer inmediatamente detrás del plano del rotor p_{aire}^- , y en seguida aumentar de forma gradual hasta el nivel de presión normal en el área. Todo ello se representa en la figura A.1 mediante un tubo de corriente de aire.

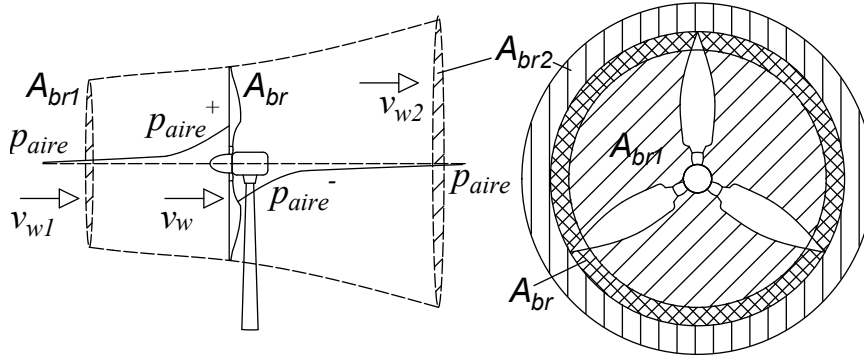


Figura A.1: Representación esquemática del comportamiento del viento en una turbina eólica

Con base en la figura A.1, el principio de la conservación de la materia define que el caudal másico del viento dm_a/dt se ha de mantener a lo largo del tubo de corriente como sigue

$$\frac{dm_a}{dt} = \rho_a v_{w1} A_{br1} = \rho_a v_w A_{br} = \rho_a v_{w2} A_{br2} \quad (\text{A.2})$$

La fuerza que el fluido realiza sobre el rotor eólico, se determina a partir de la variación de la cantidad de movimiento del fluido.

$$F_w = \rho_a v_w A_{br} (v_{w1} - v_{w2}) \quad (\text{A.3})$$

Aplicando el principio de Bernoulli entre la entrada y la salida del tubo de corriente (conservación de la energía) tendremos que

$$p_{\text{aire}} + \frac{1}{2} \rho_a v_{w1}^2 = p_{\text{aire}}^+ + \frac{1}{2} \rho_a v_w^2$$

$$p_{\text{aire}}^- + \frac{1}{2} \rho_a v_w^2 = p_{\text{aire}} + \frac{1}{2} \rho_a v_{w2}^2 \quad (\text{A.4})$$

La diferencia de presiones p_{aire}^+ y p_{aire}^- da origen a una fuerza resultante F_w en el área del plano de incidencia del rotor. Despejando a dichas presiones de la ecuación A.4 y asumiendo que la diferencia entre las áreas de barrido del tubo de corriente es muy pequeña, la fuerza que ejerce el fluido en el rotor se expresa como

$$F_w = \frac{1}{2} \rho_a (v_{w1}^2 - v_{w2}^2) A_{br} \quad (\text{A.5})$$

Si se igualan las ecuaciones (A.3) y (A.5) y se despeja la velocidad del viento que incide en el plano del rotor eólico tendremos que

$$v_w = \frac{1}{2} (v_{w1} + v_{w2}) \quad (\text{A.6})$$

La potencia que el flujo de aire cede al rotor de la turbina P_w , usando las ecuaciones (A.5) y (A.6), finalmente tendrá la forma siguiente

$$P_w = F_w v_w = \frac{1}{4} \rho_a A_{br} (v_{w1}^2 - v_{w2}^2) (v_{w1} + v_{w2}) \quad (\text{A.7})$$

Usando las ecuaciones (A.1) y (A.7), la relación entre la potencia que el flujo de aire puede ceder al rotor y la potencia total de una corriente de viento no perturbada a través de la misma área A_{br} sin ningún rotor que bloquee su trayectoria, se define como el coeficiente de potencia C_p , es decir, como

$$C_p = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_{w2}}{v_{w1}} - \left(\frac{v_{w2}}{v_{w1}} \right)^2 - \left(\frac{v_{w2}}{v_{w1}} \right)^3 \right) \quad (\text{A.8})$$

La expresión (A.8) constituye el teorema de Betz, el cual define que la potencia máxima que puede ser aprovechada por el rotor eólico sólo puede ser del 59.25 % de la potencia disponible del viento. Si se grafica a C_p se puede observar en la figura A.2 que si el rotor eólico gira muy lento, una pequeña parte del viento de entrada incidirá en las palas, mientras que todo el viento restante fluirá inadvertido a través de los espacios entre ellas, por lo que la relación $v_{w2}/v_{w1} \approx 1$, lo que significa que C_p tenderá a cero. De forma opuesta, si el rotor eólico gira muy rápido, el área de barrido de las palas parecerá como un muro sólido para el viento, impidiendo la posibilidad de continuar su trayectoria, por lo que $v_{w2}/v_{w1} \approx 0$, lo que significa que el aire saldrá con una velocidad nula, es decir, el aire no podría abandonar la turbina y no se extraería ninguna energía en absoluto, ya que obviamente también se impediría la entrada de aire al rotor del aerogenerador. Por esta razón, las turbinas eólicas son diseñadas para tener una velocidad específica λ_{TRS} óptima con el fin de extraer la mayor potencia posible del viento. Por esta razón el C_p depende del tipo de rotor eólico, de la velocidad del viento y del ángulo de incidencia entre el viento y las palas del rotor. La velocidad específica depende del número de palas que utilice la turbina eólica, mientras menos tenga, más rápido tendrá que girar el rotor para extraer la potencia máxima posible del viento.

A. APÉNDICE A

La velocidad específica se define como sigue

$$\lambda_{\text{TRS}} = \frac{w_r R_w}{v_w} \quad (\text{A.9})$$

Donde w_r y R_w son la velocidad angular mecánica del rotor y el radio del rotor eólico respectivamente.

El cálculo de C_p requiere del conocimiento de la aerodinámica del rotor eólico, debido a su complejidad, aproximaciones numéricas han sido desarrolladas donde C_p se define como una función de la velocidad específica y el ángulo de incidencia de las palas β_w . Para el cálculo del coeficiente de potencia se usará la función siguiente, la cual se encuentra en las herramientas de Matlab-Simulink®. Los coeficientes c_1 a c_6 tienen los valores siguientes $c_1 = 0.5176$, $c_2 = 116$, $c_3 = 0.4$, $c_4 = 5$, $c_5 = 21$ y $c_6 = 0.0068$.

$$C_p(\lambda_{\text{TRS}}, \beta_w) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta_w - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda_i}} + c_6 \lambda_{\text{TRS}} \quad (\text{A.10})$$

Donde:

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda_{\text{TRS}} + 0.08 \beta_w} - \frac{0.035}{\beta_w^3 + 1}$$

Si se grafica la ecuación (A.10) para diferentes valores constantes de β_w tendremos lo que se muestra en la figura A.3. Para el diseño preliminar de la MS SAT se tomará el coeficiente de potencia máximo para un valor de $\beta_w = 0^\circ$. Si escogemos la velocidad específica con respecto al valor máximo del coeficiente de potencia tendremos que $C_{p1} = 0.48$ y $\lambda_{\text{TRS}} = 8.1$.

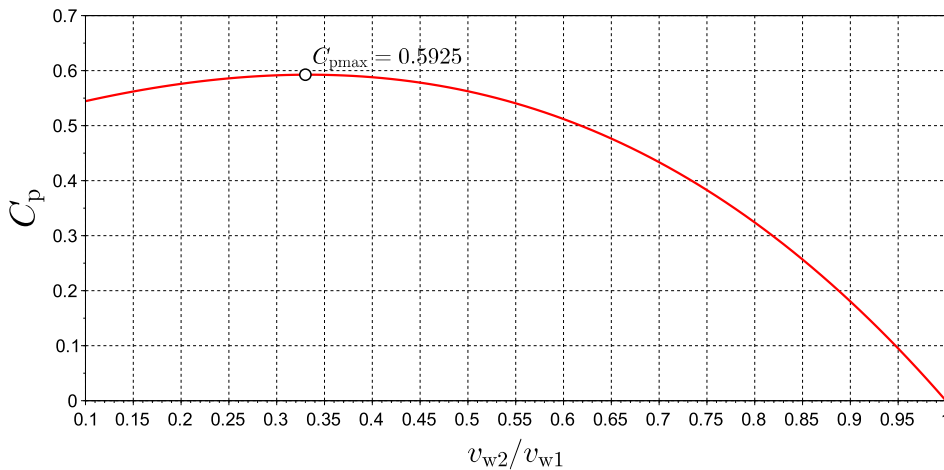


Figura A.2: Gráfica del coeficiente de potencia en función de la relación v_{w2}/v_{w1}

Existen mapas del recurso eólico que muestran la velocidad media del viento a diferentes alturas. En la figura A.4 se muestra el mapa de la velocidad media del viento en México a 50m de altura. Se puede observar que Oaxaca es la zona donde la velocidad media supera los 8 m/s, por lo cual se asumirá para el diseño preliminar de la MS SAT que la velocidad media del viento es de $v_w = 9$ m/s

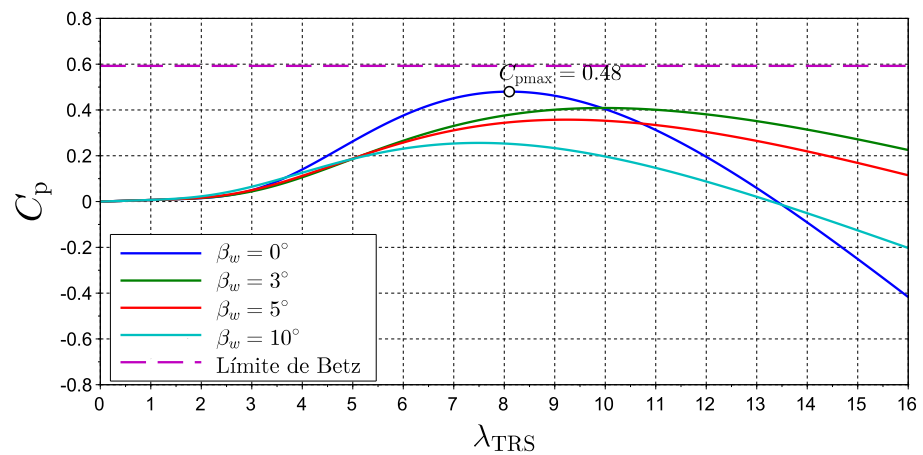


Figura A.3: Gráfica del coeficiente de potencia en función de la velocidad específica para diferentes valores del ángulo de incidencia



Figura A.4: Velocidad media del viento de México a 50 m de altura

Es posible determinar el diámetro de la turbina eólica despejando a A_{br} de la ecuación (A.1), usando el coeficiente de potencia calculado, la velocidad media elegida y la potencia nominal deseada a la salida de la máquina como sigue

$$D_w = 2\sqrt{\frac{2P}{C_p\rho_a v_w^3\pi}} \approx 78 \text{ m} \quad (\text{A.11})$$

Debido a que se asume un acoplamiento directo entre la turbina eólica y el generador eléctrico, es posible obtener la velocidad angular mecánica a la que girará el rotor usando el diámetro, la velocidad específica y la velocidad media del viento en la ecuación (A.9), por lo que $w_r = 1.855 \text{ rad/s}$

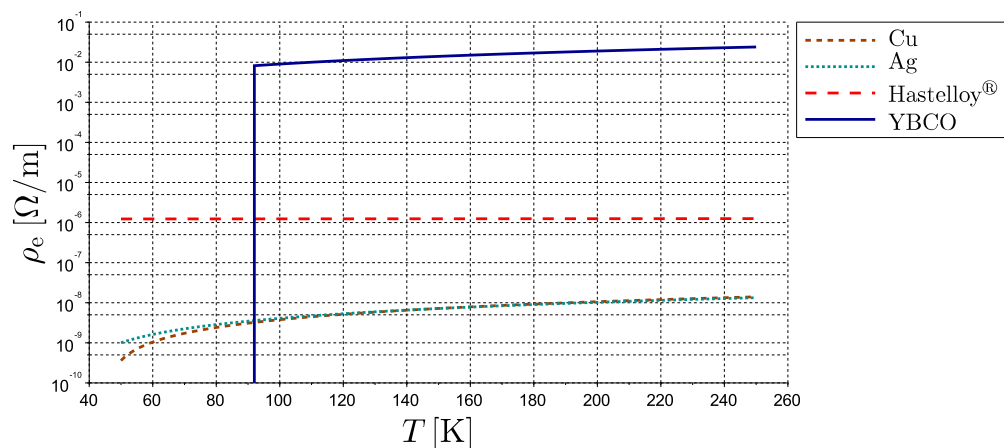
Apéndice B

B.1. Propiedades de los materiales del crióstato modular

Los polinomios obtenidos de forma experimental que definen el comportamiento de las propiedades físicas como lo es la resistividad eléctrica, la conductividad térmica y la capacidad calorífica de los elementos que conforman al crióstato modular en función de la temperatura, así como el coeficiente de convección del nitrógeno líquido, se obtuvieron de [56].

B.1.1. Resistividades eléctricas

Las resistividades eléctricas de las capas que portan corriente eléctrica se muestran en la siguiente gráfica

**Figura B.1:** Resistividades eléctricas

B.1.2. Conductividades térmicas y capacidades caloríficas

Las conductividades térmicas de los materiales que conforman el crióstato modular se muestran en la siguiente gráfica

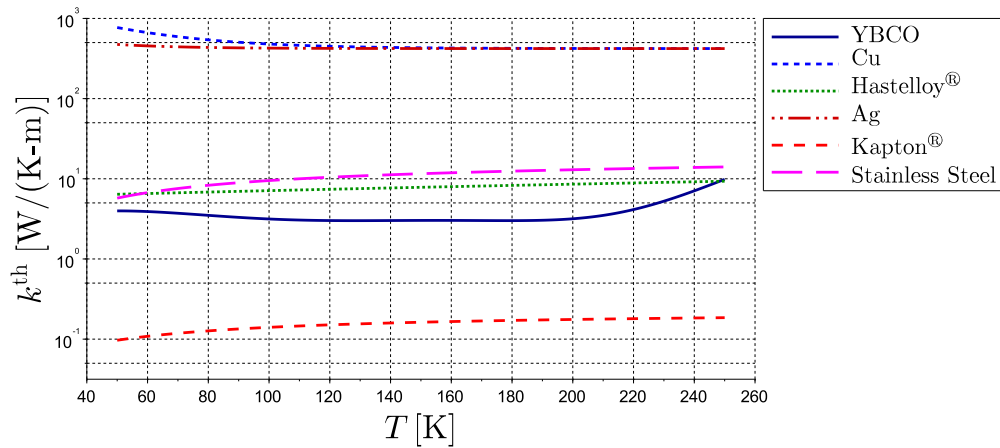


Figura B.2: Conductividades térmicas

Las capacidades caloríficas de los materiales que conforman el crióstato modular se muestran a continuación

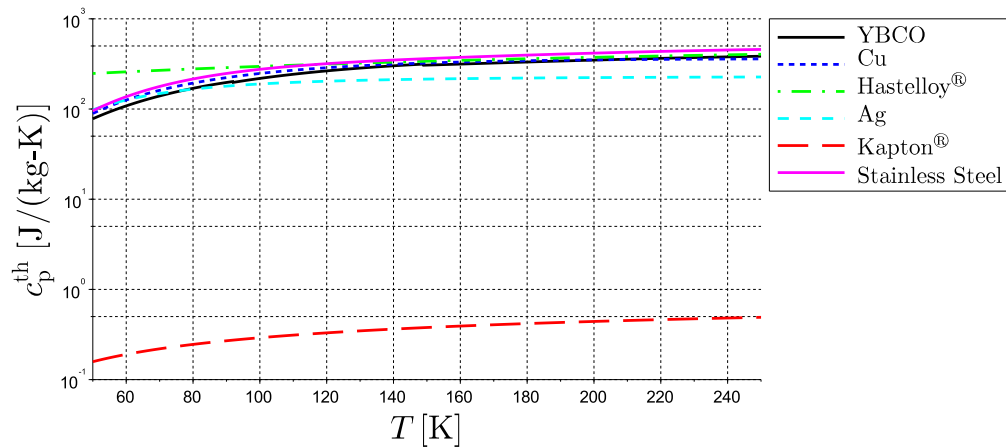


Figura B.3: Capacidades caloríficas

B.1.3. Coeficiente de convección

El coeficiente de convección h_{LN} del nitrógeno líquido se muestra a continuación

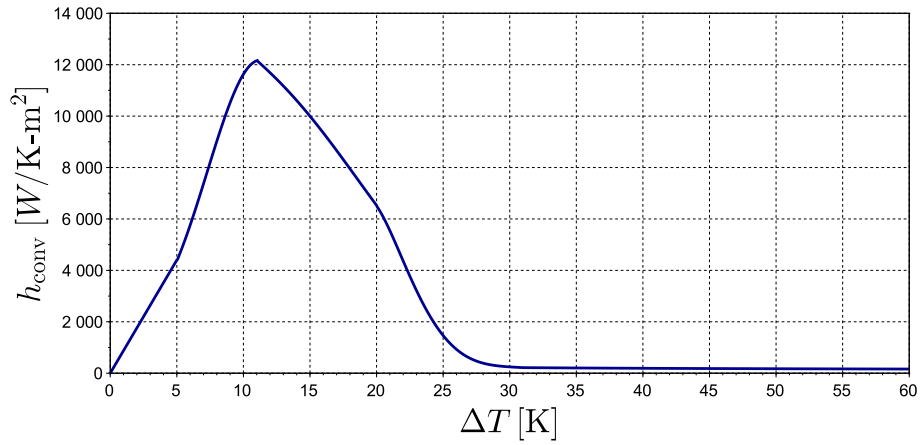


Figura B.4: Coeficiente de convección del nitrógeno líquido

Apéndice C

C.1. Transformación de Park

Si se proyecta en función del ángulo θ_r a la fuerza magnetomotriz creada por cada devanado del estator en el eje d y en el eje q , y sumamos sus componentes, se pueden obtener las fuerzas magnetomotrices resultantes equivalentes siguientes

$$\begin{aligned} F_{mm_d} &= F_{mm_{ad}} + F_{mm_{bd}} + F_{mm_{cd}} \\ F_{mm_q} &= F_{mm_{aq}} + F_{mm_{bq}} + F_{mm_{cq}} \end{aligned} \quad (C.1)$$

Con base en la ecuación (C.1), si se representan a las fuerzas magnetomotrices resultantes en el eje d y en el eje q en función de unas nuevas corrientes equivalentes i_d e i_q respectivamente, y de igual forma, se representan a las fuerzas magnetomotrices de los devanados del estator en el eje d y en el eje q en función de las corrientes de los devanados abc correspondientes, se tiene que,

$$\begin{aligned} k_{ed}i_d &= k_N \left(i_a \cos(\theta_r) + i_b \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ k_{eq}i_q &= -k_N \left(i_a \sin(\theta_r) + i_b \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{aligned} \quad (C.2)$$

Donde k_{ed} , k_{eq} y k_N son constantes que representan el valor máximo de la componente fundamental de cada fuerza magnetomotriz con su número de vueltas respectivo. La relación entre los coeficientes mencionados es equivalente a

$$\begin{aligned} k_d &= \frac{k_N}{k_{ed}} \\ k_q &= \frac{k_N}{k_{eq}} \end{aligned} \quad (C.3)$$

Las constantes k_d y k_q son arbitrarias y sus valores pueden ser seleccionados para simplificar el desarrollo de las ecuaciones del modelo de la MS SAT. Bajo condiciones en estado estable, con las corrientes del estator balanceadas con un valor pico en cada fase de I_m , si el valor de k_d y k_q es de $2/3$, las corrientes equivalentes i_d e i_q tendrán la misma magnitud que el valor pico de la corriente I_m .

Para dar un grado completo de libertad a la transformación, una tercera componente debe ser definida para que las corrientes trifásicas puedan ser transformadas en otras tres variables. Si las corrientes equivalentes i_d e i_q combinadas producen un campo magnético resultante idéntico al producido por las corrientes trifásicas originales, la tercera componente no debe producir un campo magnético en el entrehierro. Por lo tanto la tercera variable conveniente es la corriente de secuencia cero i_0 asociada a las componentes simétricas.

Con lo mencionado hasta ahora se define a la transformación $dq0$, que cambia del marco de referencia de las fases abc al marco de referencia $dq0$, cuando el valor de $k_d = k_q = 2/3$, como

$$\mathbf{T}_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (C.4)$$

C.2. La ley de Faraday en el marco de referencia dq0

Para poder establecer las ecuaciones de voltaje en el marco de referencia $dq0$ se analiza el efecto que tiene la derivada de los enlaces de flujo abc con la transformación $dq0$ como sigue

$$\mathbf{T}_{dq0} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq0} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} \right) \quad (C.5)$$

El segundo término de la ecuación puede ser reescrito como

$$\mathbf{T}_{dq0} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{dq0} \frac{d\mathbf{T}_{dq0}^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix}$$

Donde:

$$\mathbf{T}_{dq0} \frac{d\mathbf{T}_{dq0}^{-1}}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = w_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

De esta forma la transformación de los enlaces de flujo en *abc* al marco de referencia *dq0* tendrá la siguiente forma

$$\mathbf{T}_{dq0} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} + w_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} \quad (\text{C.6})$$

Bibliografía

- [1] Secretaría de energía. *Prospectiva del sector eléctrico 2015-2027*. www.gob.mx/sener, 2013. 1
- [2] Secretaría de energía. *Prospectiva del sector eléctrico 2017-2031*. www.gob.mx/sener, 2017. 1
- [3] Secretaría de energía. *Prospectiva de Energías Renovables 2017-2031*. www.gob.mx/sener, 2017. 1
- [4] International Renewable Energy Agency. *Renewable capacity statistics 2017*. www.irena.org, 2017. 1
- [5] Superconductor Technologies Inc. (STI). *CONDUCTUS for power generation*. <http://www.suptech.com>, 2018. 1
- [6] Instituto para la Diversificación y Ahorro de la Energía. *Manuales de energías renovables 3. Energía eólica*, 2006. 2
- [7] Y. Xu and B. Ke. Development and prospects of offshore wind power. *IEEE Conf. World Non-Grid-Connected Wind Power Energy*, 2010. 2
- [8] Michael Frank, Peter van Haßelt, Peter Kummeth, Peter Masek, Wolfgang Nick, Hans Rothfischer, Heinz Schmidt, Bernd Wacker, Heinz-Werner Neumüller, Georg Nerowski, Joachim Fraunhofer, Rainer Hartig, and Wolfgang Rządki. High-temperature superconducting rotating machines for ship applications. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 16, 2006. 2, 12
- [9] AmericanSuperConductor. American superconductor. <http://www.amsc.com>, 2011. 2
- [10] K Kovalev, L Kovalev, V Poltavets, S Samsonovich, R Ilyasov1, A Levin, and M Surin. Synchronous generator with hts-2g field coils for windmills with output power 1 mw. *IOP Publishing*, 2013. 2
- [11] Nenad Mijatovic. *Superconducting wind turbine generators*. PhD thesis, Technical University of Denmark, 2012. 3

BIBLIOGRAFÍA

- [12] Gunar Klaus, Markus Wilke, Joachim Frauenhofer, Wolfgang Nick, and Heinz-Werner Neumüller. Design challenges and benefits of hts synchronous machines. *IEEE*, 2007. 3
- [13] Clive Lewis and Jens Müller. A direct drive wind turbine hts generator. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 16, 2007. 4
- [14] New energy connections LLC. *Mexico, energy & sustainability review*, 2013. 4
- [15] Güven Kömürgöz and Tayfun Gündogdu. Comparison of salient pole and permanent magnet synchronous machines designed for wind turbines. *IEEE*, 2012. 4
- [16] Gonzalo Sirvent Zaragoza. *El Mercado de "tierras raras": un mercado estratégico*. www.ieee.es, 2012. 4
- [17] Karen Smith Stegen. Heavy rare earths, permanent magnets, and renewable energies: An imminent crisis, energy policy. *Elsevier*, 2015. 4
- [18] Do Jin Kim Chang-Jin Boo Young-Sik Jo Yong Soo Yoon Kyung Yong Yoon Ho Min Kim Ji Hyung Kim, Thanh Dung Le. Economic analysis of a 1.5-mw-class hts synchronous machine considering various commercial 2g cc tapes. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 26, 2016. 4
- [19] A. W. B. Taylor. *Superconductivity*. The Wykeham Science Series, 1970. 5
- [20] Loïc Quéval and Hiroyuki Ohsaki. Ac losses of a grid-connected superconducting wind turbine generator. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 2013. 5, 13
- [21] R.G. Sharma. *Superconductivity Basics and Applications to Magnets*. Springer, 2015. 5
- [22] Suprapower. Report on deliverable: Improved mgb2 wire. <http://www.suprapower-fp7.eu>, 2014. 6
- [23] SuperPower. Wire specifications 2g high temperature superconductor. <http://www.superpower-inc.com>, 2012. 6
- [24] Swarn Singh Kalsi. *Applications of high temperature superconductors to electric power equipment*. IEEE Press, Wiley, 2011. 8
- [25] Lei Han Dong Zhang Jingye Zhang-Qingquan Qiu Shaotao Dai Zhifeng Zhang Dong Xia Guomin Zhang Liangzhen Lin Liye Xiao Shaowen Zhu Hongbin Bai Bo Bian Shuangping Li Xiaohang Li, Yigang Zhou and Weinan Gao. Design of a high temperature superconducting generator for wind power applications. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 2011. 8

- [26] Charles E. Oberly. Lightweight superconducting generators for mobile military platforms. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 2006. 8
- [27] Wei Wang Min Zhang, Y. R. Chen, and Tim Coombs. Design methodology of hts bulk machine for direct-driven wind generation. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 2012. 8
- [28] Swarn Singh Kalsi. Superconducting wind turbine generator employing mgb2 windings both on rotor and stator. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 2014. 8
- [29] João M. Pina, David Inácio, Gonçalo Luís, José M. Ceballos, P. Pereira, João Martins, Mário Ventim-Neves, Alfredo Álvarez, and Amadeu L. Rodrigues. Research and development of alternative concepts in hts machines. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 2011. 8
- [30] Hirohisa Matsuzaki, Yousuke Kimura, Eisuke Morita, Hideaki Ogata, Tetsuya Ida, Mitsuru Izumi, Hidehiko Sugimoto, Motohiro Miki, and Masahiro Kitano. Hts bulk pole-field magnets motor with a multiple rotor cooled by liquid nitrogen. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 2007. 8
- [31] Umashankar, Kothari D P, Vijayakumar D, Vasudevan M, and Bhanuprasad Chhillapalli. Cost effective fully fed wind turbine hts generator: An alternative to existing generators in offshore wind farms. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 2011. 8
- [32] J Fraunhofer, J Grundmann, G Klaus, and W Nick. Basic concepts, status, opportunities, and challenges of electrical machines utilizing high temperature superconducting (hts) winding. *IOP Publishing*, 2007. 8
- [33] Changwon National University. Realization of a large-scale superconducting generator for a wind power generation system. 2016. 10
- [34] y. xU, N. mAKI, and M. Izumi. Study of key parameters and cryogenic vessel structure of 10mw salient pole wind turbine hts generator. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 2015. 10
- [35] Hirofumi Yamasaki, Naotake Natori, and Mitsuho Furuse. Evaluation of heat inleak in a model superconducting coil module for wind turbine generator with iron cores. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 2014. 10
- [36] Wei Tong. *Wind Power Generation and wind Turbine Design*. WIT Press, Southampton, Boston, 2010. 11
- [37] Jacek F. Gieras. Superconducting electrical machines state of the art. University of Technology and Life Sciences, Bydgoszcz, 2009. 12

- [38] Pr B. Douine and Dr K. Berger. Applications of superconductors in electrical engineering. GREEN-Lorraine University, 2015. [12](#)
- [39] Xiaowei Song, Dong Liu, Henk Polinder, Nenad Mijatovic, Joachim Holbøll, and Bogi Bech Jensen. Short circuits of a 10-mw high-temperature superconducting wind turbine generator. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 2017. [13](#)
- [40] Kiruba Sivasubramaniam, Xianrui Huang, E. T. Laskaris, T. Zhang, J. W. Bray, J. M. Forgarty, and Rebecca A. Nold. Performance of an hts generator field coil under system fault conditions. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 2006. [13](#)
- [41] Rouhollah Shafaie and Mohsen Kalantar. Transient performance of a large scale wind turbine hts synchronous generator under short circuit conditions. *IEEE*, 2014. [13](#)
- [42] Jan Machowski, Janusz W. Bialek, and James R. Bumby. *Power System Dynamics. Stability and Control*. John Wiley & Sons, Ltd, 2008. [14](#)
- [43] John J. Grainger and Jr. William D. Stevenson. *Power System Analysis*. McGraw-Hill, Inc., 1994. [14](#)
- [44] P. Kundur. *Power System Stability and Control*. McGraw-Hill, Inc., 1994. [14](#)
- [45] Paul C. Krause, O. Wasynczuk, and S. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery*. IEEE Press, New York, 1995. [14](#), [63](#), [64](#), [67](#)
- [46] Stephen D. Umans. Transient performance of a high-temperature-superconducting generator. *IEEE*, 2009. [14](#), [77](#)
- [47] G. Dajaku and D. Gerling. An improved lumped parameter thermal model for electrical machines. *Institute of Electrical Drives, University of Federal Defense Munich*, 2006. [14](#)
- [48] Juha Pyrhönen, Tapani Jokinen, and Valéria Hrabovcová M. N. Wilson. *Design of rotating electrical machines*. John Wiley & Sons, Ltd, 2008. [17](#), [69](#), [71](#)
- [49] K M Vishnu Murthy. *Computer-Aided Design of Electrical Machines*. BS Publications, 2008. [17](#), [67](#), [71](#)
- [50] Haran Karmaker, Mantak Ho, Edward Chen, and Devdatta Kulkarni. Direct drive hts wind generator design for commercial applications. *IEEE*, 2015. [18](#)
- [51] Haran Karmaker and Edward Chen. Design concepts for a direct drive wind generator using new superconductors. *IEEE*, 2014. [18](#)

- [52] SuperPower Inc. [http://www.superpower-inc.com/system/files/SP₂G + Wire + Spec + Sheet_{2014_wbv10.pdf}](http://www.superpower-inc.com/system/files/SP2G+Wire+Spec+Sheet_2014_wbv10.pdf). *FurukawaElectricGroup*, 2014. [23](#)
- [53] P. Elhaminia, M. Yazdanian, M.R. Zolghadri, and M. Fardmanesh. An analytical approach for optimal design of rotor iron for superconducting synchronous machine. *IEEE*, 2011. [24](#)
- [54] Chee-Mun Ong. *Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab/Simulink*. Prentice-Hall PTR, 1998. [63](#), [64](#), [67](#)
- [55] Ion Boldea and S.A. Nasar. *The Induction Machine Handbook*. Crc Press, 2002. [71](#)
- [56] Frederic Trillaud. YBCO test coil assembly quench behaviour and active protection scheme study. Lecture Notes, Massachusetts Institute of Technology, Francis Bitter magnetic laboratory, 2007. [99](#)