



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

MÁQUINAS ELECTROSTÁTICAS EN MICRORREDES

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA,
MENCIÓN ELÉCTRICA

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

GABRIEL NICOLÁS RAMOS HUERTA

PROFESOR GUÍA:
Patricio Mendoza Araya

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
Constanza Ahumada Sanhueza
Juan Tapia Ladino

SANTIAGO DE CHILE
2022

RESUMEN DE LA TESIS PARA OPTAR
AL GRADO DE MAGÍSTER EN CIENCIAS
DE LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA
Y MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO
POR: GABRIEL NICOLÁS RAMOS HUERTA
FECHA: 2022
PROF. GUÍA: PATRICIO MENDOZA ARAYA

MÁQUINAS ELECTROSTÁTICAS EN MICRORREDES

La presente memoria busca desarrollar una plataforma de simulación para la máquina electrostática en microrredes. A pesar de la existencia de modelos matemáticos que las describen, su implementación en redes eléctricas es bastante aislado, debido a la poca eficiencia que tienen al momento de generar energía a gran escala y a la presencia de arcos eléctricos.

La motivación principal para el estudio de este tipo de máquinas rotatorias en microrredes proviene de una potencial adición de inercia al sistema, además de niveles controlados de corrientes durante cortocircuito. Además, la construcción de esta máquina es mucho más sencilla que su análoga electromagnética.

La propuesta metodológica consiste en el uso de PLECS para la modelación de esta máquina. Luego, se busca incorporar este modelo de máquina en una microrred, con el fin de observar su comportamiento y efectos sobre la misma. Finalmente, se analizan los beneficios y desafíos de la incorporación de este tipo de máquinas.

Los resultados obtenidos muestran que esta máquina, junto a controladores clásicos adaptados, es capaz de participar en el control primario, además de entregar potencia y corriente estable durante perturbaciones. Sin embargo, el diseño de controladores robustos ante cortocircuito sigue siendo un desafío para trabajos futuros.

*Este trabajo va dedicado
a todos los que me apoyaron, en especial a mi familia.*

Agradecimientos

El final de este largo camino está muy cerca. Se vienen a mi mente muchos eventos, imágenes y experiencias que, si bien no siempre fueron agradables, me permitieron llegar al lugar donde estoy. No podría haber recorrido este camino sin la ayuda de incontables personas, que me entregaron su apoyo de diversas formas.

En primer lugar, quiero agradecer a mi familia por el apoyo incondicional durante todos estos años; a mi hermano Felipe, a mis hermanas Natalia y Nury, y por sobre todo, a la Michi, mi madre, que estuvieron allí para escuchar mis problemas, quejas y miedos, entregándome mucho cariño y aguantándome como la persona malhumorada que soy.

Quiero también agradecer a mis amigos; en este camino, conocí muchas personas con las cuales formé lazos inquebrantables y con las cuales pasé momentos memorables. En particular, quiero agradecer a Samuel, Ignacio, Iván, David y Alonso, y a los grupos La Banquita y Chimp Circus, dos grupos de payasos de los cuales estoy orgulloso de formar parte.

Quiero agradecer a los profesores de la facultad que me dieron una gran formación como profesional y como persona, y que confiaron en mí a pesar de todo. Entre ellos, destacar a Patricio Mendoza, mi profesor guía, y a Santiago Bradford, que me devolvió la confianza para desempeñarme en el mundo laboral.

Finalmente, les agradezco a todas las personas que no mencioné, pero que de igual forma estuvieron allí.

Tabla de Contenido

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Hipótesis	2
1.3. Objetivos	3
1.3.1. Objetivos generales	3
1.3.2. Objetivos específicos	3
1.4. Alcances	3
1.5. Estructura del documento	4
2. Estado del arte	5
2.1. Teoría de máquinas electrostáticas	5
2.1.1. Máquinas con transporte aislante	5
2.1.2. Máquinas con transporte conductor	6
2.2. Máquinas electrostáticas actuales	7
2.3. Máquinas electrostáticas en ejes d-q	10
2.4. Analogías con la máquina electromagnética	15
2.5. Máquina electrostática en estado estacionario	16
2.6. Comparativa del software de simulación disponible	18
2.6.1. PLEXIM PLECS	18
2.6.2. MATLAB & Simulink	18
2.6.3. PowerSim	19
3. Marco Teórico	20
3.1. Microrredes	20
3.1.1. Estabilidad en microrredes	22
3.1.2. Control en microrredes	24
3.1.3. Estrategias de control de Convertidores en microrredes AC	25
3.1.3.1. Grid Forming	25
3.1.3.2. Grid Following	26
3.1.3.3. Grid Supporting	26
3.2. Sistemas de Control	28
3.2.1. Control <i>Droop</i>	28
3.2.2. Control <i>Droop</i> Inverso	29
3.2.3. AVR	30
3.2.4. Gobernador	32
3.3. Transformación abc-dq	33

4. Propuesta Metodológica	34
4.1. Implementación de los modelos	35
4.2. Prueba en circuito uninodal y literatura	35
4.3. Prueba en micro-redes	35
4.4. Control y contingencias	37
5. Resultados y Análisis	39
5.1. Primera parte: implementación de las ecuaciones	39
5.2. Segunda parte: Pruebas de cortocircuito y circuito abierto	41
5.3. Tercera parte: re-escalamiento de la máquina	44
5.3.1. Tamaño de la máquina	44
5.3.2. Inercia de la máquina	46
5.4. Cuarta parte: pruebas uninodales	47
5.4.1. Pruebas uninodales sin controladores	47
5.4.2. Pruebas uninodales con controladores	51
5.4.2.1. Puntos de operación de la máquina electrostática	52
5.4.2.2. Carta de operación	53
5.4.2.3. Implementación del ACR	56
5.4.2.4. Implementación del gobernador	59
5.4.2.5. Coordinación ACR-Gobernador	60
5.4.2.6. Experimento y resultados	61
5.5. Quinta parte: Implementación de la microrred	67
5.5.1. Modelamiento de las cargas	67
5.5.2. Modelamiento de las líneas	67
5.5.3. Modelamiento de los convertidores	67
5.5.3.1. Banco de baterías	67
5.5.3.1.1. PLL (Phase Locked Loop)	68
5.5.3.1.2. Referencias de corriente	69
5.5.3.1.3. Controlador de corriente	70
5.5.3.1.4. Filtro RL	70
5.5.3.2. Modelamiento de las microturbinas	71
5.5.3.3. Modelamiento de las celdas de combustible	71
5.5.3.4. Resto de convertidores	71
5.5.3.4.1. Limitadores de corriente	71
5.5.3.5. Parámetros utilizados	72
5.6. Parte final: Pruebas en la microrred	73
5.6.1. Escalón de carga	73
5.6.2. Desconexión de línea	80
5.6.3. Cortocircuito trifásico en una línea	82
6. Conclusiones	86
Bibliografía	88

Índice de Tablas

2.1.	Comparativa de avances en fluidos dieléctricos (fuente: [3])	9
4.1.	Datos de línea: Microrred de CIGRÉ	37
5.1.	Parámetros del modelo de máquina electrostática implementado	41
5.2.	Valores eléctricos nominales: máquina re-escalada	46
5.3.	Parámetros del modelo DC2A (extraído de [36])	57
5.4.	Parámetros del modelo IEESGO (extraído de [29])	59
5.5.	Tabla de valores para ACR (Voltaje) y Gobernador, caso uninodal	60
5.6.	Parámetros del convertidor <i>grid forming</i> : prueba uninodal con controladores .	61
5.7.	Despachos de los generadores	72
5.8.	Pot. nominales de los generadores	72
5.9.	Valores para la implementación de los convertidores	73
5.10.	Filtros RL (todos los convertidores)	73

Índice de Ilustraciones

2.1.	Generador de Van de Graaff	6
2.2.	Generador de transporte conductor	7
2.3.	Diagrama de la máquina electrostática construida en [9].	7
2.4.	Forma del rotor y sus polos	8
2.5.	Interacción rotor-estator en la máquina electrostática	8
2.6.	Ejes dq en máquina electrostática (extraída de [9])	11
2.7.	Eje d para máq. electrostática	13
2.8.	Eje q para máq. electrostática	13
2.9.	Ejes dq para máquina electrostática con amortiguadores (extraída de [9])	14
2.10.	Eje d: máquina electromagnética	15
2.11.	Eje q: máquina electromagnética	15
2.12.	Circuito equivalente de la máq. electrostática (extraído de [9])	17
3.1.	Topología común de una microrred	20
3.2.	Generación de energía eléctrica por tipo (Fuente: [14])	21
3.3.	Criterios de estabilidad en los SEP (fuente:[15])	22
3.4.	Clasificación de estabilidad en microrredes (fuente: [16])	23
3.5.	Control jerárquico en una microrred típica (fuente: [16])	24
3.6.	Diagrama de bloques: Grid Forming (extraído de [23])	25
3.7.	Diagrama de bloques: Grid Following (extraído de [23])	26
3.8.	Grid Supporting como fuente de corriente (extraído de [23])	27
3.9.	Grid Supporting como fuente de voltaje (extraído de [23])	27
3.10.	Diagrama de bloques: control <i>Droop</i> (extraída de [24])	28
3.11.	Curvas <i>droop</i> : control de Q (Fuente: [25])	29
3.12.	Curvas <i>droop</i> inverso (extraída de [26])	30
3.13.	Diagrama de bloques genérico para un AVR	31
3.14.	Diagrama de bloques genérico para un gobernador (e.g DEGOV1 [29])	32
3.15.	Diagrama de transformación abc-dq	33
4.1.	Topología de la microrred de CIGRÉ ([31])	36
4.2.	Esquema de trabajo propuesto	38
5.1.	Diagrama del modelo implementado	40
5.2.	Onda de corriente en bornes: 300 [rpm], 4000 [V] de excitación	42
5.3.	Corriente <i>peak</i> vs. V. de excitación para 100, 200 y 300 [rpm]	42
5.4.	Voltajes en el estator vs. Voltaje de excitación a 100 [rpm]	43
5.5.	Máquina de 12.5 [kVA] (extraída de [34])	46
5.6.	Corriente y frecuencia (caso uninodal sin controladores)	47
5.7.	Torques eléctrico y mecánico (caso uninodal sin controladores)	48
5.8.	Potencias activa y reactiva (caso uninodal sin controladores)	48

5.9.	Voltaje en bornes (caso uninodal sin controladores)	48
5.10.	Voltaje de excitación (caso uninodal sin controladores)	49
5.11.	Transiente de la corriente en bornes (caso uninodal sin controladores)	50
5.12.	Corrientes durante el sub-transiente: capacitancia del estator en ejes d y q	50
5.13.	<i>Speed Currents</i> en la máquina electrostática: sin controladores	51
5.14.	Conexión de la máquina con un sistema eléctrico	52
5.15.	Carta de operación: máquina electrostática	56
5.16.	DC2A: diagrama de bloques	57
5.17.	Cálculo de la corriente de referencia del ACR	58
5.18.	DEGOV: diagrama de bloques	59
5.19.	Frecuencia y corriente en bornes (máquina)	61
5.20.	Voltaje en bornes (máquina)	62
5.21.	Generación de potencia activa	62
5.22.	Generación de potencia reactiva	62
5.23.	Potencia en dirección a la carga	63
5.24.	Torque mecánico y eléctrico (máquina con controladores)	63
5.25.	Excitación de la máquina	63
5.26.	Factor de potencia (máquina)	64
5.27.	<i>Speed Currents</i> en la máquina electrostática: con controladores	65
5.28.	Señal de voltaje: máquina electrostática con controladores	66
5.29.	Señal de corriente: máquina electrostática con controladores	66
5.30.	Arquitectura de batería implementada	68
5.31.	Diagrama de bloques del PLL implementado	69
5.32.	Lazo de control de corriente de los convertidores	70
5.33.	Frecuencia en la microrred: escalón de carga (microturbinas)	74
5.34.	Voltaje: escalón de carga (barra de la carga)	74
5.35.	Corrientes de la unidad generadora: escalón de carga	74
5.36.	P. activa entregada por las micro-turbinas: escalón de carga	75
5.37.	P. reactiva entregada por las micro-turbinas: escalón de carga	75
5.38.	P. activa entregada por la unidad generadora: escalón de carga	75
5.39.	P. reactiva entregada por la unidad generadora: escalón de carga	76
5.40.	P. activa en la carga: escalón de carga	76
5.41.	P. reactiva en la carga: escalón de carga	76
5.42.	<i>Speed Currents</i> en la máquina: escalón de carga	77
5.43.	Frecuencias en la red: escalón de carga (caso con máquina)	77
5.44.	Señal de voltaje: escalón de carga	79
5.45.	Señal de corriente: escalón de carga	79
5.46.	Voltajes: desconexión de línea	80
5.47.	Corrientes: desconexión de línea	80
5.48.	Señales de onda (inversor): desconexión de línea	81
5.49.	Señales de onda (máquina): desconexión de línea	81
5.50.	Voltaje en bornes: cortocircuito	82
5.51.	Corriente en bornes: cortocircuito	82
5.52.	Frecuencia del sistema: cortocircuito	83
5.53.	Frecuencia de la máquina: cortocircuito	83
5.54.	Torques en la máquina: cortocircuito	84
5.55.	Señal de voltaje (barra de cortocircuito): cortocircuito	84

Lista de Símbolos

Variables

δ	Ángulo de carga
μ	Coefficiente de roce viscoso
ω	Velocidad angular
ϕ	Flujo magnético
π	Constante pi (3.141592...)
θ	Ángulo del rotor
T	Torque
A	Capacitancia o Conductancia
a	Rotación en el plano complejo, en 120°
C	Capacitancia
f	Frecuencia eléctrica
H	Constante de tiempo de la máquina síncrona
i, I	Corriente (Como fasor o en función del tiempo, respectivamente)
J	Constante de inercia
n	Velocidad de giro
P	Potencia activa o número de polos
p	Operador derivada
Q	Potencia reactiva
R	Resistencia
S	Potencia aparente
v, V	Voltaje (Como fasor o en función del tiempo, respectivamente)
X	Reactancia
Z	Impedancia

Índices

$0, 1, 2, \dots$	Orden de armónica
a, b, c	Fases del sistema trifásico
d, q	Ejes directo y de cuadratura
e	Variable eléctrica
exc	Excitación
m	Variable mutua (Capacitancia o Inductancia)
$+f, -f$	Potenciales positivos y negativos del circuito de campo
r	Unidad referida al/del rotor
s, f	Unidad referida al/del estator, referida al/del campo

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

A fines del siglo XVIII, un evento histórico cambiaría el rumbo de la humanidad: la Revolución Francesa. Valores como la libertad y la igualdad desplazaron a la tiranía existente, y tomaron un rol protagónico dentro de la sociedad. La clase obrera se beneficiaría en gran medida de esto: la creación de las nuevas escuelas técnicas de ingeniería permitirían generar nuevas tecnologías y maquinaria que abrieran las puertas del progreso a la sociedad.

Dentro de los avances que dieron paso a la Revolución Industrial se encuentra el descubrimiento de Michael Faraday en la década de 1830: la Ley de Inducción Electromagnética. Este descubrimiento llevó a los científicos a indagar en nuevas formas de generar energía, y años más tarde, se crearía una de las máquinas más reconocidas: la máquina electromagnética. Esta máquina, debido a su robustez, eficiencia y estabilidad, se convirtió rápidamente en la protagonista de los Sistemas Eléctricos de Potencia, y hasta el día de hoy mantiene su supremacía.

Sin embargo, y casi al mismo tiempo que Faraday, Jean Peltier haría otro gran descubrimiento: la Inducción Electroestática. Sin embargo, su descubrimiento pasaría inadvertido hasta la década de 1920, cuando Van de Graaff crearía la conocida máquina electrostática que lleva su nombre. La generación por medio del efecto triboeléctrico parecía complicada e ineficiente, y como la máquina electromagnética ya había tomado las riendas, se ahondó muy poco en el tema.

No se desarrollaría una base teórica fuerte sobre esta máquina hasta la década de 1960, cuando Dominique Gignoux [1], junto a F. J. McCoy y W. R. Bell [2] la visitaron nuevamente. Se estudiaron varios tipos de máquina electrostática, y se llegó a la conclusión de que este tipo de máquina era altamente ineficiente; y se propuso que podría ser viable si es que se desarrollaran tecnologías que facilitasen la existencia de un campo eléctrico.

Pasaron aproximadamente 50 años, y el gran día llegó: los estudios sobre líquidos dieléctricos dieron sus frutos [3], y por lo tanto, la máquina electrostática puede alcanzar valores de torque cercanos a los de su contraparte electromagnética. Esto, sumado a los ahorros de material en embobinados y núcleos de hierro, la convierte en una potencial alternativa a los métodos de generación actuales.

Las máquinas electrostáticas, como lo indica su nombre, basan su funcionamiento en el principio de inducción electrostática. De forma resumida, si se aplica una diferencia de potencial (excitación) en un rotor, el campo eléctrico generado inducirá una diferencia de potencial en el circuito del estator. Como estas máquinas son rotatorias, se espera que su inclusión en sistemas con baja inercia permita mantener o mejorar su respuesta dinámica frente a perturbaciones.

Por otro lado, en el contexto energético actual, en el cual el aprovechamiento de las fuentes renovables es muy importante, el diseño de microrredes es un gran desafío. Si bien estas energías permiten reducir la huella de carbono en niveles considerables, su inserción en los sistemas eléctricos conlleva una serie de desafíos en el desempeño de una microrred, entre los cuales se pueden encontrar:

- Los bajos niveles de inercia debido a la predominancia de fuentes de energía carentes de ejes rotatorios (tratado en [4]).
- La estabilidad de estos sistemas frente a perturbaciones (tratado en [5]).
- La complejidad a la hora de mantener a la red en niveles aceptables frente a cargas de alto nivel inductivo.
- El control de las corrientes de cortocircuito frente a fallas (tratado en [6]).

Por lo tanto, para enfrentar estos problemas, el diseño de microrredes está en constante búsqueda de nuevas tecnologías que le permitan satisfacer las necesidades energéticas de la población, mientras mantiene estándares de calidad aceptables. Es por esto que, en este trabajo, se plantea la posibilidad de incluir máquinas electrostáticas en microrredes, con el fin de analizar su comportamiento frente a diversas situaciones.

Si bien los estudios prácticos sobre estas máquinas están recién en su fase inicial, algunas de sus características permiten prever algunas aplicaciones interesantes; de forma preliminar, se puede decir, de acuerdo con [7], que las máquinas electrostáticas pueden ser una fuente de inercia al sistema o, que dada sus características eléctricas, permiten regular de mejor manera las corrientes de cortocircuito.

1.2. Hipótesis

Es posible incorporar máquinas electrostáticas en microrredes manteniendo o mejorando sus características de operación, tales como el comportamiento estable ante perturbaciones y contingencias.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivos generales

El objetivo general de este trabajo es el desarrollo de una plataforma de simulación para la máquina electrostática, que permita analizar y determinar su comportamiento dentro de una microrred, considerando diversas situaciones de carga y topologías.

1.3.2. Objetivos específicos

Los objetivos específicos de este trabajo son los siguientes:

- Implementar los modelos matemáticos existentes de la máquina electrostática en un software de simulación.
- Verificar el funcionamiento de esta máquina frente a diferentes condiciones de carga.
- Introducir el modelo de esta máquina en sistemas eléctricos de pequeña envergadura (microrredes), y observar su comportamiento frente a diversas contingencias.
- Implementar sistemas clásicos de control existentes (gobernadores y controladores de excitación).

En este trabajo, la máquina se empleará mayoritariamente como generador.

1.4. Alcances

Este trabajo pretende desarrollar una base de simulación -utilizando el software PLECS- sobre la cual realizar estudios sobre máquinas electrostáticas síncronas en microrredes; en particular, se abordan aspectos eléctricos y de operación en sistemas eléctricos. La esfera económica está fuera del alcance de esta memoria, ya que la producción en masa de estas máquinas -aún- no es una realidad, y por lo tanto, no existe una comparativa directa con las máquinas electromagnéticas.

Además, cabe recalcar que en este trabajo no se aborda ni el diseño físico de la máquina ni su construcción; se asume que sus características físicas son una extrapolación de un prototipo más pequeño. Este trabajo está enfocado en la exploración de un modelo artificial, con el fin de observar potenciales usos para esta máquina en el contexto de sistemas eléctricos de pequeña envergadura (microrredes). Finalmente, la comparación del desempeño de esta máquina se realiza con una fuente de energía basada en convertidores, ya que se espera -debido a su simplicidad en la construcción- que esta máquina reemplace a fuentes de generación de pequeña envergadura. Esto va en concordancia con los avances observados en la construcción de prototipos de esta máquina, que consideran niveles de potencia bajos.

1.5. Estructura del documento

Este documento consta de los siguientes capítulos:

- Capítulo 2: Estado del Arte, donde se expone el estudio sobre Máquinas Electrostáticas presente en la literatura.
- Capítulo 3: Marco Teórico, en el cual se describe la base teórica sobre microrredes, estudios de estabilidad y sistemas de control.
- Capítulo 4: Propuesta Metodológica, en el cual se detallan los pasos a seguir para alcanzar los objetivos propuestos, así como los escenarios a abordar en esta plataforma de simulación.
- Capítulo 5: Resultado y Análisis, en el cual se listan y analizan los resultados obtenidos para los distintos escenarios descritos en la metodología.
- Finalmente, en el Capítulo 6: Conclusiones, se verifica el alcance de los objetivos propuestos. Además, se describen las conclusiones más importantes obtenidas a partir del análisis, y se comenta sobre el trabajo futuro a realizar en el área de estudio.

Capítulo 2

Estado del arte

En esta descripción del estado del arte se describen, en un principio, aspectos generales sobre las máquinas electrostáticas. Luego, se incorpora el modelo de microrredes en estos ejes rotatorios, que componen las bases de la plataforma de simulación a construir en este documento. Finalmente, se detallan algunos aspectos sobre los mecanismos de control aplicables a estas máquinas, que complementan estos modelos.

2.1. Teoría de máquinas electrostáticas

Las máquinas electrostáticas fueron objeto de estudio durante varias décadas, en especial a mediados del siglo XX. Su desarrollo para futuro uso en sistemas eléctricos de potencia fue mencionado por Bright y Makin [8] a finales de la década de los 60; sin embargo, desde entonces, su uso se ha reservado a la nanotecnología y aplicaciones médicas, o la alimentación de cargas pequeñas que requieren altos niveles de voltaje y poca corriente.

En sus orígenes, el principio de funcionamiento de estas máquinas se basaba principalmente en el uso de campos eléctricos para polarizar una superficie; luego, desde la misma, se pueden extraer cargas para ser desplazadas a un punto de mayor potencial. En este contexto, se definió una clasificación para el tipo de máquina electrostática, dependiendo del modo en el que se genera la energía eléctrica:

- Máquinas con transporte aislante.
- Máquinas con transporte conductor.

A continuación, se describen brevemente estos dos tipos de máquina.

2.1.1. Máquinas con transporte aislante

Este tipo de máquinas fueron utilizadas con fines demostrativos y educativos durante varias décadas. Su mecanismo consiste principalmente en dos partes:

- Parte aislante: generalmente se utiliza un disco o una cinta que se hace girar. Sobre la superficie de este material aislante se depositan cargas, ya sea utilizando el efecto triboeléctrico o el efecto Corona. Estas cargas son finalmente depositadas en un electrodo.

- Electrodo de descarga: un electrodo se coloca en las cercanías del electrodo anterior, con lo cual, producto del efecto Corona, produce un arco eléctrico, liberando las cargas.

El ejemplo más conocido de este tipo es la máquina de Van de Graaff, cuyo diagrama de funcionamiento se presenta en la Figura 2.1:

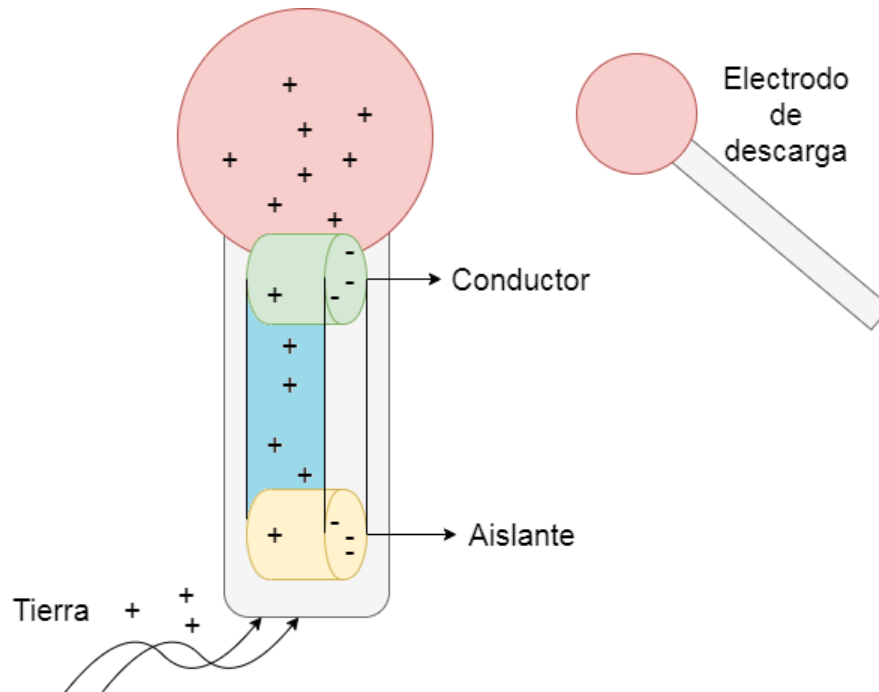


Figura 2.1: Generador de Van de Graaff

Este generador tiene tres electrodos: el primero va a conectado a tierra, el segundo es la gran esfera en la parte superior, y el tercero es la esfera de descarga. Dentro del tubo hay dos poleas que están unidas por una cinta transportadora; la polea inferior es de material aislante y la de la parte superior es de un material conductor. Al girar los rodillos, el rodillo inferior obtiene una carga negativa producto del efecto triboeléctrico, ya que se frota con el material aislante; esto produce que se atraigan, a través del electrodo a tierra, cargas positivas hacia la cinta transportadora. Estas cargas viajan hasta el rodillo superior, que al estar hecho de un material conductor, suele perder electrones. Esto significa que quedará cargado positivamente, atrayendo las cargas negativas hacia él, y las cargas positivas se esparcen por toda la esfera. Al acercar el electrodo de descarga, se produce un arco eléctrico.

2.1.2. Máquinas con transporte conductor

Las máquinas con transporte conductor son aquellas que, producto de un campo eléctrico, inducen voltaje en un capacitor, sin estar directamente conectado a él. Este campo eléctrico se genera gracias a unas varillas de material conductor cargadas positivamente en su punta, que rotan gracias a una fuerza externa. Este modelo de máquinas es el más parecido al modelo actual; su diagrama de funcionamiento se presenta en la Figura 2.2.

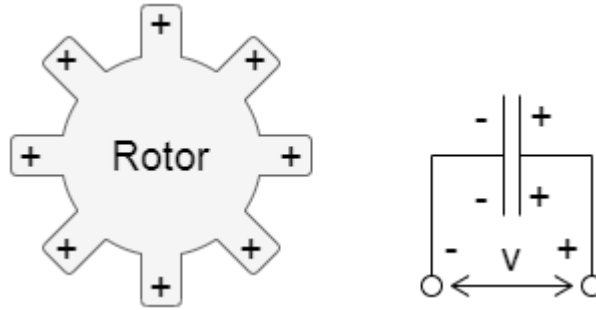


Figura 2.2: Generador de transporte conductor

El rotor genera un desplazamiento en las cargas en el capacitor, lo cual produce una diferencia de tensión entre sus terminales. Este rotor, al girar con cierta velocidad angular, genera potenciales variables en el capacitor del estator, de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$V(t) = \frac{Q(t)}{C} \quad (2.1)$$

Donde V es el voltaje en sus terminales, C es la capacitancia del condensador del estator y Q es la carga inducida por el rotor, que depende del tiempo debido a la distancia variable que tienen sus extremos. Estas máquinas son las precursoras de las máquinas actuales, que se revisarán a continuación.

2.2. Máquinas electrostáticas actuales

Como se ha mencionado anteriormente, durante los últimos años se han presentado adelantos que permiten nuevamente considerar a la máquina electrostática como una forma de generación de energía. En [9] se detalla la construcción de un prototipo de máquina electrostática síncrona pequeña; su diagrama se puede observar en la figura 2.3.

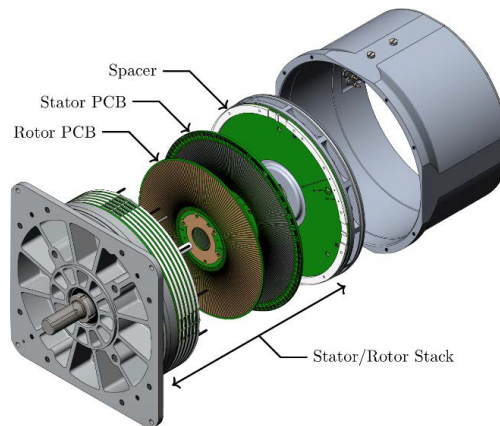


Figura 2.3: Diagrama de la máquina electrostática construida en [9].

El principio de funcionamiento de esta máquina está basado en la máquina de Wimshurst [10]. En la máquina electrostática actual, se posee un rotor excitado con una fuente DC bipolar. Esta excitación provoca que cada uno de los polos del rotor de la máquina (figura 2.4.a) quede cargado eléctricamente a un potencial determinado (no necesariamente el mismo). Este

rotor tiene la forma de una placa circular, que contiene placas de material conductor (de aquí en adelante polos) distribuidas como los gajos de una naranja:

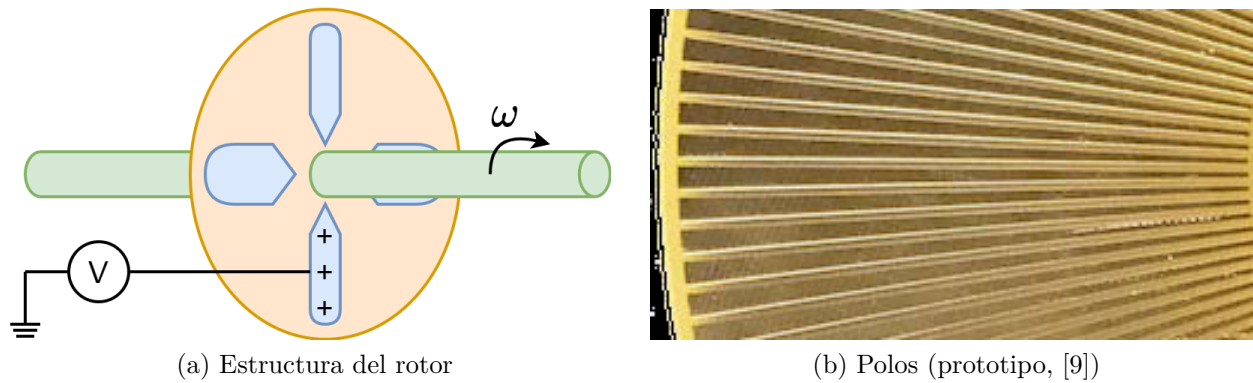


Figura 2.4: Forma del rotor y sus polos

Este rotor gira solidariamente junto al eje a una velocidad determinada. En frente de este disco se dispone otro disco que, al igual que el rotor, dispone de polos de material conductor en su superficie. Este disco es el estator, y no gira solidariamente con el eje. Además, se debe notar que los discos del rotor y el estator no necesariamente tienen la misma cantidad de polos, y se pueden colocar tantos como sea necesario para alcanzar las condiciones de operación deseadas. Por otra parte, se pueden alternar discos de rotor y estator en las cantidades requeridas para alcanzar distintos niveles de potencia, tal como se observa en la figura 2.3. Al girar el eje, se construye una capacitancia variable entre el estator y el rotor, dependiendo de la distancia a la cual se encuentra cada par de polos (figura 2.5.a):

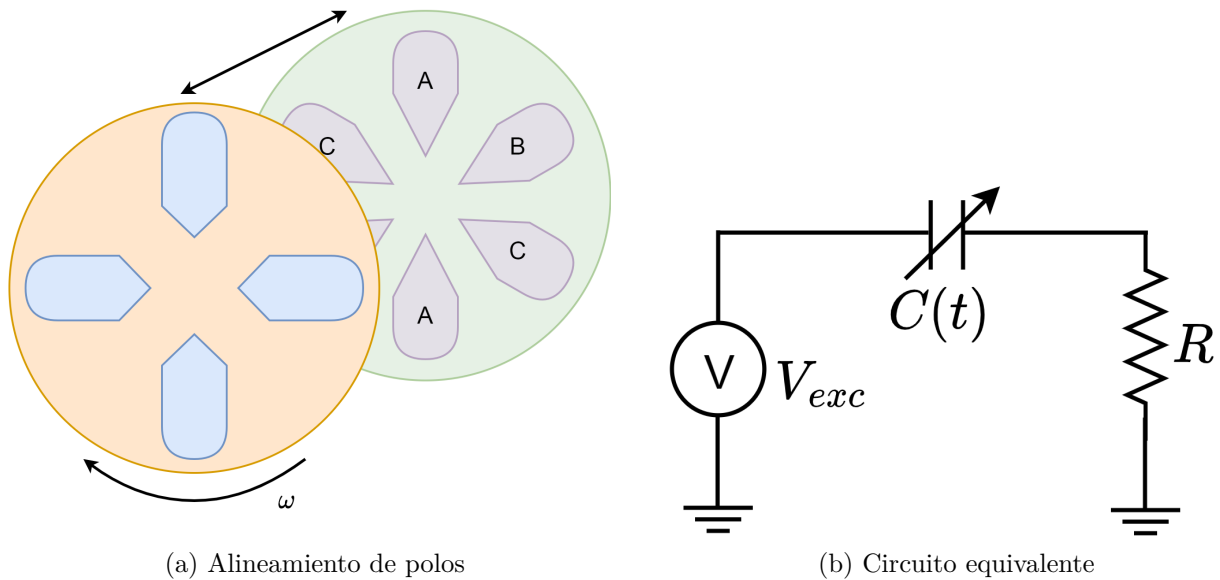


Figura 2.5: Interacción rotor-estator en la máquina electrostática

Este es el motivo por el cual este tipo de máquinas es conocido como máquinas de capacitancia variable. En la figura 2.5.a, la capacitancia variable entre el estator y el rotor aumenta a medida que se acerca cada par de polos, y alcanza su punto máximo cuando cada par está exactamente alineado. Por lo tanto, y de acuerdo al circuito 2.5.b, se cumple la igualdad:

$$Q(t) = C(t) \cdot V_{exc} \quad (2.2)$$

Como la excitación es fija, la igualdad 2.2 se puede derivar una vez para obtener:

$$I(t) = \frac{dC(t)}{dt} \cdot V_{exc} \quad (2.3)$$

Es decir, la corriente que fluye fuera de la capacitancia en dirección a la resistencia R tiene signo positivo cuando la capacitancia variable es creciente (es decir, cuando cada par se está alineando) y tiene signo negativo cuando dicha capacitancia disminuye (cuando cada par se aleja). Cabe notar que en la figura 2.5.a se asignaron fases a cada uno de los polos del estator; esto permite generalizar el análisis anterior a una máquina trifásica que entrega corrientes de forma sinusoidal, cuyos puntos máximos y mínimos se ubican en el punto de capacitancia máxima y mínima, respectivamente. Los polos del estator que comparten la misma fase pueden ser posteriormente conectados en paralelo, para entregar la corriente total recolectada por cada grupo de polos.

Naturalmente, la frecuencia eléctrica de la corriente sinusoidal entregada varía con la velocidad de giro de la máquina. Del análisis anterior, es claro notar que, por cada polo, la corriente alcanzará su punto máximo y mínimo una vez. Es decir, se puede hacer una analogía con la máquina electromagnética; como los campos eléctricos funcionan en base a monopolos (y no dipolos, como los campos de la máquina electromagnética), cada uno de estos polos realiza el trabajo que haría un par de polos en la máquina electromagnética. Por lo tanto, la frecuencia eléctrica en la máquina electrostática se amplifica por un factor de dos, obteniéndose:

$$n = \frac{60 * f}{P} \quad (2.4)$$

Con P el número de polos, n la velocidad de giro de la máquina en RPM y f la frecuencia en [Hz]. Con el fin de evitar la formación de arcos eléctricos entre el rotor y el estator, es necesario que exista un material dieléctrico entre los discos del rotor y el estator. Esta limitación fue la que por mucho tiempo frenó el progreso en máquinas electrostáticas de mayor potencia. Sin embargo, recientemente han existido avances en la generación de fluidos dieléctricos, como se puede observar en la tabla 2.1.

Tabla 2.1: Comparativa de avances en fluidos dieléctricos (fuente: [3])

Compuesto	Capacidad de ruptura [MV/m]	Permitividad relativa (ϵ_r)
Carbonato de Propileno (C4H6O3)	220	66.0
Aceite de Silicona (STO-50)	40-50	2.55
Agua (H2O)	65-70	80.4
Aire	3	1

La capacidad de ruptura se refiere a la magnitud del campo eléctrico máximo antes de la formación de arcos eléctricos a la cual se puede someter el material, y la permitividad relativa indica con qué facilidad un material tiende a polarizarse. En ambos casos, mayor es mejor. Al considerar los valores de la tabla 2.1, si se considera la relación entre el Carbonato de Propileno y el aire, el campo eléctrico admisible aumenta más de 70 veces.

Del apartado anterior, cabe destacar los siguientes puntos:

- Esta máquina carece de núcleo de hierro, ya que la inducción electrostática no lo necesita. En su reemplazo, se necesita de un fluido dieléctrico, que permita evitar arcos eléctricos entre el rotor y el estator. Esto implica, entre otras cosas, que su construcción es más sencilla (de acuerdo con [9]).
- Esta máquina puede ser síncrona; como posee un eje rotatorio, puede aportar con niveles pequeños de inercia. En comparación, estos niveles son más bajos que los que puede aportar una máquina electromagnética convencional, ya que carece de un núcleo de hierro.
- Los niveles de potencia para los cuales se han diseñado estas máquinas prototipo aún son bajos; por lo tanto, se considera pertinente insertarlas, en un principio, en sistemas eléctricos pequeños.
- Como se verá más tarde, el modelamiento matemático de esta máquina sugiere que los niveles de corriente que entrega son dependientes de su velocidad; por lo tanto, esta máquina podría aportar con niveles estables de corriente, si es que se lograra controlar adecuadamente su frecuencia de giro.

Estos puntos conforman la motivación principal para el estudio de este tipo de máquinas.

2.3. Máquinas electrostáticas en ejes d-q

Como se ha mencionado anteriormente, es usual dentro del estudio de máquinas generadoras con ejes rotatorios la aplicación de las coordenadas dq para el análisis. La utilidad de estas coordenadas es que permiten diseñar en ejes fijos un sistema que está rotando con una velocidad angular determinada.

En el caso de las máquinas electrostáticas, en [9] se detalla un modelo matemático que permite describir estas máquinas utilizando estos ejes rotatorios; en [11], se validan estos modelos para aplicaciones en fuentes de energía basadas en inversores.

Las suposiciones para la obtención de los modelos en ejes dq son las siguientes:

- La máquina opera de forma balanceada, es decir, sus 3 fases entregan -o consumen- la misma potencia.
- Se genera corriente AC en bornes del estator, por medio de la excitación DC en el rotor. En el rotor, se encuentra un capacitor que genera campo eléctrico debido a la excitación, y este campo eléctrico redistribuye cargas eléctricas en el capacitor del estator, generando una diferencia de potencial entre sus terminales.
- Los circuitos amortiguadores, si bien no son despreciables, se pueden describir por simetría al final del desarrollo.

Luego, a partir de la nomenclatura en la figura 2.6, se pueden obtener ecuaciones para las corrientes en el estator y el rotor, respectivamente:

$$i_{as} = i_{lk,as} + pQ_{as} \quad (2.5)$$

$$i_{bs} = i_{lk,bs} + pQ_{bs} \quad (2.6)$$

$$i_{cs} = i_{lk,cs} + pQ_{cs} \quad (2.7)$$

$$i_{+f} = i_{lk,+f} + pQ_{+f} \quad (2.8)$$

$$i_{-f} = i_{lk,-f} + pQ_{-f} \quad (2.9)$$

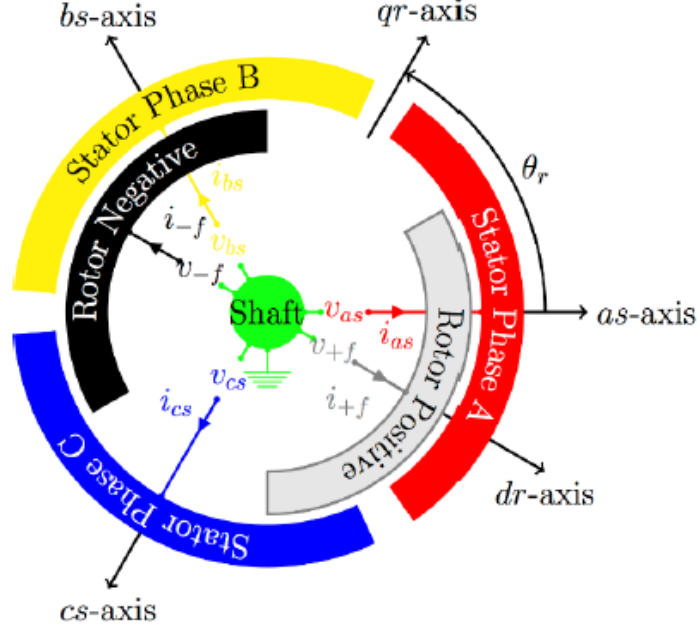


Figura 2.6: Ejes dq en máquina electrostática (extraída de [9])

En estas ecuaciones, el subíndice lk representa un elemento de fuga, a, b, c son las tres fases y $+f, -f$ son los extremos positivo y negativo del estator. Luego, definiendo a A_{mn} como la capacitancia o conductancia entre dos puntos m y n y a A_m como la capacitancia o conductancia propia, se puede construir la igualdad matricial:

$$\begin{bmatrix} Q_{as} \\ Q_{bs} \\ Q_{cs} \\ Q_{+f} \\ Q_{-f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{as} & A_{asbs} & A_{ascs} & A_{as+f} & A_{as-f} \\ A_{bsas} & A_{bs} & A_{bscs} & A_{bs+f} & A_{bs-f} \\ A_{csas} & A_{csbs} & A_{cs} & A_{cs+f} & A_{cs-f} \\ A_{+fas} & A_{+fbs} & A_{+fcs} & A_{+f} & A_{+f-f} \\ A_{-fas} & A_{-fbs} & A_{-fcs} & A_{-f+f} & A_{-f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ v_{+f} \\ v_{-f} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

También, se definen las siguientes igualdades para los componentes de la matriz, asumiendo que se desprecian armónicos que no contribuyan al torque medio, y que existe simetría:

$$A_{as} = A_{ss0} - A_{ss2} \cos(2\theta_r) \xrightarrow{-2\pi/3} A_{bs}, \xrightarrow{+2\pi/3} A_{cs} \quad (2.11)$$

$$A_{bscs} = -(A_{sm0} + A_{sm2} \cos(2\theta_r)) \xrightarrow{-2\pi/3} A_{csas}, \xrightarrow{+2\pi/3} A_{asbs} \quad (2.12)$$

$$A_{+f} = A_{fs0} \xrightarrow{+\pi} A_{-f} \quad (2.13)$$

$$A_{+f-f} = -A_{fm0} \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} A_{as+f} = -(A_{sfm0} + A_{sfm1} \sin(\theta_r)) &\xrightarrow{+2\pi/3} A_{bs+f}, \xrightarrow{-2\pi/3} A_{cs+f}, \\ &\xrightarrow{+\pi} A_{as-f}, \xrightarrow{-\pi/3} A_{bs-f}, \xrightarrow{\pi/3} A_{cs-f} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Las ecuaciones 2.5, 2.6 y 2.7 se pueden representar también de forma matricial:

$$\dot{i}_{abcs} = \dot{i}_{lk,abcs} + pQ_{abcs} \quad (2.16)$$

Además, como estos elementos están desfasados en 120° entre sí en $a = (e^{j2\pi/3})$, cada uno de los vectores de subíndice abc puede ser definido como:

$$\underline{f}_{abcs} = \frac{2}{3}(f_{as} + af_{bs} + a^2 f_{cs}) \quad (2.17)$$

Aplicando la ecuación anterior en la igualdad 2.16, se tiene:

$$\dot{\underline{i}}_{abcs} = \dot{\underline{i}}_{lk,abcs} + p\underline{Q}_{abcs} \quad (2.18)$$

Es necesario ajustar estas ecuaciones al marco de referencia del rotor, que tiene ángulo θ_r . Multiplicando ambos lados de la ecuación 2.17 por el fasor $e^{j\theta_r}$, se obtiene:

$$\underline{f}_{qds}^r = f_{qs}^r - j f_{ds}^r = \underline{f}_{abcs} e^{-j\theta_r} \quad (2.19)$$

Con esto, el terminal del estator (ecuación 2.16) se convierte en:

$$\dot{\underline{i}}_{qds}^r = \dot{\underline{i}}_{lk,qds}^r + p\underline{Q}_{qds}^r + j\omega_w \underline{Q}_{qds}^r \quad (2.20)$$

Por otro lado, utilizando la ecuación 2.16 y transformando Q_{abcs} en \underline{Q}_{abcs} y finalmente en \underline{Q}_{abcs}^r , y utilizando las definiciones de conductancias y capacitancias entregadas previamente (matriz 2.10), se obtiene:

$$\underline{Q}_{qds}^r = (A_{ss0} + A_{sm0})\underline{v}_{qds}^r - \left(\frac{A_{ss2}}{2} + A_{sm2}\right)\underline{v}_{qds}^r + jA_{sfm1}v_{fr} \quad (2.21)$$

Donde se ha reemplazado que $V_{fr} = v_{+f} - v_{-f}$. Ahora, la ecuación 6 se puede escribir como:

$$i_{fr} = i_{lk,fr} + p(Q_{+f} - Q_{-f}) = i_{lk,fr} + p(Q_{fr}) \quad (2.22)$$

Además,

$$k_{fr} = (A_{fm0} + A_{fs0})v_{fr} - 3A_{sfm1}v_{ds}^r \quad (2.23)$$

El superíndice prima indica variables referidas al estator. Finalmente, se definen:

$$Q'_{fr} = \frac{1}{3}Q_{fr} \quad (2.24)$$

$$i'_{fr} = \frac{1}{3}i_{fr} \quad (2.25)$$

$$i'_{lk,fr} = \frac{1}{3}i_{lk,fr} \quad (2.26)$$

$$A_{qs} = A_{ss0} + A_{sm0} - A_{sm2} - \frac{1}{2}A_{ss2} \quad (2.27)$$

$$A_{ds} = A_{ss0} + A_{sm0} + A_{sm2} + \frac{1}{2}A_{ss2} \quad (2.28)$$

$$A_{fr} = \frac{1}{3}(A_{fm0} + A_{sf0}) \quad (2.29)$$

$$A_{mfs} = A_{sfm1} \quad (2.30)$$

$$A_{lds} = A_{ds} - A_{mfs} \quad (2.31)$$

$$A_{lfr} = A_{fr} - A_{mfs} \quad (2.32)$$

Estas nuevas variables se pueden reemplazar en las ecuaciones 2.22 y 2.23, obteniéndose las ecuaciones dinámicas y de carga del estator en los sets de ecuaciones 2.33 y 2.34.

$$\text{Ecuaciones dinámicas del estator:} \quad \begin{cases} \dot{i}_{qs}^r = \dot{i}_{lk,qs}^r + pQ_{qs}^r + \omega_r Q_{ds}^r \\ \dot{i}_{ds}^r = \dot{i}_{lk,ds}^r + pQ_{ds}^r + \omega_r Q_{qs}^r \\ \dot{i}_{fr}^r = \dot{i}_{lk,fr}^r + pQ_{fr}^r \end{cases} \quad (2.33)$$

$$\text{Ecuaciones de carga del estator:} \quad \begin{cases} Q_{qs}^r = A_{qs}v_{qs}^r \\ Q_{ds}^r = A_{ds}v_{ds}^r - A_{mfs}v_{fr}^r \\ Q_{fr}^r = A_{fr}v_{fr}^r - A_{mfr}v_{ds}^r \end{cases} \quad (2.34)$$

El superíndice prima (') representa variables referidas al estator. Finalmente, con los sets de ecuaciones 2.33 y 2.34, se pueden construir los ejes dq de la máquina electrostática (figuras 2.7 y 2.8):

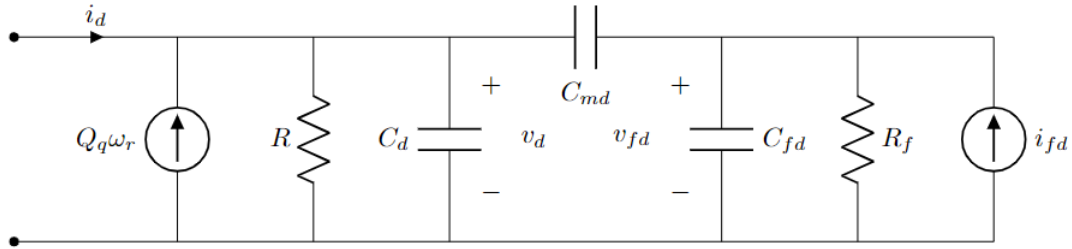


Figura 2.7: Eje d para máq. electrostática

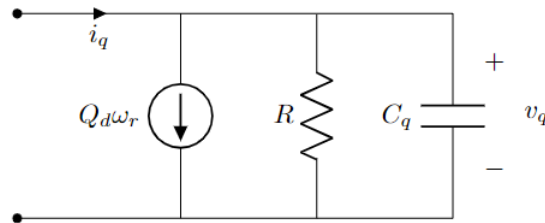


Figura 2.8: Eje q para máq. electrostática

Donde:

- i_{fd} es la corriente de excitación en el rotor, en [A].
- ω_r es la velocidad de giro síncrona en $\left[\frac{rads}{s}\right]$.
- $Q_{(d,q)}$ es la carga en el estator en [C].
- R es la resistencia del circuito del estator $[\Omega]$.
- $C_{(d,q)}$ es la capacitancia en el estator [F].
- $C_{m(d,q)}$ es la capacitancia mutua entre los circuitos del rotor y el estator [F].
- $C_{f(d,q)}$ es la capacitancia utilizada en el circuito de la excitatriz (rotor) en [F].
- R_f es la resistencia (reóstato) de la excitatriz en $[\Omega]$

Lo que muestran estos diagramas es que, al haber una excitación en el rotor, se genera una diferencia de potencial entre el rotor y el estator. Esta diferencia de potencial genera un flujo de cargas a través de la capacitancia mutua C_{mfd} .

Cabe destacar que, durante el desarrollo de este trabajo, no se implementan circuitos amortiguadores para esta máquina; esto se debe a la falta de prototipos que los consideren, y por lo tanto, ausencia de datos experimentales que permitan estimar sus características. Sin embargo, en [9] sí se obtienen estos modelos, los cuales se ven en la figura 2.9:

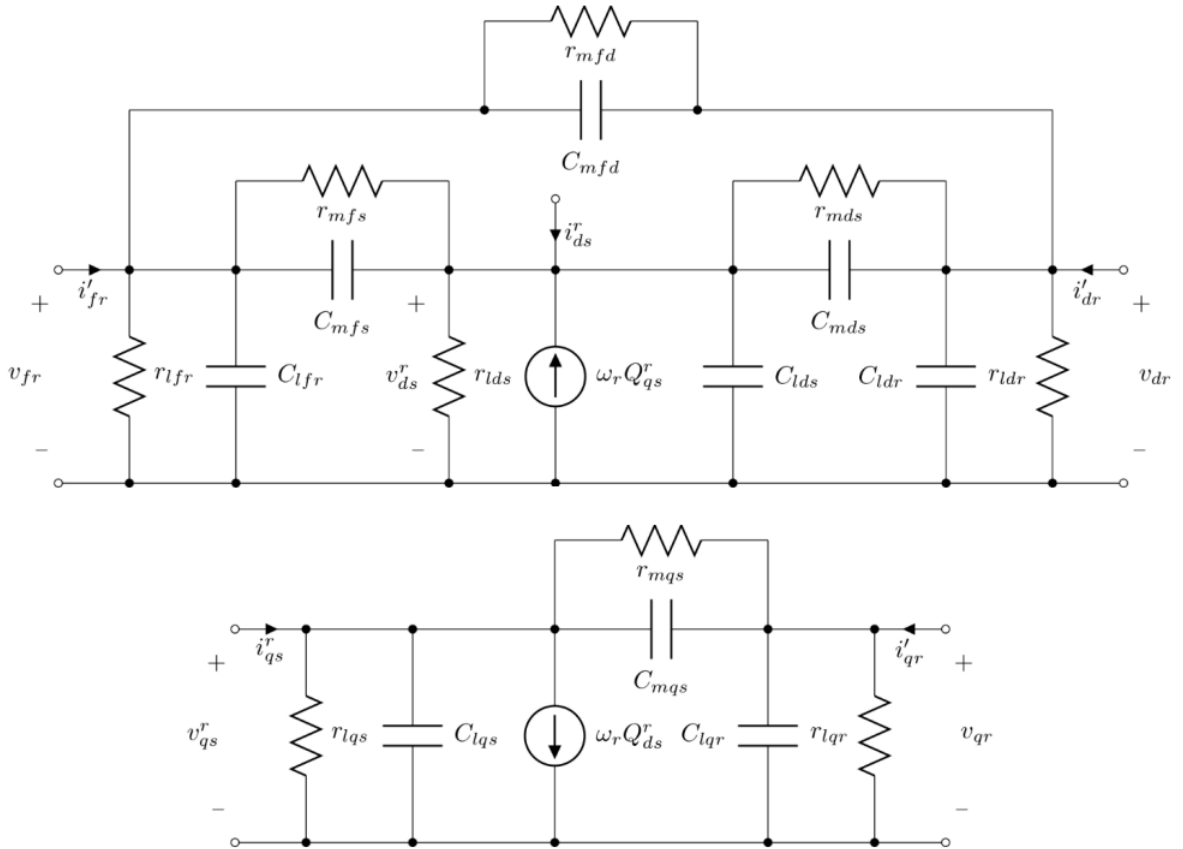


Figura 2.9: Ejes dq para máquina electrostática con amortiguadores (extraída de [9])

Por otro lado, en [11] se obtienen las expresiones para la potencia eléctrica y torque eléctrico en la máquina electrostática, las cuales se muestran en las ecuaciones 2.35 y 2.36:

$$P_e = \frac{3}{2} \cdot (v_{ds}^r i_{ds}^r + v_{qs}^r i_{qs}^r) + 3v_{fr} i'_{fr} \quad (2.35)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \cdot (C_{mfs} v_{qs}^r v_{fr}) \quad (2.36)$$

Donde las variables son:

- $v_{(d,q)s}^r$ son los voltajes en ejes d y q en el estator, contando como referencia al eje del rotor.
- $i_{(d,q)s}^r$ son las corrientes en ejes d y q en el estator, contando como referencia al eje del rotor.
- v_{fr} es el voltaje de excitación en el rotor.

2.4. Analogías con la máquina electromagnética

De la parte anterior, y en especial en las Figuras 2.7 y 2.8, se puede observar que existen grandes similitudes entre la máquina electrostática y la electromagnética. La primera está modelada como una fuente de corriente con un condensador en paralelo, mientras que la máquina electromagnética es una fuente de voltaje con una inductancia en serie. A modo de recordatorio, se adjuntan a continuación los modelos en ejes rotatorios de la máquina electromagnética sin amortiguadores presentados en [12] (Figuras 2.10 y 2.11):

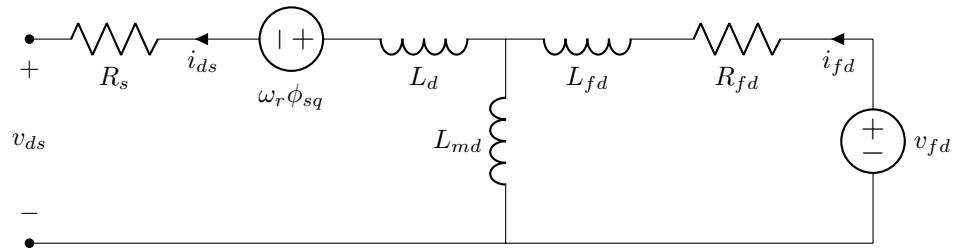


Figura 2.10: Eje d: máquina electromagnética

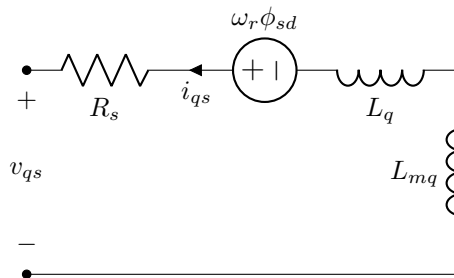


Figura 2.11: Eje q: máquina electromagnética

Donde los subíndices de los componentes representan lo siguiente:

- d : Eje directo
- q : Eje de cuadratura
- s : Componente del estator
- fd : Componente del rotor
- m : Inductancia mutua
- l : Componente de fuga

Además, se pueden observar las siguientes similitudes:

- El *Speed Voltage* en la máquina electromagnética (originado por la transformación abc-dq) está presente en la máquina electrostática, en forma de *Speed Current*. Este elemento se observa como una fuente de corriente cuyo valor depende directamente de la frecuencia de giro.
- La interacción rotor-estator viene definida por un componente eléctrico equivalente, que representa la inducción del flujo eléctrico -o electromagnético-. En el caso de la máquina electrostática, este elemento es la capacitancia C_{md} (análoga a la inductancia $L_{md,q}$).

2.5. Máquina electrostática en estado estacionario

A partir del diseño matemático de la máquina electrostática en ejes rotatorios, se puede obtener el diseño de la misma en estado estacionario. De la Figura 2.7, se pueden obtener las siguientes ecuaciones (manteniendo la nomenclatura):

$$i_d = \frac{\partial Q_d}{\partial t} - \frac{v_d}{R} - Q_q \omega_r \quad (2.37)$$

$$i_{fd} = \frac{\partial Q_{fd}}{\partial t} - \frac{v_{fd}}{R_f} \quad (2.38)$$

Donde se ha considerado que $i = \frac{\partial Q}{\partial t}$. De igual forma, para el eje q (Figura 2.8), se tienen las siguientes ecuaciones:

$$i_q = \frac{\partial Q_q}{\partial t} - \frac{v_q}{R} + Q_d \omega_r \quad (2.39)$$

$$i_{fq} = \frac{\partial Q_{fq}}{\partial t} - \frac{v_{fq}}{R_f} \quad (2.40)$$

Y, finalmente, las cargas:

$$Q_d = -C_d v_d + C_{md} v_{fd} \quad (2.41)$$

$$Q_q = -C_q v_q + C_{mq} v_{fq} \quad (2.42)$$

$$Q_{fd} = C_{fd} v_{fd} - C_{md} v_d \quad (2.43)$$

$$Q_{fq} = C_{fq} v_{fq} - C_{mq} v_q \quad (2.44)$$

Sin embargo, en estado estacionario, se tiene que las derivadas temporales de las cargas son constantes. Por lo tanto, las expresiones en 2.37-2.40 se convierten en:

$$i_d = -\frac{v_d}{R} - Q_q\omega_r \quad (2.45)$$

$$i_{fd} = -\frac{v_{fd}}{R_f} \quad (2.46)$$

$$i_q = -\frac{v_d}{R} + Q_d\omega_r \quad (2.47)$$

$$i_{fq} = -\frac{v_{fq}}{R_f} \quad (2.48)$$

Para obtener el diagrama del estator, se despeja de 2.45 y 2.47 la ecuación del estator, utilizando 2.41 y 2.42:

$$i_d = \frac{1}{X_{cmq}}v_{fq} - \frac{1}{X_{cq}}v_q + \frac{1}{R}v_d \quad (2.49)$$

$$i_q = -\frac{1}{X_{cmd}}v_{fd} - \frac{1}{X_{cd}}v_q - \frac{1}{R}v_d \quad (2.50)$$

$$(2.51)$$

Donde se ha reemplazado $\omega * C = X_c$. Por otro lado, sabiendo que los componentes de cuadratura i_d, i_q, v_{fd} y v_{fq} se pueden recomponer en vectores gracias a la transformación $x_t = x_d + jx_q$, se pueden obtener las ecuaciones de este circuito, con lo cual se cumple:

$$i_i = i_t + \frac{1}{R_{eq} + jX_{ceq}}v_t \quad (2.52)$$

$$v_t = v_d + jv_q \quad (2.53)$$

$$i_t = i_d + ji_q \quad (2.54)$$

Finalmente, reemplazando 2.49 y 2.50 en las ecuaciones anteriores, y reduciendo los resultados, se llega a la igualdad 2.55, que permite construir el modelo en estado estacionario de la máquina electrostática (figura 2.12).

$$i_t = \frac{1}{X_{cmq}}v_{fq} - j\frac{1}{X_{cmd}}v_{fd} \quad (2.55)$$

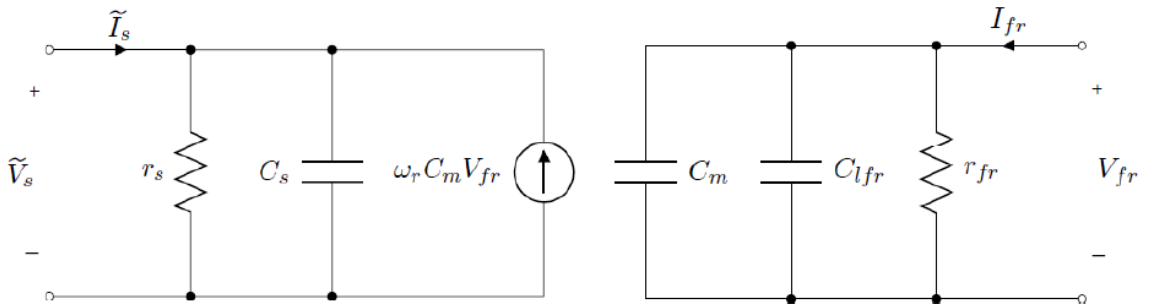


Figura 2.12: Circuito equivalente de la máq. electrostática (extraído de [9])

El modelo en estado estacionario de la máquina permite, entre otras cosas, comprender cómo funcionan sus transferencias de potencia con la red, y cómo afectan en su desempeño variables como el ángulo de carga o la corriente de excitación. En este trabajo, se busca implementar directamente los circuitos en ejes dq de la máquina electrostática; esto con el fin de analizar la dinámica de la máquina.

2.6. Comparativa del software de simulación disponible

Debido a que el objetivo principal de este estudio es diseñar una plataforma de simulación, es necesario analizar las diversas posibilidades a la hora de su implementación. En particular, se realizarán comparativas tanto en su funcionalidad como en el desempeño general de los software disponibles.

2.6.1. PLEXIM PLECS

PLECS es un software rápido y eficiente, que puede ser utilizado tanto para circuitos eléctricos como para electrónica de potencia y diseño de sistemas de control. Su diseño basado en C permite integrar una librería abundante con cálculos rápidos, y disponibilidad de programación de bloques personalizados basados en el mismo lenguaje.

Ventajas

1. Fácil de usar, interfaz amigable.
2. Librería extensa.
3. Cálculos rápidos.
4. Permite bloques personalizados.
5. Poco uso de recursos.
6. Se dispone de una licencia otorgada por la Universidad.

Desventajas

1. Inestable en su funcionamiento.
2. Extracción de datos no es directa y se deben procesar.

2.6.2. MATLAB & Simulink

MATLAB es un software comunmente utilizado para cálculos y simulaciones complejas. Tiene a su haber una cantidad inconmesurable de herramientas, y gracias a su interfaz amigable, es fácil de utilizar. Un listado de sus ventajas y desventajas se presenta a continuación:

Ventajas

1. Gran cantidad de herramientas.
2. Permite bloques personalizados.
3. Puede integrar los bloques de PLECS.
4. Permite procesamiento de datos post-simulación.

Desventajas

1. Gasto intensivo de recursos computacionales.
2. Los cálculos pueden ser muy lentos, dependiendo de la complejidad del problema.

2.6.3. PowerSim

PowerSim es un software que se especializa en simulación de motores y electrónica de potencia. Su arquitectura basada en C le otorga rapidez a los cálculos, y posee una librería extensa.

Ventajas

1. Fácil de usar, interfaz amigable.
2. Gran cantidad de herramientas.
3. Muy rápido.
4. Posee compilador en C, al igual que PLECS.
5. Obtener gráficos no es un problema.

Desventajas

1. Inexperiencia en su uso podría llevar a complicaciones.
2. Costo computacional medio.

De acuerdo con lo anterior, se utiliza el software PLECS, debido a que los cálculos tardan una menor cantidad de tiempo. Además, se dispone de una licencia otorgada por la facultad para uso personal, que en el caso de MATLAB / Simulink requiere conexión a través de un VPN.

Capítulo 3

Marco Teórico

En este capítulo, se detallan de forma breve las bases teóricas sobre las cuales se desarrollará este trabajo de tesis. En particular, se comienza describiendo aspectos básicos sobre el estudio de microrredes; luego, se caracterizan los puntos más importantes a analizar en la estabilidad de estos sistemas de potencia. Finalmente, se detallan estrategias de control asociadas a los elementos que alimentan a una microrred.

3.1. Microrredes

De acuerdo con el estándar 1547.4-2011 de la IEEE [13], una microrred es un sistema eléctrico de potencia que posee las siguientes propiedades:

- Posee elementos de generación distribuida, y posee una carga
- Está diseñado intencionalmente para poder operar desconectado de la red principal.
- Puede incluir o no porciones de un sistema eléctrico más grande.

Una topología común de microrred se puede observar en la figura 3.1:

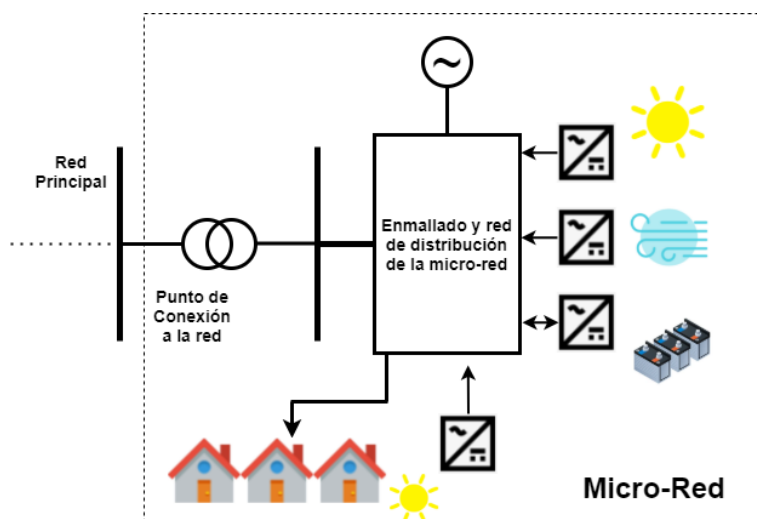


Figura 3.1: Topología común de una microrred

En la figura 3.1, se observa la estructura clásica de una micro-red. Un sistema eléctrico pequeño puede conectarse o desconectarse de la red principal (en la figura, mediante un transformador); este sistema posee carga y generación. La generación en este sistema es de magnitudes comparables a la demanda, y está compuesta por algunas máquinas rotatorias y principalmente convertidores. Estos últimos son los protagonistas de la generación distribuida, basada principalmente en recursos renovables como la energía solar.

En particular, Chile es un país que tiene un gran potencial en el área de la generación distribuida; esto, sumado a la topología de su sistema eléctrico, incentiva la formación de microrredes. Los centros de demanda, ubicados en la zona centro del país, están alejados de los puntos de generación de energías renovables -zona norte y centro-sur del país-; y en este contexto, es importante desarrollar sistemas eléctricos pequeños que sean capaces de entregar esta energía a la red principal, pero que sean capaces de operar de forma autónoma.

Por otra parte, y también como consecuencia directa de la topología de nuestro país, existen muchas comunidades aisladas que no tienen acceso directo o constante a electricidad, y que usualmente se ubican en zonas remotas de nuestro país. Si se desarrollan microrredes capaces de suplir estas demandas aisladas, además de aprovechar el gran potencial renovable, se contribuye al desarrollo social del país.

Como se ha mencionado en varias ocasiones, Chile tiene un gran potencial de generación renovable. De acuerdo con los datos entregados por Generadores de Chile [14], la energía consumida proveniente de energía solar se ha triplicado desde el año 2016, y la energía eólica ha mantenido un crecimiento estable:

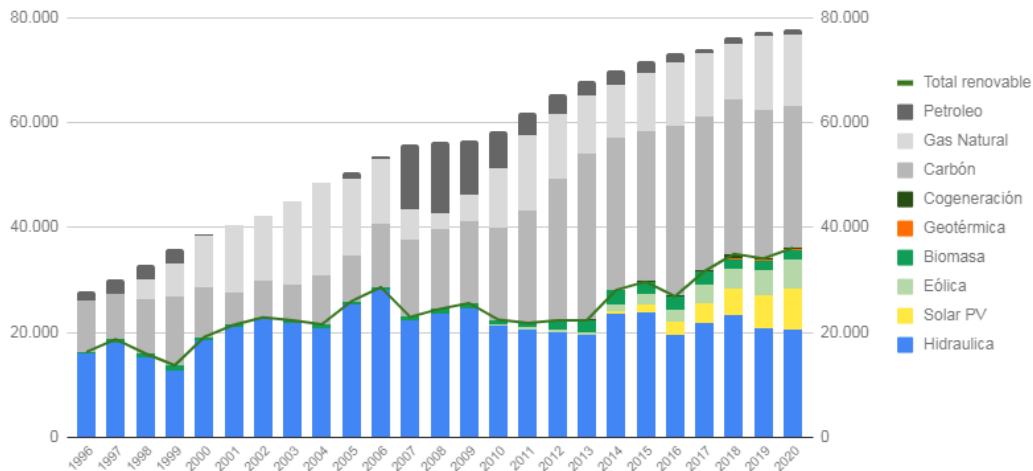


Figura 3.2: Generación de energía eléctrica por tipo (Fuente: [14])

Sin embargo, incorporar todas estas energías renovables a la red no es tarea fácil. Para ello, se deben considerar sistemas de control y protección que permitan regular las potencias entregadas por medio de estas fuentes. Como es sabido, tanto la energía solar como la eólica presentan una estocasticidad intrínseca producto de la imposibilidad de predecir el clima con un 100% de efectividad; y hasta el día de hoy, este es un gran desafío a la hora de diseñar y controlar microrredes.

3.1.1. Estabilidad en microrredes

La estabilidad es un desafío constante dentro del estudio y control de los sistemas eléctricos de potencia. La estabilidad se puede ver desde varios ángulos; y, desde un punto de vista general, la estabilidad se puede clasificar en tres criterios, los cuales se muestran en la figura 3.3.

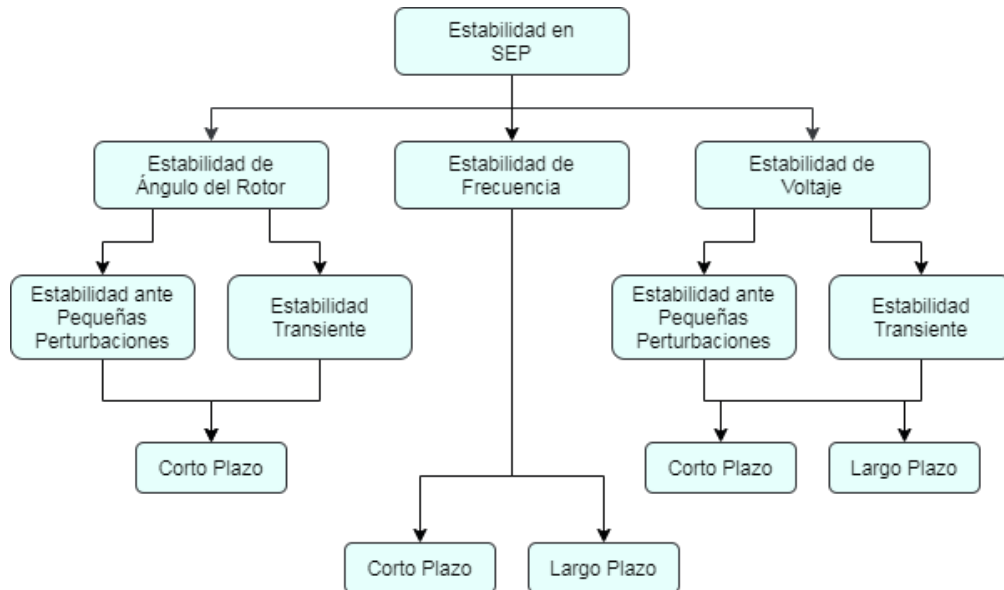


Figura 3.3: Criterios de estabilidad en los SEP (fuente:[15])

En particular, cada uno de estos criterios obedece a algún tipo de balance dentro del sistema eléctrico; para cada uno de ellos, se tiene lo siguiente:

- La estabilidad de ángulo obedece al balance de torques en cada una de las máquinas.
- La estabilidad de frecuencia se relaciona con el balance de potencias demandadas y entregadas en el sistema.
- La estabilidad de voltaje depende del balance de potencias reactivas en el sistema.

Sin embargo, las características que distinguen a las microrredes de los sistemas eléctricos de potencia de gran envergadura traen nuevos desafíos, como se detalla en [16]:

- Debido a su operación en niveles relativamente menores de voltaje (400 - 35000 [V]), los componentes de línea resistivos -usualmente despreciados en estudios de alta tensión- afectan al desempeño del sistema; es decir, las simplificaciones basadas en el desacople V-f ya no son válidas.
- La naturaleza estocástica intrínseca de las fuentes de ERNC impide conocer con exactitud el comportamiento y la disponibilidad de ciertos recursos.
- La predominancia de las fuentes de energías basadas en convertidores (como las baterías o los paneles fotovoltaicos) reduce considerablemente los niveles de inercia en el sistema, afectando a la respuesta rápida frente a perturbaciones. Esto se debe al reemplazo paulatino de máquinas rotatorias por tecnologías basadas en inversores (electrónica de potencia).

- Usualmente, las microrredes se enfrentan a condiciones desbalanceadas de carga, las cuales se acentúan debido al menor tamaño de las mismas.

Por lo tanto, abordar problemas de estabilidad en microrredes supone un desafío en naturaleza similar, pero que se debe enfrentar de forma distinta en comparación a sistemas eléctricos de mayor envergadura y/o niveles de tensión. Estas diferencias crean la necesidad de categorizar estos problemas de estabilidad, como se aprecia en la figura 3.4.

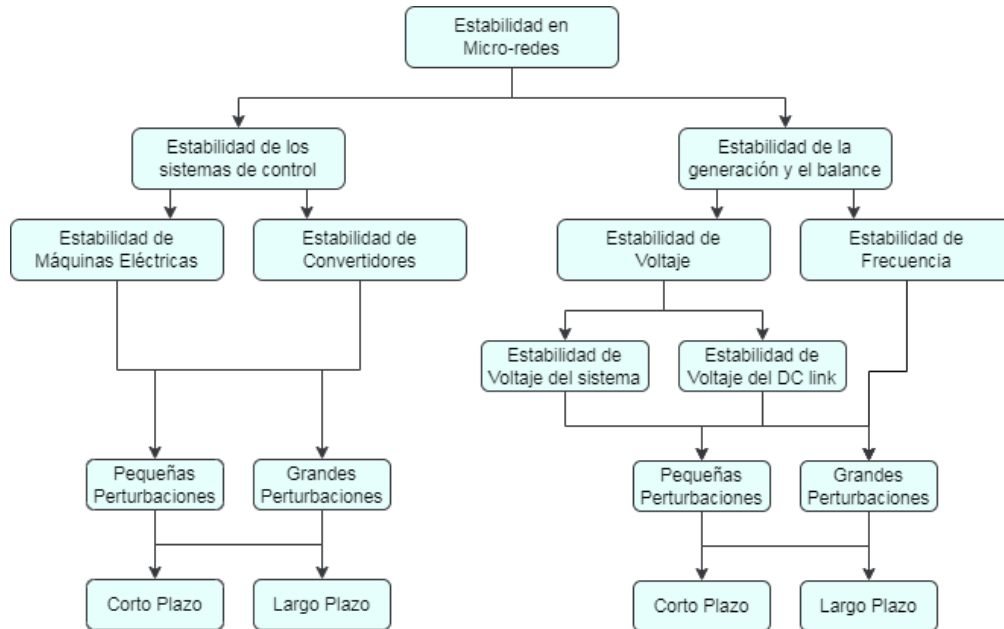


Figura 3.4: Clasificación de estabilidad en microrredes (fuente: [16])

En comparación con los sistemas eléctricos convencionales, es posible notar las siguientes diferencias [16]:

- Debido a su topología y características, las microrredes usualmente enfrentan una cantidad menor de problemas relacionados a la estabilidad en el voltaje.
- Como se ha mencionado en varias ocasiones, la falta de inercia en las microrredes la hacen un blanco fácil para problemas de estabilidad en frecuencia.
- En microrredes, no se han observado modos de oscilación interáreas.

En consecuencia, los desafíos presentes en estabilidad de microrredes están más orientados a la estabilidad de frecuencia, debido a la incertidumbre intrínseca de la disponibilidad de los recursos de generación renovables y a las variaciones de carga. Esto no significa que los problemas relacionados a estabilidad de voltaje no estén presentes; es más, en las microrredes, existe una gran cantidad de máquinas -tanto motores como generadores- de inducción, los cuales, frente a contingencias, suelen demandar grandes cantidades de reactivos para remagnetizar su campo. Esta alta demanda de reactivos, lejos de aportar a la resiliencia del sistema, puede resultar en la caída de voltaje a niveles inaceptables, hasta valores de 0.7 [p.u] [17].

Además, debido a la baja cantidad de inercia presente en microrredes -debido a la escasez de máquinas rotatorias-, se suelen implementar 'inercias ficticias', que buscan emular el comportamiento inercial inicial que tienen los generadores síncronos frente a perturbaciones en el sistema, con excelentes resultados [19] [20] [21].

3.1.3. Estrategias de control de Convertidores en microrredes AC

Como consecuencia directa de sus características distintivas, es necesario implementar en microrredes estrategias de control que permitan, de cierta manera, sincronizar y determinar el aporte que tendrá cada una de las unidades generadoras. Como consecuencia directa de la alta penetración de energías renovables en estos sistemas eléctricos, estas estrategias deben considerar el comportamiento de los convertidores a la hora de perturbaciones y/o fallas.

De acuerdo con lo anterior, y según la literatura [22], existen tres modos de control para la operación de un convertidor; estos modos se describen a continuación.

3.1.3.1. Grid Forming

Los convertidores en modo de operación *grid forming* buscan funcionar como una fuente de voltaje AC, cuya amplitud y frecuencia son valores fijos. Estos valores de amplitud y frecuencia sirven como referencia para otros convertidores en el sistema; por lo tanto, de existir más de un convertidor funcionando en este modo de operación, deben estar sintonizados adecuadamente. El diagrama de bloques genérico para un convertidor operando en modo *grid forming* se observa en la figura 3.6.

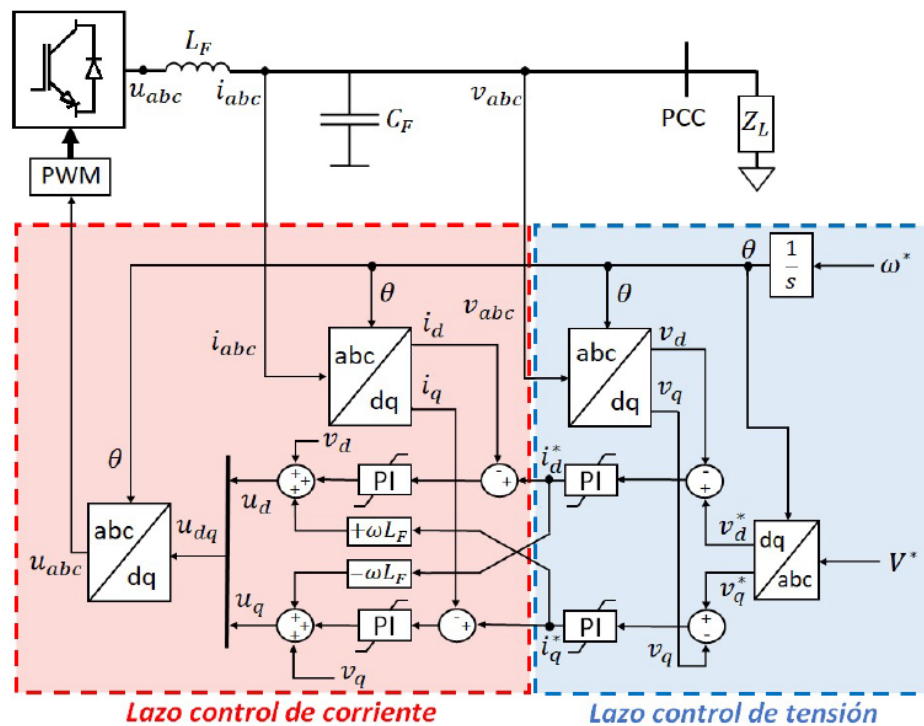


Figura 3.6: Diagrama de bloques: Grid Forming (extraído de [23])

En esta figura se observa que, dadas dos referencias (de frecuencia y voltaje) se busca

controlar las corrientes inyectadas por el convertidor en ejes d y q (mediante el uso de la transformada de Park, explicada al final de este capítulo). Así, este convertidor es el que define el valor de voltaje y frecuencia en bornes que deben seguir los otros convertidores como referencia.

3.1.3.2. Grid Following

Los convertidores en modo de operación *grid following* funcionan como fuentes de corriente, entregando ciertos niveles de potencia activa y reactiva. Mediante el control de estas entregas, estos convertidores pueden participar del control de voltaje y frecuencia, dados los acoples correspondientes. En su gran mayoría, los convertidores presentes en los sistemas eléctricos convencionales y microrredes funcionan en este modo de operación, siguiendo las referencias que entregan ya sea un generador síncrono o un convertidor en modo *grid forming*; es por esto que estos convertidores deben monitorear constantemente las variables eléctricas de la red, por medio de un *Phase Locked Loop* (PLL). El diagrama de bloques de este modo de operación se presenta en la figura 3.7.

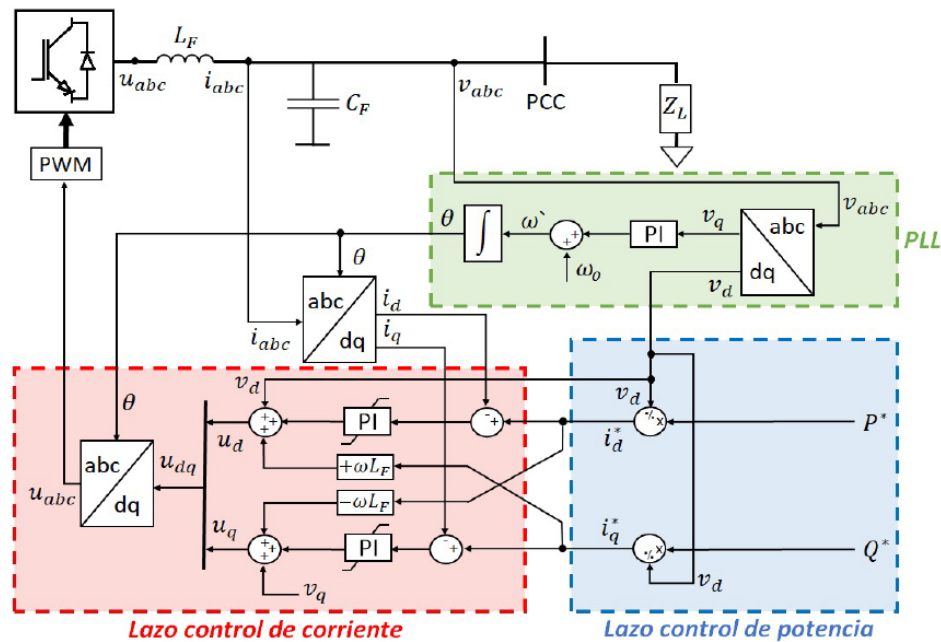


Figura 3.7: Diagrama de bloques: Grid Following (extraído de [23])

En esta figura, se aprecia la presencia de un PLL. El PLL tiene como objetivo medir la frecuencia y el voltaje del sistema, con el fin de entregarle las referencias de estas variables al convertidor. Junto con las referencias de potencia activa y reactiva, se controla la corriente que se debe inyectar al sistema.

3.1.3.3. Grid Supporting

El modo de operación *grid supporting* se refiere a aquellos convertidores cuya función principal es aportar al control de voltaje y frecuencia; este control queda determinado por la entrega de activos y reactivos a la red. Este tipo de operación puede modelar al convertidor como una fuente de voltaje controlada o una fuente de corriente controlada, dependiendo del objetivo que se quiera lograr:

- Como fuente de corriente controlada, el convertidor busca alimentar cargas, y además participar del control de voltaje y frecuencia en la red.
- Como fuente de voltaje controlada, el convertidor opera como un generador síncrono simplificado; es decir, una fuente de voltaje detrás de una impedancia. Por lo tanto, la potencia activa y reactiva entregada por este convertidor es función de este voltaje emulado y el voltaje de la red.

Los diagramas para dos convertidores operando en modo *grid supporting* como fuentes de tensión y de corriente se presentan en las figuras 3.8 y 3.9.

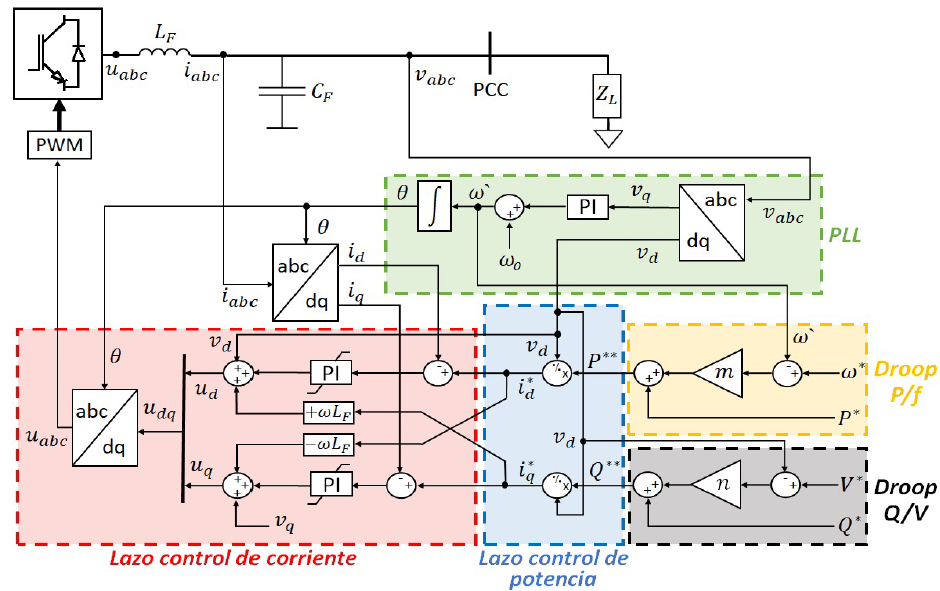


Figura 3.8: Grid Supporting como fuente de corriente (extraído de [23])

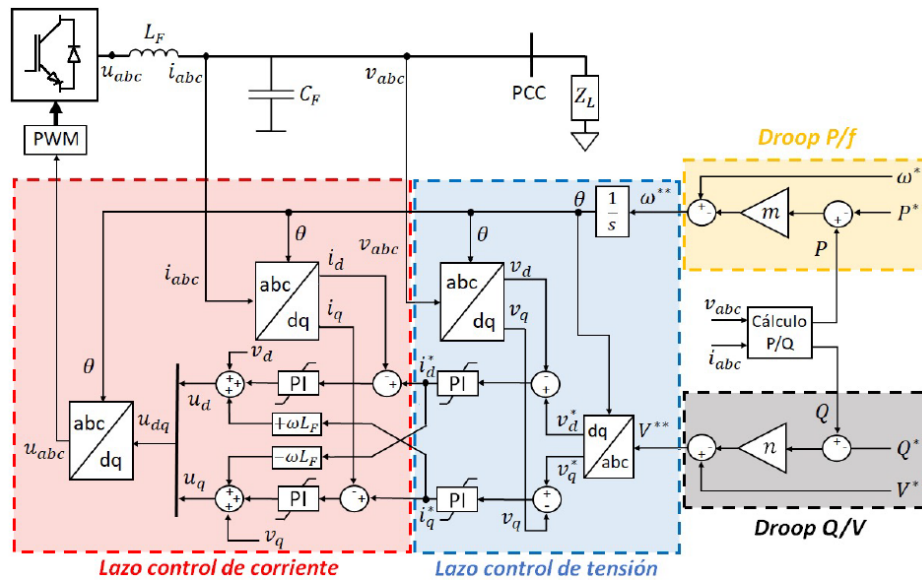


Figura 3.9: Grid Supporting como fuente de voltaje (extraído de [23])

En estas figuras, cabe notar las siguientes diferencias:

- En el caso del *grid supporting* como fuente de corriente, se observa la presencia de un *Phase Locked Loop* (PLL). Este PLL está con la finalidad de medir el ángulo y la frecuencia en bornes, para así poder entregar los componentes de corriente necesarios para alcanzar las referencias pertinentes.
- Para el *grid supporting* como fuente de voltaje, no existe este PLL (porque la frecuencia está determinada por el control *Droop*, y por lo tanto, el diagrama es casi idéntico al esquema *grid forming*).

Cabe destacar que, según lo discutido en [16], el modo de operación *grid supporting* se considera *grid forming*.

3.2. Sistemas de Control

3.2.1. Control *Droop*

Uno de los sistemas de control más populares para las máquinas electromagnéticas y convertidores es el control *Droop*. Este control regula, mediante un sistema de realimentación, el voltaje y la frecuencia del generador en bornes. Esto permite, en cierta medida, regular el comportamiento de la máquina frente a variaciones de voltaje o frecuencia, mediante consignas de potencias activa y reactiva en el controlador. Su diagrama de bloques se presenta en la figura a continuación:

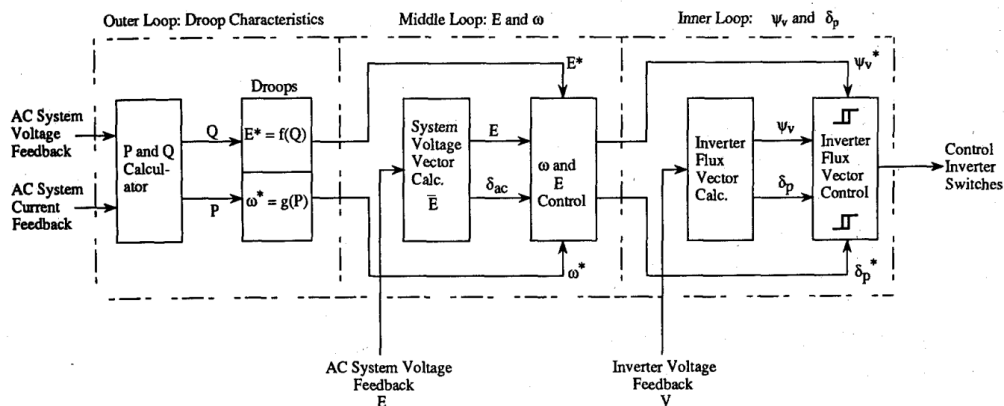


Figura 3.10: Diagrama de bloques: control *Droop* (extraída de [24])

En la Figura 3.10, se pueden observar cuatro características:

- El control *Droop* recibe, por medio de realimentación, la potencia activa y reactiva que se está generando en bornes. Además, recibe la frecuencia del sistema.
- El control compara las potencias entregadas con las consignas asignadas a cada controlador (potencias activas y reactivas de *Set Point*).
- Si la potencia activa/reactivas entregadas son mayores a las consignas, se debe reducir la frecuencia o el voltaje del generador, respectivamente. De otra forma, deberán aumentar.

- El control puede incorporar -o no- reguladores de flujo y ángulo, lo cual está representado en el *loop* interno.

La ecuación característica para un control *Droop* viene dada por la siguiente expresión:

$$x(t) = x_0 - n_i * (k_0 - k_t) \quad (3.1)$$

Donde:

- $x(t)$ es el voltaje o la frecuencia del generador.
- x_0 es el valor inicial del voltaje o la frecuencia. Suele utilizarse el valor nominal.
- n_i es la pendiente del control *Droop*. Determina la participación de un determinado generador en el reestablecimiento de la frecuencia en un punto estacionario, frente a alguna perturbación. Por ejemplo, en la Figura 3.11, se muestran las curvas *Droop* del control de voltaje, que depende linealmente de la potencia reactiva entregada en bornes:

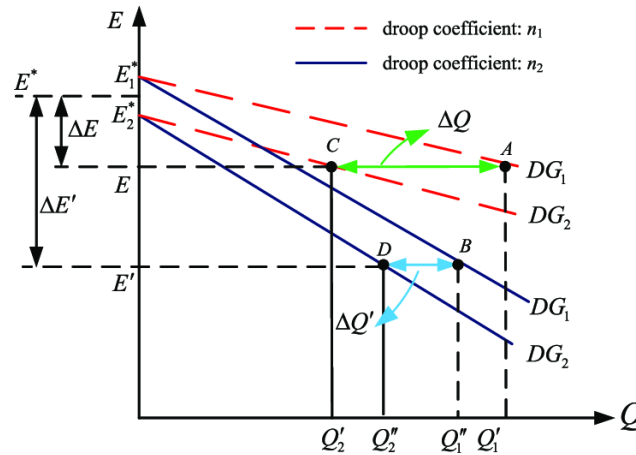


Figura 3.11: Curvas *droop*: control de Q (Fuente: [25])

Se observa que, a mayor pendiente *Droop* (línea roja), el aporte de Q es mayor frente a una perturbación, en comparación con el generador controlado con una pendiente de *Droop* menor (línea azul).

- k_0 es la potencia activa o reactiva, nominal.
- k_t es la potencia activa o reactiva, realimentada al sistema, medida en bornes del generador.

Este tipo de control es utilizado en los esquemas de control de convertidores presentados anteriormente, con el fin de aportar al control primario de frecuencia y voltaje.

3.2.2. Control *Droop* Inverso

En su versión inversa, el control *droop* modifica las potencias activa y reactiva de referencia, con el fin de aportar con el control de frecuencia y voltaje en la red. Este tipo de control se describe en [26], y al igual que el *droop* convencional, basa su funcionamiento en los acoples

$\delta - P$ y $V - Q$. En este caso, se utilizan las ecuaciones invertidas, como se puede ver en la siguiente gráfica:

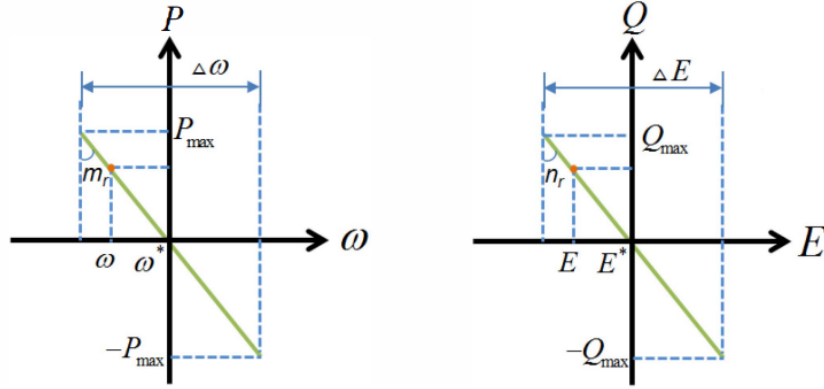


Figura 3.12: Curvas *droop* inverso (extraída de [26])

Las ecuaciones que gobiernan este sistema de control son:

$$P_{ref}^* = P_{ref} + k_p(\omega_0 - \omega) \quad (3.2)$$

$$Q_{ref}^* = Q_{ref} + k_q(V_0 - V) \quad (3.3)$$

Donde:

- $(P, Q)_{ref}^*$ son las nuevas potencias activa y reactiva de referencia.
- $(P, Q)_{ref}$ son las potencias de referencia originales.
- k_p y k_q son las constantes de *droop* inverso.
- ω_0 y V_0 son la frecuencia y voltaje nominales.

La ventaja principal del control *droop* inverso con respecto a su contraparte original es la buena capacidad de control sobre el voltaje en el área local.

3.2.3. AVR

Los AVR, por sus siglas en inglés *Automatic Voltage Regulators*, son un tipo de controlador que, mediante la regulación del voltaje en el circuito de campo de la máquina, busca controlar la tensión en bornes. Debido a su extendido uso en máquinas eléctricas, la IEEE ha confeccionado un manual de prácticas recomendadas [27], el cual incorpora modelos de AVR genéricos implementados y probados a través de una gran cantidad de estudios.

La función de un AVR, como se ha comentado, es el control del voltaje en bornes de un generador, mediante la variación de la excitación del mismo. Con esto, se busca alcanzar dos objetivos:

- Controlar la tensión en bornes, y por ende, colaborar en el control local de los niveles de tensión.

- Amortiguar oscilaciones pequeñas en el sistema.

Si bien el AVR debe ser capaz de regular la tensión en bornes, es natural que este controlador incorpore otros elementos que protegen a la máquina frente a excitaciones fuera de su rango normal de operación:

- Limitadores de sobreexcitación (OEL)
- Limitadores de subexcitación (UEL)
- Limitadores de flujo magnético (V/Hz)

Existe una gran cantidad de modelos distintos de AVR; por lo tanto, presentar uno en particular no representa una arquitectura genérica. Un diagrama de bloques común para un AVR se muestra en la figura 3.13.

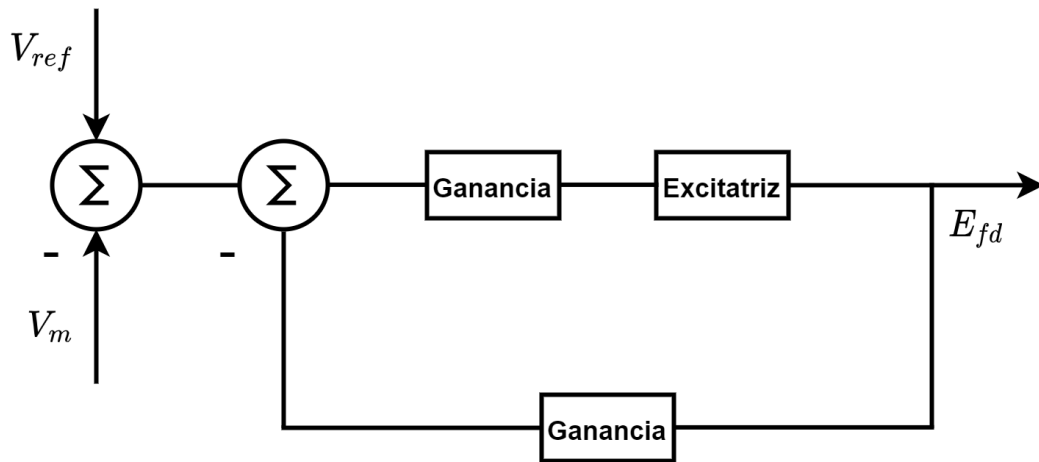


Figura 3.13: Diagrama de bloques genérico para un AVR

En este diagrama de bloques, se tiene lo siguiente:

- En primer lugar, se toma la medición del voltaje en bornes y se compara con una referencia. Esta medición puede tener un bloque de retardo de medición asociado, con su constante de tiempo respectiva y ganancia unitaria.
- Luego, esta señal de error se va sumando y amplificando con otras señales, para así llegar al bloque de la excitatriz. De esta función de transferencia, se obtiene el voltaje E_{fd} que se ingresa al circuito de campo de la máquina, para llevar el voltaje en bornes de V_m a V_{ref} .
- Esta señal de excitación E_{fd} puede limitarse con el fin de respetar los límites técnicos de operación de la máquina.
- En cada una de las ganancias intermedias, se pueden implementar circuitos con retroalimentación. Estos circuitos se conocen usualmente como circuitos estabilizadores, y le otorgan al AVR un mejor desempeño ante perturbaciones de gran magnitud.
- Las ganancias intermedias pueden implementar mallas de adelanto-atraso [28], dependiendo de qué tipo de respuesta se quiere priorizar (respuesta rápida o respuesta estable).

3.2.4. Gobernador

Los gobernadores (del inglés *speed governor*) son dispositivos encargados de regular la velocidad a la que gira una máquina (ω_m); para ello, estos dispositivos abren o cierran válvulas que controlan el flujo que entra a las turbinas. Los gobernadores son fundamentales en el control primario de frecuencia, y cumplen, principalmente, dos funciones:

- Estabilizar los niveles de frecuencia de la red a valores cercanos a los nominales.
- Buscan evitar la pérdida del sincronismo debido a grandes variaciones en la velocidad de los generadores.

El diagrama de bloques genérico de un gobernador se presenta en la figura 3.14.

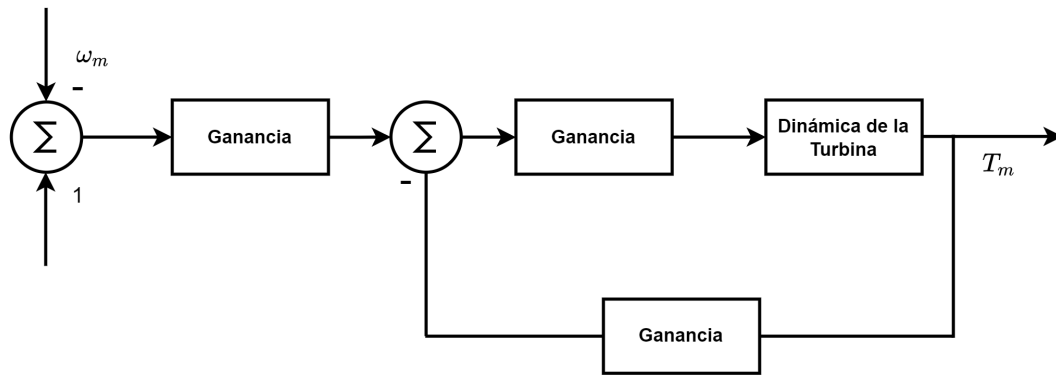


Figura 3.14: Diagrama de bloques genérico para un gobernador (e.g DE-GOV1 [29])

El diagrama consta de los siguientes elementos:

- Primero, se toma la señal de error, que consta de la diferencia entre la velocidad medida y la velocidad de referencia (usualmente 1 [p.u]). La medición de la señal ω_m puede o no incorporar un bloque de retardo con su tiempo de retraso respectivo.
- Luego, se encuentran los bloques de ganancia del gobernador. En los pasos intermedios, se pueden incorporar o no matrices de compensación (mallas de adelanto - atraso).
- Finalmente, se tiene la dinámica de la turbina, cuya salida es en definitiva la potencia mecánica.
- Se pueden incorporar circuitos realimentados con el fin de aumentar la estabilidad del controlador, con sus bloques de ganancia y retraso respectivos.

Al igual que los AVR, los modelos de gobernador ampliamente utilizados se encuentran listados en diversos catálogos, como el mostrado en [29], que incluye los parámetros y rangos aceptables para cada uno de ellos.

3.3. Transformación abc-dq

La transformación dq0 corresponde a una representación de voltajes sinusoidales que rotan con frecuencia ω sobre un eje de referencia estático [30]; es decir, a partir de una señal de voltaje trifásico, la transformación dq entrega 3 constantes:

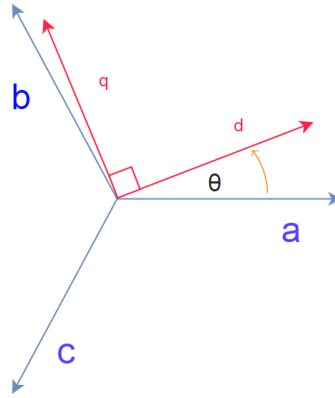


Figura 3.15: Diagrama de transformación abc-dq

Donde $\theta = \omega t$ es el ángulo variable existente entre los ejes correspondientes. La transformación, en su forma matemática, tiene la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

La matriz de transformación es invertible, y por lo tanto, se pueden obtener los voltajes en ejes abc a partir de los ejes rotatorios. En particular, el análisis en ejes rotatorios permite incorporar aspectos que no necesariamente son triviales de considerar en los ejes normales, como el análisis de pequeña señal, los puntos de equilibrio y los transientes. Finalmente, en el aspecto matemático, estos ejes facilitan considerar al rotor, que gira constantemente; por lo tanto, esta transformada es ampliamente utilizada en los siguientes tópicos:

- Análisis eléctricos de máquinas rotatorias.
- Control de variables eléctricas, ya que facilitan el seguimiento de referencias (que en ejes dq son estáticas).
- Modelamiento de convertidores.

Capítulo 4

Propuesta Metodológica

Debido a que los estudios sobre máquinas electrostáticas es más bien acotado, y su producción en masa es solo una posibilidad a mediano plazo, se deben diseñar y simular diversos escenarios a los cuales se verían enfrentados este tipo de máquinas.

En este trabajo, se busca principalmente desarrollar una plataforma de simulación para las máquinas electrostáticas y su operación en micro-redes, utilizando las bases teóricas descritas en el estado del arte. Para lograr este objetivo, se decide optar por los softwares MATLAB y PLECS, debido a las ventajas descritas al final del Capítulo 2.

Para comenzar, se deben definir qué aspectos de la operación de la máquina electrostática se busca analizar con esta plataforma de simulación. En particular, se determinan los siguientes puntos que se consideran importantes al momento de analizar cualquier tipo de generación de energía:

- Capacidad de generación en condiciones normales.
- Reacción frente a variaciones en la demanda.
- Respuesta frente a perturbaciones, utilizando diversos sistemas de control.
- Estabilidad.

Como se ha mencionado anteriormente, el aspecto económico no es realmente comparable al de la máquina electromagnética, debido a que su producción en masa aún no es una realidad. Si estas máquinas prueban ser -en teoría- una alternativa viable, se podrían incorporar en futuros estudios variables económicas en los análisis.

Para alcanzar el objetivo principal, se debe ir paso por paso hasta lograr validar los modelos existentes, por medio de simulaciones sencillas. Luego, se procede a implementar algunos escenarios de operación propuestos por la literatura existente. Finalmente, se implementan los diferentes casos de estudio propuestos anteriormente en una red eléctrica de pequeña envergadura.

4.1. Implementación de los modelos

En esta etapa del trabajo, se espera implementar en el software de simulación escogido las ecuaciones que rigen el comportamiento de la máquina electrostática. En gran parte, estas ecuaciones están plasmadas en los circuitos de los ejes dq, mostradas en el capítulo anterior. Por lo tanto, además de estos circuitos, se debe simular la parte mecánica de la máquina. En particular, se sabe que la ecuación de movimiento de una máquina queda determinada por la sumatoria de torques:

$$\sum_i T_i = J \cdot \alpha = J \cdot \dot{\omega} = J \cdot \ddot{\theta} \quad (4.1)$$

Donde α , ω y θ son la aceleración angular, la velocidad angular y el ángulo del rotor de la máquina y J es la inercia de la máquina. El lado izquierdo de la ecuación queda determinado por los torques sobre la máquina, que corresponden a:

- Torque mecánico entrante (agua, otra máquina, etc.)
- Torque eléctrico (proveniente de la carga de la máquina)
- Torque ejercido por el roce

Por lo tanto, el balance de torques lleva a la siguiente ecuación:

$$J \cdot \ddot{\theta} = T_m - \mu_r \cdot \dot{\theta} - T_e \quad (4.2)$$

Donde T_m y T_e son los torques mecánico y eléctrico respectivamente, y μ_r es la constante de roce viscoso del líquido dieléctrico entre el rotor y el estator. Estas son las ecuaciones del circuito mecánico que se espera implementar en el software PLECS, en conjunto con los circuitos eléctricos en ejes dq.

4.2. Prueba en circuito uninodal y literatura

En la literatura, en particular en [9], se presentan las pruebas de cortocircuito y circuito abierto de la máquina, con el fin de obtener las curvas correspondientes. El objetivo de esta fase del trabajo es validar el modelo implementado de la máquina, mediante comparaciones con los resultados obtenidos en el documento citado. De encontrarse resultados consistentes, se puede proceder a implementar la máquina en sistemas de potencia.

En esta etapa, se propone implementar la máquina en un circuito uninodal de baja potencia, con el fin de corroborar si su funcionamiento frente a cargas obedece a lo esperado. De obtenerse resultados positivos, se puede proceder a instalar esta máquina en circuitos eléctricos más grandes; en particular, en sistemas eléctricos de pequeña envergadura (microrredes).

4.3. Prueba en micro-redes

Como siguiente paso, se propone la implementación de una máquina electrostática en una micro-red. En particular, se utiliza la microrred de CIGRÉ, que es ampliamente utilizada

con fines de *benchmark*. El diagrama y los datos de la microrred de CIGRÉ se presentan a continuación:

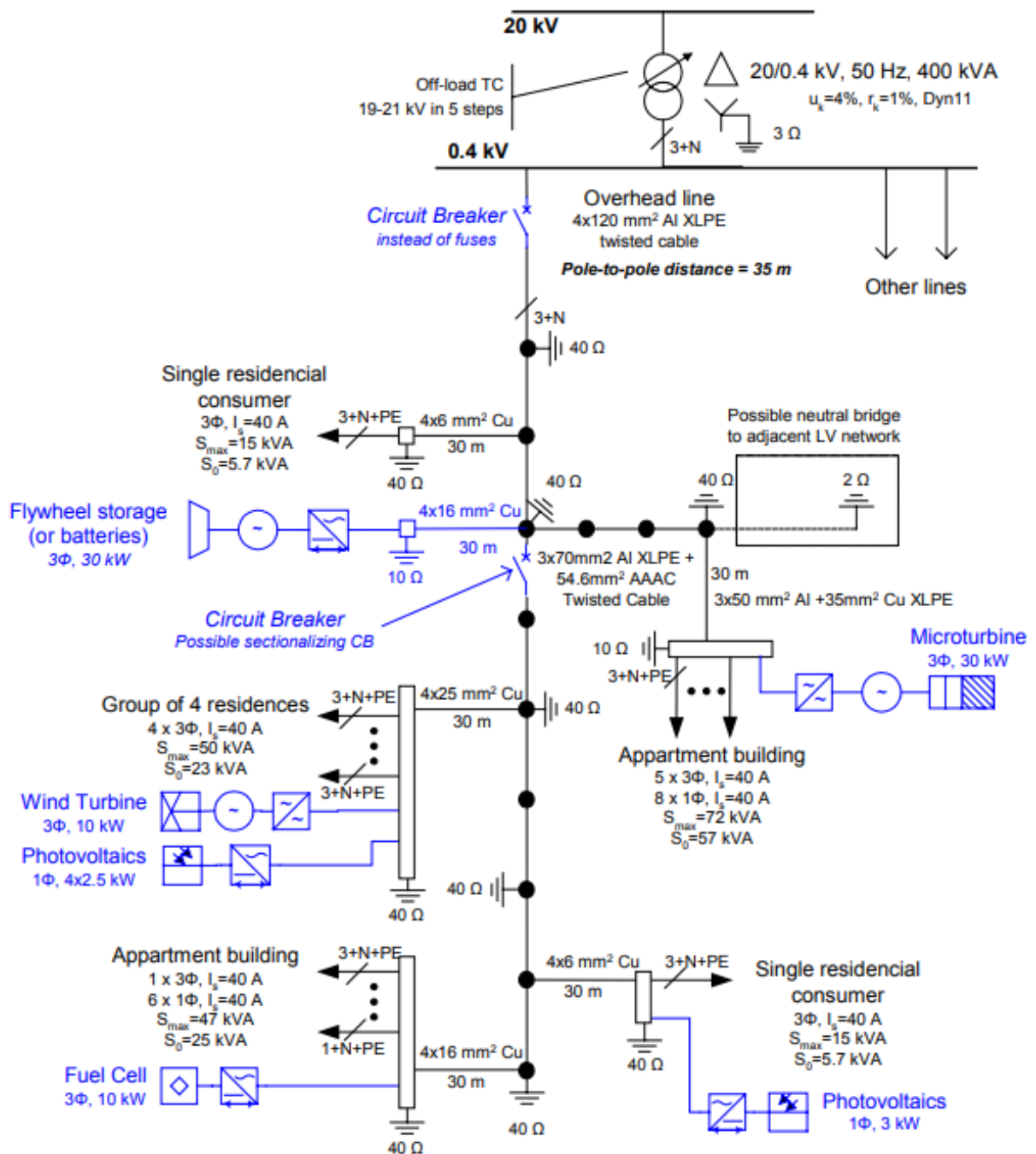


Figura 4.1: Topología de la microrred de CIGRÉ ([31])

Los datos de línea para esta micro-red son los siguientes:

Tabla 4.1: Datos de línea: Microrred de CIGRÉ

Tipo de línea	R _{ph} [Ω/km]	X _{ph} [Ω/km]	R _n [Ω/km]	R ₀ [Ω/km]	X ₀ [Ω/km]
OL - Twisted cable 4x120 mm ² Al	0,284	0,083	-	1,136	0,417
OL - Twisted cable 3x70 mm ² Al + 54.6 mm ² AAAC	0,497	0,086	0,63	2,387	0,447
OL - Al conductors 4x50 mm ² equiv. Cu	0,397	0,279	-	-	-
OL - Al conductors 4x35 mm ² equiv. Cu	0,574	0,294	-	-	-
OL - Al conductors 4x16 mm ² equiv. Cu	1,218	0,318	-	-	-
UL - 3x 150 nmi Al + 50 mm ² Cu	0,264	0,071	0,387	-	-
SC - 4x6 mm ² Cu	3,69	0,094	-	1,364	0,472
SC - 4x16 mm ² Cu	1,38	0,082	-	0,552	0,418
SC - 4x25 mm ² Cu	0,871	0,081	-	0,348	0,409
SC - 3x50 mm ² Al + 35 mm ² Cu	0,822	0,077	0,524	0,204	0,421
SC - 3x95 mm ² Al + 35 mm ² Cu	0,41	0,071	0,524	-	-

En esta micro-red, se busca reemplazar algún convertidor por una máquina electrostática que entregue la misma cantidad de potencia, con el fin de comparar su comportamiento con respecto a otras máquinas. De ser necesario, el modelo de máquina electrostática se re-escalará con el fin de alcanzar los niveles de magnitud deseados.

Si la máquina logra abastecer una porción de la demanda manteniendo un comportamiento adecuado y valores cercanos a los nominales tanto en voltaje como frecuencia, se procede al siguiente paso, el cual tiene por finalidad observar el comportamiento de la máquina frente a diversas contingencias.

A modo de simplificación, las cargas y los convertidores se modelan como balanceados entre las tres fases; la simulación de sistemas desbalanceados incrementa considerablemente el tiempo requerido por el software para converger.

4.4. Control y contingencias

Para que una máquina pueda ser insertada dentro de un sistema eléctrico debe ser capaz de enfrentarse a diversas contingencias típicas. Para verificar esto, en esta parte de la metodología se busca implementar sistemas de control en la máquina electrostática; de forma preliminar, se barajan tres tipos de control (revisados en el capítulo Estado del Arte):

- AVR adaptado para la máquina electrostática; es decir, *Automatic Current Regulator* (ACR), debido a que en esta oportunidad se controla la corriente en bornes.
- Gobernador, para el control de frecuencia.
- Control Droop.

El objetivo de esta fase del estudio es determinar la respuesta y la capacidad que tiene una máquina electrostática de participar en el control primario de frecuencia, así como en el control de voltaje, con ayuda de los controladores ya mencionados. De forma preliminar, se puede vaticinar que esta máquina aportará -dadas sus características intrínsecas- ciertos niveles de inercia, que son positivos en la respuesta inmediata de un sistema frente a perturbaciones. En este sentido, los tipos de perturbaciones a los que se busca someter a esta máquina con controladores son los siguientes:

- Variaciones de carga en diversos puntos del sistema.
- Fallas trifásicas en barras.
- Desconexión de líneas.

Con esto, se podrá visualizar cuál será el comportamiento dinámico de la máquina. Para esta parte, de forma preliminar, se anticipan los siguientes desafíos:

- La incorporación de estos sistemas de control no es directamente análoga a su implementación en máquinas electromagnéticas. Más que una analogía, corresponden a un caso dual; en específico, los lazos de control deben ser adecuados para, en un fin último, controlar la corriente que se entrega en bornes.
- Los órdenes de magnitud de los parámetros de los controladores puede verse modificada, ya que los órdenes de magnitud de las corrientes y los voltajes son diferentes.
- A priori, no se conoce el comportamiento de la máquina frente a condiciones de cortocircuito. Es usual observar que en una máquina electromagnética, las corrientes de cortocircuito alcanzan valores muy altos; sin embargo, la máquina electrostática es de por sí una fuente de corriente.

Encuadrando lo anterior en un diagrama, se tiene el siguiente esquema de trabajo propuesto:

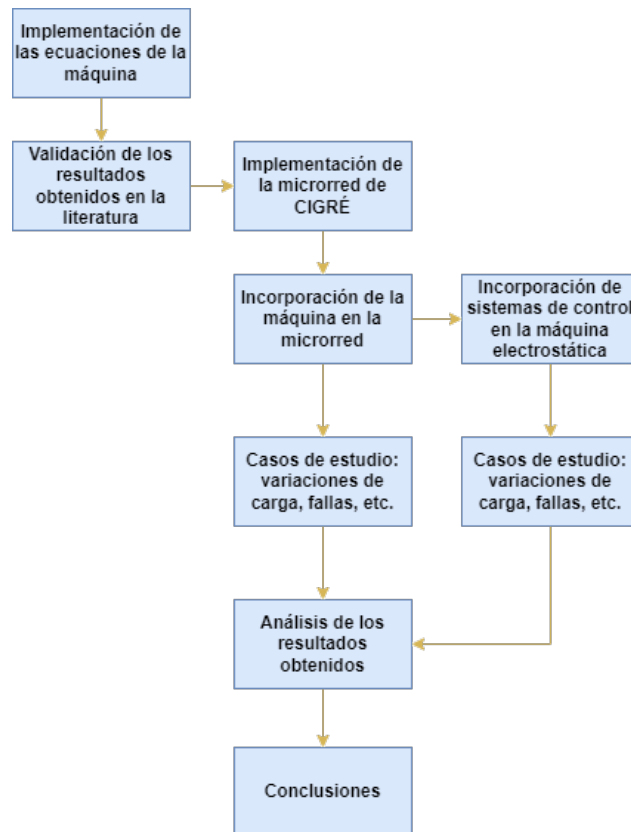


Figura 4.2: Esquema de trabajo propuesto

Capítulo 5

Resultados y Análisis

5.1. Primera parte: implementación de las ecuaciones

De acuerdo con lo expuesto en el capítulo 2, se implementan de forma preliminar en el software PLECS los circuitos eléctricos presentados en las figuras 2.7 y 2.8, en conjunto con un circuito mecánico que represente la ecuación dinámica del eje de la máquina. Considerando lo anterior, el diagrama completo del modelo implementado se muestra en la figura 5.1.

El diagrama tiene las siguientes consideraciones:

- Se considera una excitación por medio de una fuente de corriente en los ejes dq. Esta corriente de excitación está alineada con el eje d.
- La capacitancia C_m muestra el acople existente entre los circuitos del rotor y del estator, y da además cuenta de las limitaciones físicas del fluido dieléctrico. Esta capacitancia no soporta voltajes muy altos, aunque no se espera superar los límites expuestos en la tabla 2.1.
- Las *speed current* presentes en la máquina acoplan los circuitos d y q. Estas corrientes dependen directamente de las cargas en los condensadores, y se calculan por medio de funciones que implementan directamente las ecuaciones observadas en los circuitos 2.7 y 2.8.
- La corriente que sale de los bornes de la máquina determina el voltaje entre los mismos, dependiendo de la carga a la cual se somete la máquina. Esto es análogo al caso de la máquina electromagnética, donde la corriente que se entrega en bornes depende de la carga y el voltaje de la máquina.
- El circuito mecánico implementado permite dar cuenta de aspectos dinámicos de la máquina, como lo son la inercia o el roce viscoso, Además, con ayuda de este circuito, se pueden obtener la velocidad de giro y el ángulo correspondiente, lo cual determina a su vez el ángulo necesario para realizar la transformada abc-dq y viceversa. Este circuito mecánico se puede observar en la parte inferior de la figura 5.1.

Los parámetros utilizados en la implementación de esta máquina son los siguientes:

Tabla 5.1: Parámetros del modelo de máquina electrostática implementado

Parámetro	Descripción	Valor	Unidad
C_f	Capacitancia del rotor	13.8	nF
C_m	Capacitancia mutua	2.0	nF
C_s	Capacitancia del estator	13.8	nF
R_f	Resistencia del rotor	50	$M\Omega$
R_s	Resistencia del estator	1.7	$M\Omega$
μ	Coficiente de roce viscoso	0.7	Nms
J	Inercia	2.5	$kg \cdot m^2$
P	Polos	96	Unidad

Los parámetros relevantes de la máquina (C_m , R_s , R_f y R_s) son los obtenidos a partir de las pruebas de cortocircuito y circuito abierto en la implementación del prototipo detallado en [9]. Los parámetros en paralelo (C_f) se asumen iguales al del estator, aunque no se reporta su valor en las pruebas del prototipo. Si bien el valor de inercia de máquinas pequeñas ronda la unidad [32], la inercia de esta máquina se fija preliminarmente en $0.1 [kgm^2]$, valor muy pequeño. Esta inercia podría ser estimada de acuerdo a los datos del prototipo, pero para efectos de pruebas de cortocircuito y circuito abierto no es realmente necesaria. Sin desmedro de lo anterior, se escoge un valor pequeño, con el fin de no sobredimensionar el efecto de la inercia de la máquina; se debe recordar que, al no estar presente el núcleo de hierro, el peso de la máquina -y por ende la inercia- tiende a ser menor.

La implementación en PLECS considera RADAU como algoritmo de resolución, con una tolerancia absoluta y paso máximo de 10^{-4} , y tolerancia de error para *loops* algebraicos de 10^{-6} .

5.2. Segunda parte: Pruebas de cortocircuito y circuito abierto

En este apartado, se busca validar el comportamiento descrito en [9] frente a las pruebas de cortocircuito y circuito abierto. Como los parámetros relevantes fueron los calculados a partir de estas mismas pruebas, se espera obtener resultados idénticos. Para la prueba de cortocircuito, los resultados son los siguientes:

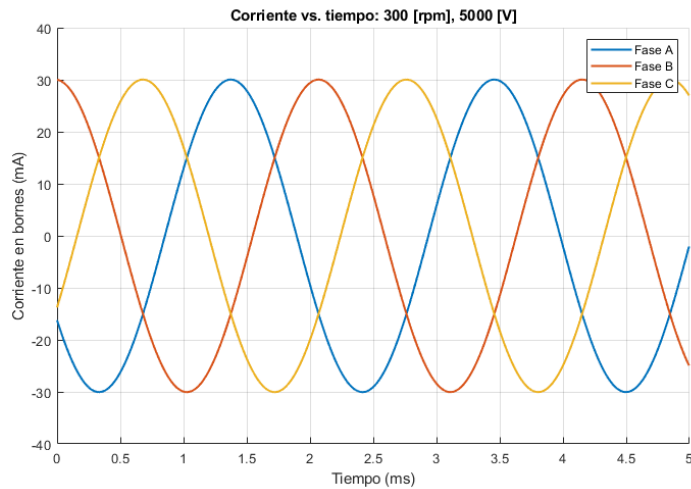


Figura 5.2: Onda de corriente en bornes: 300 [rpm], 4000 [V] de excitación

Como es esperado, se generan ondas de corriente sinusoidales en bornes. Para observar el comportamiento frente a diversas velocidades -y obtener los parámetros equivalentes de la máquina- se realizan pruebas considerando cuatro niveles de excitación distintos (1000, 2000, 3000 y 4000 [V]) y tres velocidades distintas (100, 200 y 300 [rpm]). Los resultados son los exhibidos en la figura 5.3.

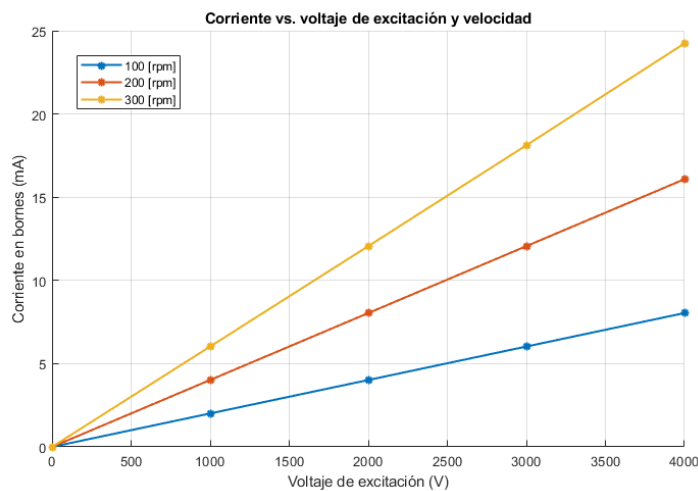


Figura 5.3: Corriente *peak* vs. V. de excitación para 100, 200 y 300 [rpm]

Los resultados muestran una relación lineal entre la corriente obtenida en bornes y el voltaje de excitación. Posteriormente, se procede a ejecutar la prueba de circuito abierto. Los resultados se muestran en la figura 5.4:

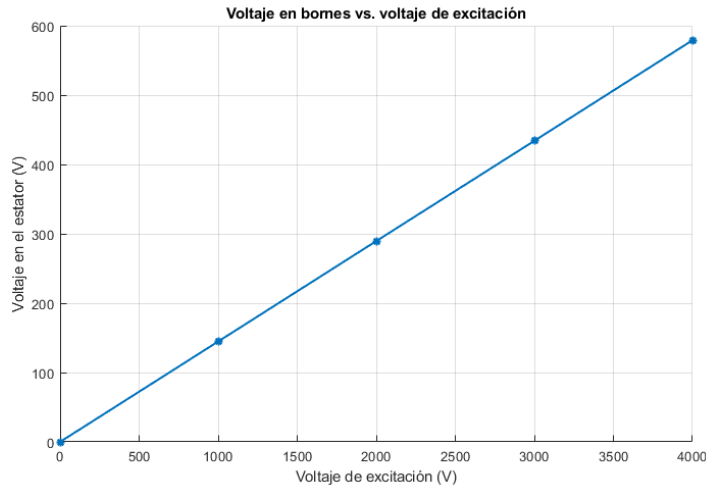


Figura 5.4: Voltajes en el estator vs. Voltaje de excitación a 100 [rpm]

La cual, nuevamente, presenta una relación lineal entre el voltaje de excitación (que depende de la corriente de excitación) y el voltaje obtenido en bornes de la máquina. A partir de estos resultados, se puede realizar un proceso inverso para calcular la capacitancia mutua y la resistencia en el estator, a partir de las pendientes obtenidas en ambas pruebas. De acuerdo con la figura 2.12, se puede extraer que:

$$I_s = V_{fr} \omega_r C_m \quad (5.1)$$

Luego:

$$\frac{I_s}{V_{fr}} = \omega_r C_m \quad (5.2)$$

Es decir, la relación entre el voltaje del estator y el voltaje de excitación en la figura 5.3 es una multiplicación entre la frecuencia angular y la capacitancia mutua. Se puede obtener la pendiente de las curvas -que se asume constante debido a los niveles de excitación- entre los puntos finales e iniciales de las pruebas realizadas, obteniéndose que:

$$\frac{I_s}{V_{fr}}(100[rpm]) = \frac{8.041}{4000} = 2.02 \cdot 10^{-6}[S] \quad (5.3)$$

$$\frac{I_s}{V_{fr}}(200[rpm]) = \frac{16.08}{4000} = 4.04 \cdot 10^{-6}[S] \quad (5.4)$$

$$\frac{I_s}{V_{fr}}(300[rpm]) = \frac{24.24}{4000} = 6.06 \cdot 10^{-6}[S] \quad (5.5)$$

Para ser más explícitos, se transforman las velocidades en [rpm] a [rad/s] eléctricos; para esto, se sabe que en una máquina electrostática, utilizando la ecuación 2.4, se cumple que:

$$\omega_m = \frac{\pi}{30} \cdot n_r \quad (5.6)$$

$$\omega_e = \omega_m \cdot P \quad (5.7)$$

Donde ω_m es la frecuencia angular mecánica, ω_e la frecuencia angular eléctrica, n simboliza

a la velocidad de giro en [rpm] y P es la cantidad de pares de polos presentes en la máquina. Usando que $P = 48$, se obtiene:

$$\omega_e(100[rpm]) = 100 \cdot \frac{2\pi}{30} \cdot 48 \cong 1005.31[rad/s] \quad (5.8)$$

$$\omega_e(200[rpm]) = 200 \cdot \frac{2\pi}{30} \cdot 48 \cong 2010.62[rad/s] \quad (5.9)$$

$$\omega_e(300[rpm]) = 300 \cdot \frac{2\pi}{30} \cdot 48 \cong 3015.93[rad/s] \quad (5.10)$$

Conociendo los valores de ω_r , se puede obtener el valor de C_m , igualando las pendientes encontradas en 5.5 con la relación I_s/V_{fr} mostrada en 5.2.

$$\frac{I_s}{V_{fr}}(100[rpm]) = 2.02 \cdot 10^{-6} = 1005.31 \cdot C_m \implies C_m \cong 2[nF] \quad (5.11)$$

$$\frac{I_s}{V_{fr}}(200[rpm]) = 4.04 \cdot 10^{-6} = 2010.62 \cdot C_m \implies C_m \cong 2[nF] \quad (5.12)$$

$$\frac{I_s}{V_{fr}}(300[rpm]) = 6.06 \cdot 10^{-6} = 3015.93 \cdot C_m \implies C_m \cong 2[nF] \quad (5.13)$$

Lo cual es consistente con el parámetro C_m utilizado. Finalmente, la curva obtenida en 5.4 es casi idéntica a la obtenida en [9], por lo que se estima que los valores C_s y R_s obtenidos de esta prueba son los correctos. Los resultados obtenidos en este apartado, al ser contrastados con los obtenidos en la implementación experimental, permiten validar el modelo implementado de la máquina.

Si bien este modelo es consistente, aún es necesario modificar algunos parámetros, debido a que la máquina es de muy baja potencia en comparación a la microrred que se busca implementar (CIGRÉ).

5.3. Tercera parte: re-escalamiento de la máquina

5.3.1. Tamaño de la máquina

Debido a que los parámetros de la máquina prototipo corresponden a una máquina de pequeña envergadura (en el orden de las centenas de [W]), es necesario re-escalar sus parámetros con el fin de simular una máquina ficticia, capaz de entregar niveles de potencia acorde a los necesarios en una microrred. Para enfrentar este problema, es necesario abordar dos desafíos:

- La máquina electrostática prototipo posee una alta cantidad de polos (96), lo cual hace muy difícil su implementación en una microrred de 50 [Hz]. De acuerdo a lo tratado en [9], la máquina está diseñada para operar a velocidades cercanas a las centenas de RPM, mientras que para alcanzar la frecuencia nominal de 50 [Hz] en una microrred, la máquina debería girar a 32.5 [RPM], valor que está muy por debajo del rango de operación aceptable.
- La máquina es de tamaño pequeño, por lo que se debe reescalar en magnitud. Para ello, se tomará una impedancia base para la máquina prototipo; luego, se obtendrán

los valores en [p.u] para sus impedancias. Finalmente, estas impedancias se reescalarán utilizando valores base calculados en base a las necesidades de voltaje y potencia en la microrred.

Estos problemas se abordan de la siguiente forma:

- Para desplazar el punto de operación de la máquina ficticia, se disminuye la cantidad de polos. De acuerdo a la ecuación de velocidad síncrona (ecuación 2.4) para la máquina electrostática, para alcanzar 50 [Hz] a una velocidad de 100 [RPM], se tiene:

$$\frac{60 \cdot 50}{x} = 100 \implies x = 30$$

Es decir, con 30 polos la máquina puede operar en un punto de operación dentro del diseño original, entregando 50 [Hz] en bornes. Con ello, se eligen 15 pares de polos para esta nueva máquina simulada.

- Para reescalar la máquina en magnitud, se debe calcular su impedancia base como:

$$Z_{base} = \frac{V_{base}^2}{S_{base}} \quad (5.14)$$

Se puede escoger $V_{base} = 3500$ [V], de acuerdo con los requisitos de diseño de la máquina prototipo. Para obtener una potencia base, se puede rescatar un valor con el trabajo propuesto en [33], en el cual, experimentalmente, se obtienen fracciones de un caballo de fuerza en potencia. De acuerdo con esto, se toma como referencia 300 [W] como referencia; esto va en concordancia con los niveles de voltaje alcanzados en [9], de 3.5 [kV] en bornes, entregando corrientes en el orden de las decenas de miliamperes. La base en por unidad de la máquina queda entonces como:

$$Z_{base}^{old} = \frac{V_{base}^2}{S_{base}} = \frac{3500^2}{300} \quad (5.15)$$

Para la nueva impedancia base, solo basta considerar la tensión *peak* nominal de la microrred y una potencia a definir. En los experimentos, la máquina reemplazará a una unidad que entrega 10 [kW], por lo que se utiliza $S = 15$ [kVA] como potencia base.

$$Z_{base}^{new} = \frac{V_{base}^2}{S_{base}} = \frac{326.6^2}{15000} \quad (5.16)$$

Finalmente, para re-escalar las impedancias, se utiliza la relación

$$Z_{nuevo} = Z_{original} \cdot \frac{Z_{base}^{new}}{Z_{base}^{old}} = Z_{original} \cdot 0.000172734 \quad (5.17)$$

De acuerdo con esto, los valores nominales de la máquina son los siguientes:

Tabla 5.2: Valores eléctricos nominales: máquina re-escalada

Parámetro	Descripción	Unidad	Valor
V_n	Voltaje nominal	V_{rms}	230
f_n	Frecuencia eléctrica nominal	Hz	50
n_n	Frecuencia nominal	RPM	100
S_n	Potencia aparente nominal	VA	15000
I_n	Corriente nominal	A_{rms}	21.739

5.3.2. Inercia de la máquina

Otro tema muy importante que toma relevancia a la hora de analizar el desempeño de la máquina es la estimación del momento de inercia del par generador-turbina. En el caso del prototipo, se toma como valor $J = 2.5 [kgm^2]$, el cual resulta ser un valor estándar para máquinas de aproximadamente 15 [kVA] de potencia aparente. Sin embargo, y para mayor confiabilidad, esta vez el valor del momento de inercia se estima utilizando el valor provisto por la empresa FGWilson™ para una máquina de 12.5 [kVA], cuya turbina opera a base de diésel. Esta máquina se muestra en la figura 5.5.



Figura 5.5: Máquina de 12.5 [kVA] (extraída de [34])

El *datasheet* de esta máquina provee un valor de inercia de 2.17 [kgm²]. Esta inercia puede ser reescalada utilizando la expresión:

$$H = \frac{J\omega^2}{2 \cdot MVA} \quad (5.18)$$

Donde:

- H es la constante de inercia, en [s]
- J es la inercia de la máquina, en [kgm²]

- ω es la velocidad de giro, en $[rad/s]$
- MVA es la capacidad de potencia de la máquina, en $[MVA]$

Si se mantiene el valor de ω , para mantener el valor de H fijo, se debe aumentar J junto con MVA de forma proporcional. Como la potencia aparente aumenta de 12.5 a 15 $[kVA]$, la inercia J aumenta de 2.17 a 2.6. Luego, a esta inercia se debe disminuir su valor, con el fin de retratar la falta del núcleo de hierro que poseen las máquinas electromagnéticas; como estimación, se asume que un 25 % de la inercia de la máquina se pierde por este ítem, por lo que la inercia de la máquina electrostática a utilizar se redondea a 2 $[kgm^2]$.

5.4. Cuarta parte: pruebas uninodales

En esta parte se busca observar el comportamiento de la máquina electrostática en operación aislada, de forma uninodal, frente a variaciones de carga. De forma preliminar, se espera que esta máquina mantenga una corriente constante en bornes, mientras que el voltaje aumente o disminuya de acuerdo con la variación correspondiente de la carga.

Se analizan dos casos; primero, se simula la operación de la máquina sin controladores, con un torque mecánico y una excitación que le permita mantener valores nominales de frecuencia y corriente en bornes previo a alguna perturbación. En el segundo caso, se busca incorporar un gobernador y un control de excitación, que le permitan a la máquina restablecer los valores nominales posterior a la perturbación.

5.4.1. Pruebas uninodales sin controladores

Como primera prueba uninodal, se considera la conexión de una máquina electrostática con una carga de impedancia constante puramente resistiva de 9 Ω . A los 2.5 segundos, se aumenta esta carga a 10 Ω . Los resultados para esta configuración son los siguientes:

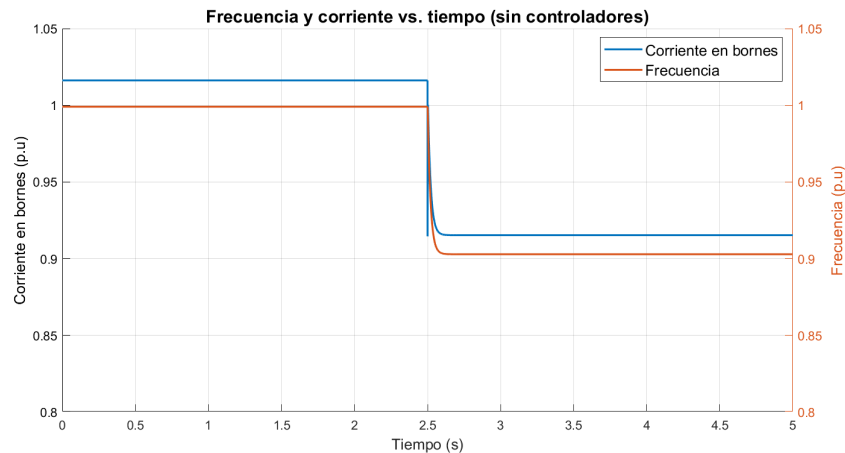


Figura 5.6: Corriente y frecuencia (caso uninodal sin controladores)

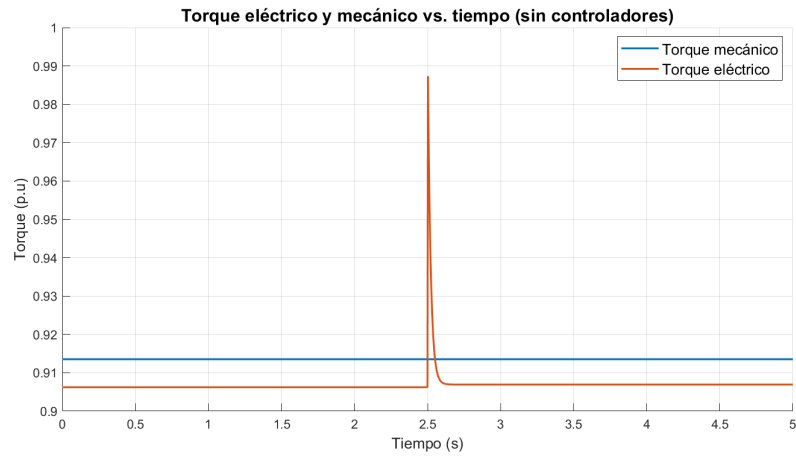


Figura 5.7: Torques eléctrico y mecánico (caso uninodal sin controladores)

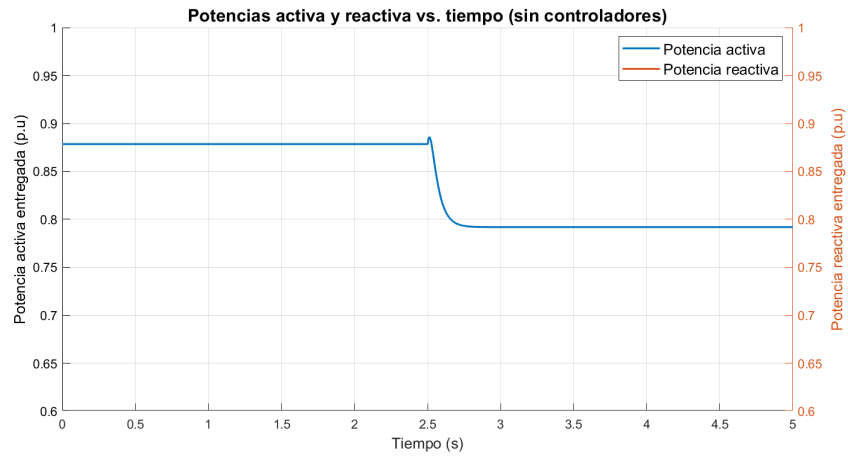


Figura 5.8: Potencias activa y reactiva (caso uninodal sin controladores)

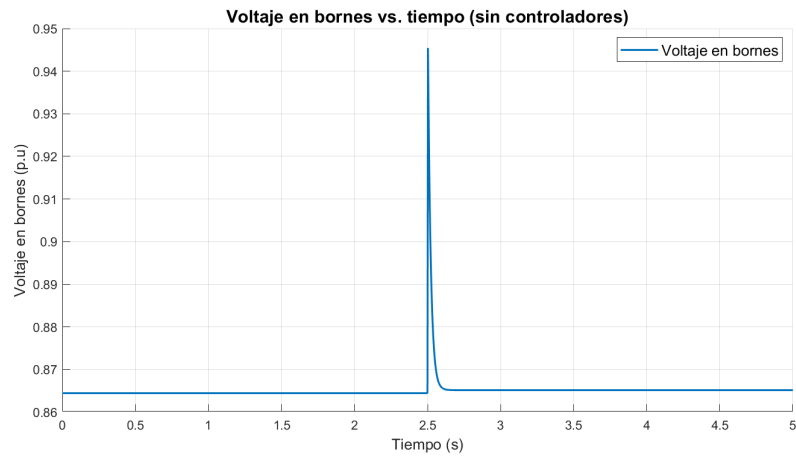


Figura 5.9: Voltaje en bornes (caso uninodal sin controladores)

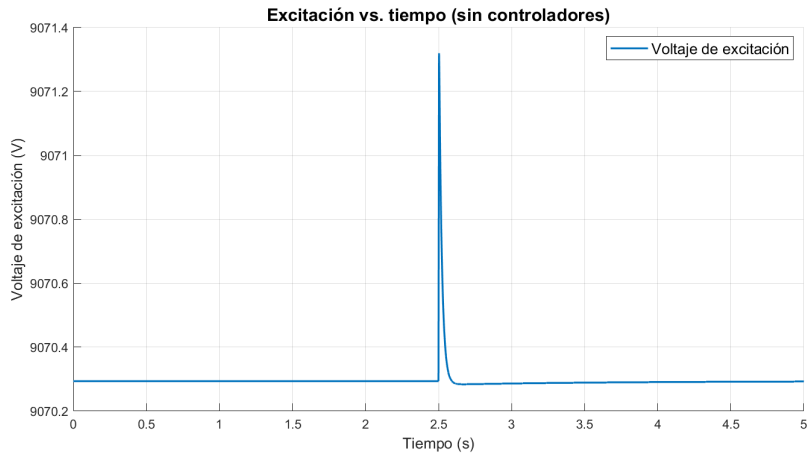


Figura 5.10: Voltaje de excitación (caso uninodal sin controladores)

En estas figuras, se puede apreciar el comportamiento de la máquina frente a un aumento en la carga. Frente a esto, toma lugar la siguiente cadena de sucesos:

- Debido al aumento de la carga, el voltaje en bornes de la máquina cambia en un 10 %. Esto provoca que el torque eléctrico percibido por la máquina aumente (figuras 5.6 y 5.9).
- Este aumento en el torque eléctrico provoca que la velocidad disminuya, ya que el torque mecánico de entrada no cambia. Como en la máquina electrostática la corriente es proporcional a la velocidad de giro, ambas caen en aproximadamente un 10 %, proporcional al aumento de carga (figura 5.6).
- Al bajar la frecuencia y con ella la corriente, vuelve a caer también el voltaje en bornes de la máquina, hasta niveles similares a los pre-contingencia (figura 5.9).
- Finalmente, la potencia activa entregada también disminuye, debido a que el torque mecánico de entrada no permite mantener la velocidad síncrona en el valor nominal (figura 5.8). En esta figura se aprecia también que la máquina no está entregando potencia reactiva, debido a la característica resistiva pura de la carga.

Además de los eventos anteriores, cabe destacar la existencia de un sub-transiente de muy corta duración al momento de aumentar la carga, que se puede apreciar con más detalle en la figura 5.11:

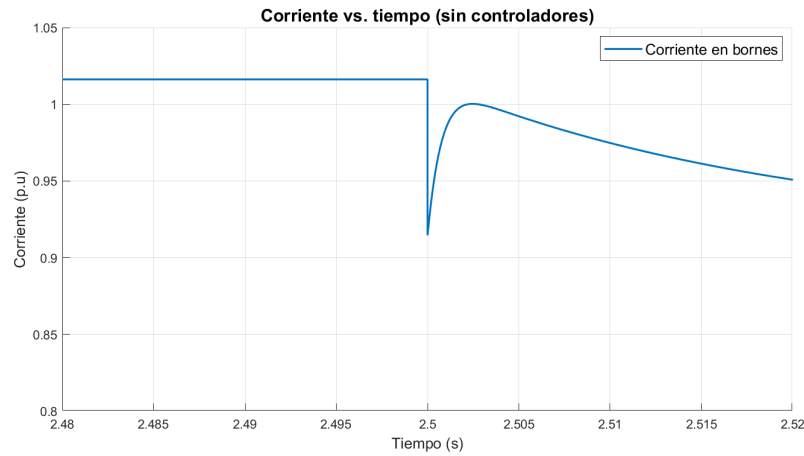


Figura 5.11: Transiente de la corriente en bornes (caso uninodal sin controladores)

Este sub-transiente se explica debido a que las capacitancias en el circuito del estator de la máquina no varían su voltaje instantáneamente. Por lo tanto, la corriente que sale de la máquina es, en un principio, la misma; esto explica el aumento de voltaje visto en la figura 5.9. Sin embargo, una parte de esta corriente ya no fluye en dirección a la carga, sino que se redirige hacia el circuito del estator, donde los condensadores comienzan a cargarse hasta que alcanzan el voltaje de la carga. Esto se puede ver en la abrupta caída en la corriente que sale de los condensadores C_s y C_q

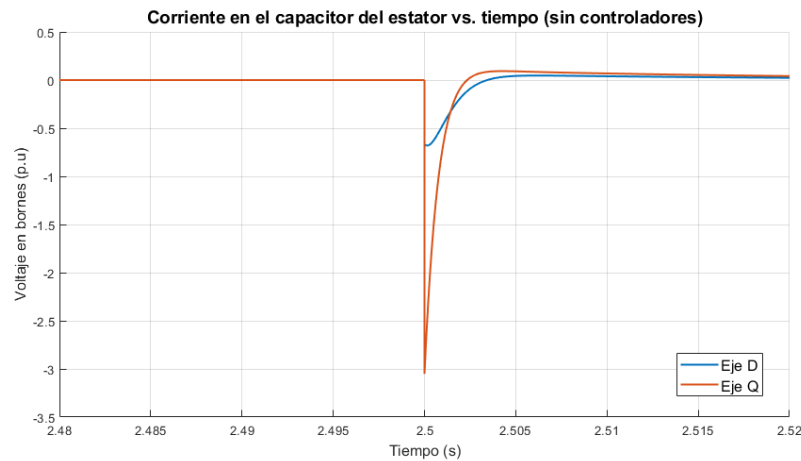


Figura 5.12: Corrientes durante el sub-transiente: capacitancia del estator en ejes d y q

Cuando el voltaje de estos condensadores supera al de la red, la corriente de los condensadores comienza a fluir nuevamente en dirección hacia la carga, lo que se aprecia en los milisegundos posteriores a la contingencia.

Finalmente, en la figura 5.13 se puede apreciar el comportamiento de las *speed currents* en el generador electrostático:

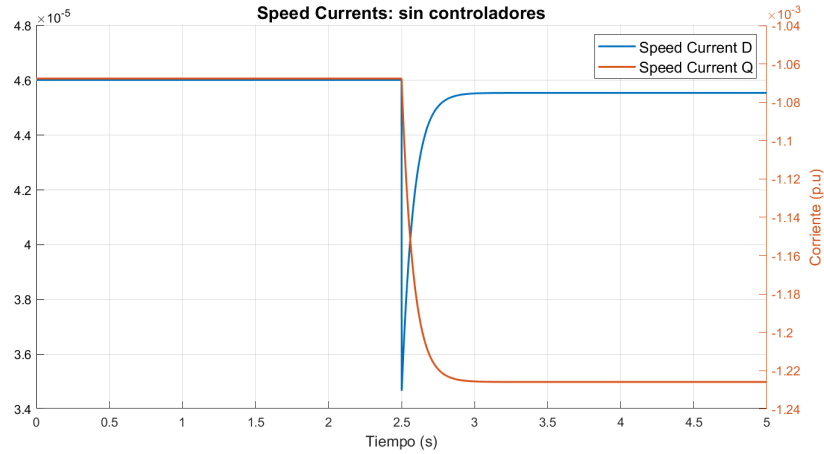


Figura 5.13: *Speed Currents* en la máquina electrostática: sin controladores

Las *speed currents* de la máquina electrostática tienen una dinámica muy parecida a la de la variación de velocidad; esto se debe a la dependencia lineal entre ellas. Cabe destacar que la *speed current d* es muy pequeña, y es la corriente en el eje *q* la que varía. Esto se debe a que el acople cruzado tiene una gran influencia entre estas corrientes; en particular, el voltaje de excitación en el eje *d*, ya que es el que determina la cantidad de cargas disponibles en el eje *q*.

Estas pruebas entregan un indicio sobre cómo se comportaría la carga frente a una carga estrictamente resistiva. Se debe recordar que en el modelo implementado no existen circuitos amortiguadores, por lo que en la práctica, esta respuesta es potencialmente suavizable.

5.4.2. Pruebas uninodales con controladores

Al igual que con la máquina electromagnética síncrona, es necesario diseñar e implementar controladores para las variables eléctricas pertinentes -corriente y frecuencia- de la energía que entrega una máquina electrostática a un sistema eléctrico. Por ello, en este trabajo, se consideran dos controladores:

- Un controlador de corriente, que funciona de forma homóloga al AVR (en este caso, será llamado *ACR* (Regulador Automático de Corriente)). Su arquitectura se basará en algún modelo de AVR ya existente, considerando que la dinámica de la máquina es similar al de una máquina electromagnética; sin embargo, es probable que se deban actualizar los valores de las ganancias, para reflejar correctamente los órdenes de magnitud de las variables controladas (en este caso, la corriente).
- Un controlador de velocidad (Gobernador), que por medio del balance de torque mecánico y torque eléctrico logre alcanzar la velocidad síncrona deseada; en este caso, aquella que logre que la frecuencia en bornes del generador sea igual a 50 [Hz].

Sin embargo, ¿qué asegura que las variables controladas sean las mismas, o que la forma de controlarlas sean equivalentes? Para responder a esta pregunta, es necesario obtener las ecuaciones de transferencia de potencia de la máquina.

5.4.2.1. Puntos de operación de la máquina electrostática

Antes de introducir esta máquina en un sistema eléctrico de potencia, es necesario comprender cómo operan las transferencias de potencia activa y reactiva. Como es sabido, en estado estacionario, la máquina electrostática opera como una fuente de corriente (con un ángulo de carga δ , medido con respecto al ángulo de la red) en paralelo con una reactancia dada por la capacitancia síncrona (X_s). Al conectar esta máquina con un sistema eléctrico de voltaje V y ángulo 0° , se obtiene el siguiente diagrama:

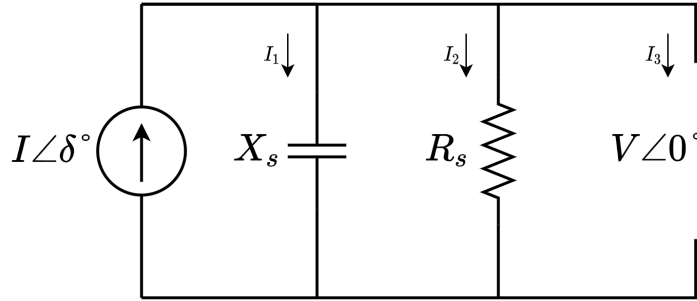


Figura 5.14: Conexión de la máquina con un sistema eléctrico

Definiendo a I_1 como la corriente que sale de la máquina y pasa por la capacitancia X_s , a I_2 como la corriente que entra a la resistencia del estator R_s y como I_3 a la corriente que entra a la red, se obtiene:

$$I\angle\delta = I_1 + I_2 + I_3 \quad (5.19)$$

$$V\angle 0 = I_1 * \frac{1}{jX_s} \quad (5.20)$$

$$V\angle 0 = I_2 * R_s \quad (5.21)$$

De estas expresiones se puede extraer, respectivamente:

$$I_3 = I \cos \delta + jI \sin \delta - I_1 - I_2 \quad (5.22)$$

$$I_1 = jX_s \cdot V\angle 0 \quad (5.23)$$

$$I_2 = \frac{V\angle 0}{R_s} \quad (5.24)$$

Combinando las tres ecuaciones anteriores y desarrollando las expresiones necesarias, se obtiene:

$$I_3 = I \cos \delta + jI \sin \delta - jX_s \cdot V\angle 0 - \frac{V\angle 0}{R_s}$$

$$I_3^* = I \cos \delta - \frac{V\angle 0}{R_s} - j(I \sin \delta - jX_s \cdot V)$$

Luego, utilizando que $S = V \cdot I_3^*$, con S la potencia aparente entregada a la red, se obtiene:

$$S = V \cdot I_3^* = VI \cos \delta - \frac{V^2}{R_s} - j(VI \sin \delta - V^2 X_s)$$

Finalmente, la última expresión se puede separar en su parte real e imaginaria, obteniéndose

la potencia activa P y reactiva Q entregada por la máquina, respectivamente:

$$P = VI \cos \delta - \frac{V^2}{R_s} \quad (5.25)$$

$$Q = V^2 X_s - VI \sin \delta \quad (5.26)$$

Estas ecuaciones muestran una serie de características sobre el comportamiento de la máquina, y en particular, el efecto que tienen los parámetros físicos del estator en el desempeño de la misma:

- El término X_s representa la reactancia de la capacitancia del estator. Si este valor fuese muy grande, el factor de potencia de la máquina podría verse afectado negativamente, debido al creciente impacto del término $V^2 X_s$.
- Las pérdidas en el estator, dadas por la resistencia R_s , dependen del cuadrado del voltaje de la red. Por lo tanto, esta resistencia debe ser lo más alta posible, con el fin de disminuir al máximo las pérdidas de potencia activa.

Por otro lado, en una máquina electromagnética tradicional, la simplificación usual es $\delta \cong 0^\circ$. Esto significa que la transferencia de potencia activa puede ser controlada mediante el ángulo del rotor de la máquina; sin embargo, en la máquina electrostática, esta simplificación entrega:

$$P = VI \quad (5.27)$$

$$Q = V^2 X_s - VI \delta \quad (5.28)$$

Es decir, en la vecindad de 0° , la controlabilidad de las variables no es exactamente la misma que la de una máquina electromagnética. Por otra parte, si este ángulo se acerca a -90° , las ecuaciones entregan:

$$P = VI \delta \quad (5.29)$$

$$Q = V^2 X_s + VI \quad (5.30)$$

Que serían análogas a la de la máquina electromagnética en las vecindades de 0° . Por lo tanto, esta máquina no se empleará como generadora de potencia exclusivamente activa, para mantener este ángulo lejos de los puntos donde se pierde la controlabilidad de las variables.

5.4.2.2. Carta de operación

Otro de los puntos importantes a considerar en las máquinas síncronas tradicionales es la carta de operación; este diagrama permite identificar rápidamente de qué forma se comporta y en qué puntos pueden operar estas máquinas. Para el caso de la máquina electrostática síncrona modelada en este trabajo, esta carta de operación se puede construir con ayuda de las ecuaciones 5.25 y 5.26. Primero, se les da a estas ecuaciones la estructura clásica de la ecuación de una circunferencia:

$$\left(P + \frac{V^2}{R_s}\right)^2 = (VI \cos \delta)^2 \quad (5.31)$$

$$(Q - V^2 X_s)^2 = (-VI \sin \delta)^2 \quad (5.32)$$

Se asume que $R_s \gg V^2$, con lo cual el término que acompaña a P en la primera ecuación es despreciable. Luego, sumando estas dos expresiones, se obtiene:

$$P^2 + (Q - V^2 X_s)^2 = (VI)^2 \quad (5.33)$$

Si al igual que en la máquina electromagnética síncrona se toma a P como eje Y y a Q como eje X, la ecuación 5.33 representa una circunferencia de radio VI centrada en $(V^2 X_s, 0)$. A partir de aquí, se pueden tomar las siguientes limitaciones:

- Las ecuaciones de la máquina sugieren que la entrega de reactivos es necesaria, al menos para energizar la capacitancia del estator. Por lo tanto, se considerará que $Q > 0$ en todos los casos.
- Por otra parte, esta máquina puede fácilmente consumir activos si es que se considera un ángulo de operación cercano a los 90° . Se considera que la máquina puede tanto consumir como entregar potencia activa.

Con estas consideraciones, se puede esbozar una carta de operación básica para la máquina electrostática, de acuerdo a los siguientes puntos:

1. **Límite de operación de la máquina:** usualmente 1 [p.u] de la potencia aparente nominal.
2. **Excitación mínima de la máquina:** como la corriente en bornes es proporcional a la corriente de excitación, la corriente en bornes está limitada por la excitación mínima del campo de la máquina:

$$P^2 + (Q - V^2 X_s)^2 > (VI_{min})^2 \quad (5.34)$$

Esta ecuación indica que existe un límite de operación que, geoméricamente, corresponde a todo el espacio con excepción de la zona dentro del círculo de radio VI_{min} , centrada en $(V^2 X_s, 0)$.

3. **Excitación máxima de la máquina:** análogo al punto anterior, la excitación máxima de campo entrega una cota máxima para la corriente en bornes que se puede entregar:

$$P^2 + (Q - V^2 X_s)^2 < (VI_{max})^2 \quad (5.35)$$

Lo que corresponde a una circunferencia de radio VI_{max} con centro $(V^2 X_s, 0)$

4. **Límite de estabilidad:** al igual que la máquina electromagnética síncrona, existe un límite de estabilidad para la potencia activa que se puede entregar en bornes sin que la máquina pierda sincronismo. Este ángulo se da en las vecindades del torque máximo; es decir,

$$P \cong VI \quad (5.36)$$

Esto se cumple en las vecindades de 90° . A este ángulo se le añade un margen con el fin de no operar en este punto exacto de operación, en caso de una contingencia: a este límite se conoce como el límite de estabilidad de la máquina electromagnética síncrona [35]. En el caso de la máquina electrostática síncrona, este punto de torque máximo se da en las vecindades de 0° ; y, considerando que la generación de potencia reactiva va

ligada al valor de $-\sin \delta$, que es positivo cuando $\delta \in [-180^\circ, 0^\circ]$, el margen de estabilidad debe ser un ángulo pequeño y negativo. Esto se puede plasmar en la carta de operación, considerando que las ecuaciones 5.25 y 5.26 cumplen la siguiente relación (despreciando pérdidas de potencia activa):

$$P = \cot \delta \cdot (V^2 X_s - Q) \quad (5.37)$$

Desarrollando la última expresión y utilizando que $\cot \delta = \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta \right)$, se puede obtener que:

$$P = \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta \right) \cdot V^2 X_s - \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta \right) \cdot Q \quad (5.38)$$

La identidad $-\tan x = \tan -x$ permite reordenar esta ecuación como:

$$P = -\tan \left(\delta - \frac{\pi}{2} \right) \cdot V^2 X_s + \tan \left(\delta - \frac{\pi}{2} \right) \cdot Q \quad (5.39)$$

En esta expresión, $\delta = \delta_{lim}$ entrega el límite de estabilidad, que está representado como una ecuación de la recta desplazada hacia la derecha en $-\tan \left(\delta - \frac{\pi}{2} \right) \cdot V^2 X_s$ con pendiente $\tan \left(\delta - \frac{\pi}{2} \right)$.

En la figura 5.15 se puede apreciar un ejemplo de la carta de operación de la máquina electrostática, utilizando como valores $V^2 X_s = 0.1$, $\delta_{lim} = -15^\circ$, $I_{min} = 0.3 [p.u]$ e $I_{max} = 0.92 [p.u]$. Se debe notar que estos valores no son necesariamente representativos de los límites de una máquina real, y son definidos con el fin de evidenciar gráficamente las repercusiones de ciertos valores en la carta de operación. Además, el valor de $\tan(75^\circ)$ es equivalente al valor de $\tan(-105^\circ)$.

En esta carta de operación, se pueden observar las distintas zonas en las cuales puede operar la máquina. El área roja corresponde a la zona en la cual no se puede operar debido a la excitación mínima de la máquina; por otro lado, la zona celeste corresponde a la zona fuera del límite de estabilidad de la máquina. Las áreas pequeñas en naranja corresponden a las áreas en las cuales la máquina no puede operar debido a la excitación máxima; finalmente, el área verde corresponde a toda el área del semicírculo derecho en el cual la máquina puede funcionar.

Cabe destacar la gran relevancia que tiene el valor $V^2 X_s$ en la carta de operación de la máquina; además de influir en la cantidad de activos que se pueden generar, repercute de forma considerable en el factor de potencia al que puede operar la máquina. Si el valor X_s es muy grande, la máquina se ve forzada a operar a factores de potencia bajos, cercanos a 0.8. Además, el área donde la máquina es controlable se vuelve muy pequeña; la máquina podría fácilmente perder el sincronismo al verse expuesta a una contingencia. En particular, esto podría ser especialmente peligroso si es que a la máquina se le demandan niveles muy altos de potencia activa por medio de un control *Droop*.

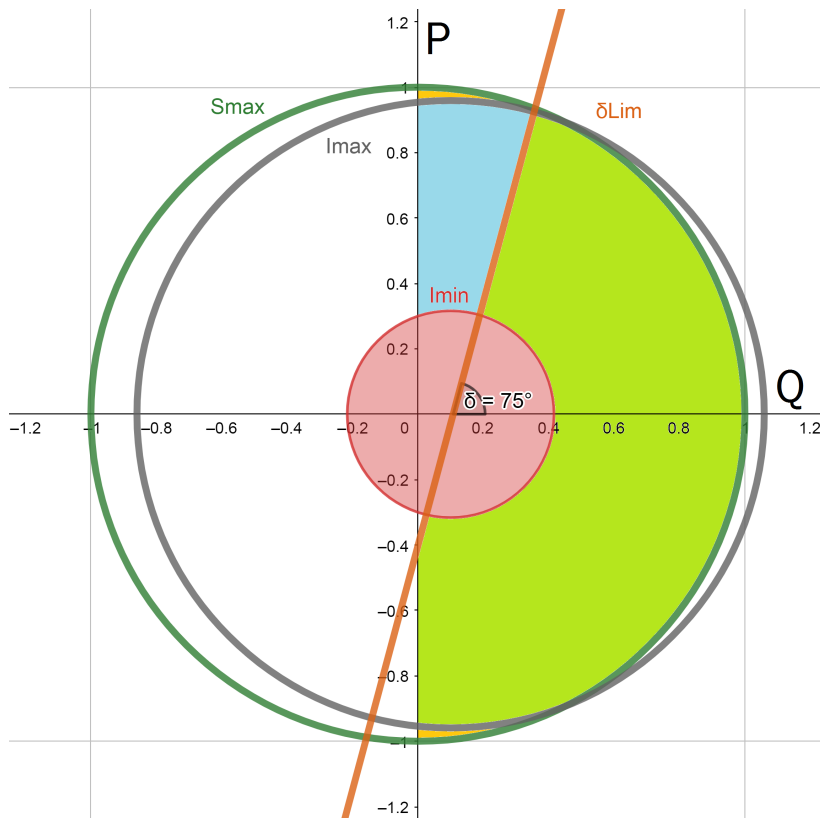


Figura 5.15: Carta de operación: máquina electrostática

Si bien esta máquina podría verse limitada a operar a bajos factores de potencia, esto no es necesariamente una desventaja. Esto podría sugerir que esta máquina podría tener aplicaciones como compensador síncrono, o aportar con los reactivos demandados por otras máquinas en un sistema eléctrico (por ejemplo, la alta demanda de reactivos de un motor de inducción mientras se enciende). Esto no se explorará con detalle en este trabajo, pero sí cabe mencionarla como una aplicación explorable en trabajos futuros.

5.4.2.3. Implementación del ACR

De acuerdo con el apartado anterior, se intenta modificar un modelo de AVR existente en la literatura, y modificar sus parámetros y ganancias de acuerdo a los órdenes de magnitud pertinentes; esto es razonable, considerando las ecuaciones obtenidas (5.28). Sin embargo, cabe hacerse la pregunta: ¿es el trabajo de esta máquina el controlar voltaje? El control orientado a mantener el voltaje nominal en bornes es algo relativamente sencillo en una máquina síncrona electromagnética, pero para una máquina cuyo modelo es fundamentalmente una fuente de corriente controlada por un circuito de campo, este proceso no es tan directo. En particular, si un sistema eléctrico se pudiese modelar rápidamente como una impedancia observada desde los bornes de la máquina, entonces el control de voltaje en bornes es relativamente sencillo. Sin embargo, en algunos casos, esta impedancia podría ser excesivamente baja, y la corriente que tendría que entregar la máquina para mantener niveles nominales de voltaje podría ser excesivamente alta. Por lo tanto, de aquí en adelante, el *approach* al control de la máquina electrostática estará enfocado en un control de corriente entregada en bornes, asumiendo que la red es capaz -por otros medios- de mantener niveles relativamente

estables de voltaje.

Con esto en mente, se busca implementar en el modelo de máquina electrostática un controlador de corriente de excitación que controle directamente la corriente entregada en bornes. El modelo de controlador de excitación escogido es el DC2A [36], de excitación directa en corriente DC:

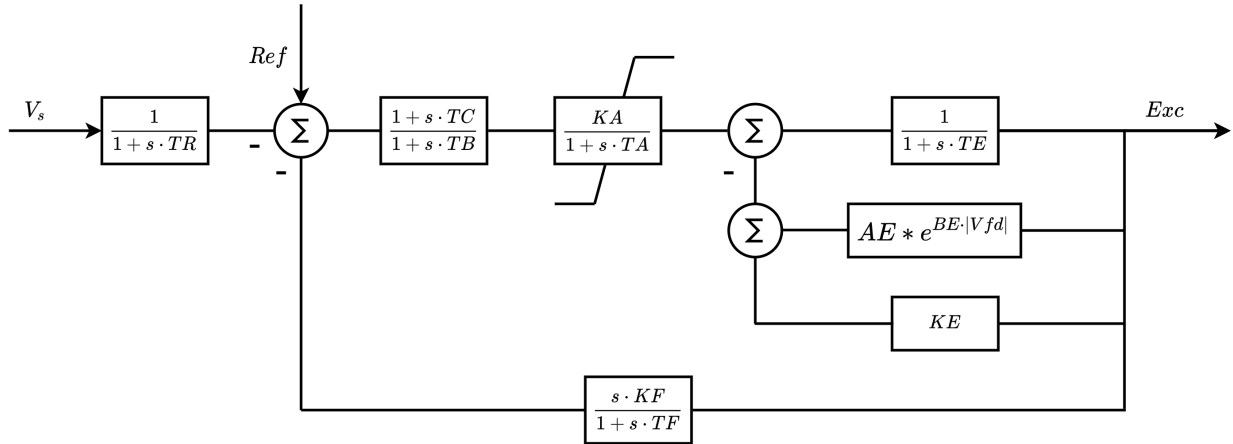


Figura 5.16: DC2A: diagrama de bloques

En este diagrama de bloques, las ganancias y constantes de tiempo representan lo siguiente:

Tabla 5.3: Parámetros del modelo DC2A (extraído de [36])

Parámetro	Descripción	Rango de valores	Unidad
KA	Ganancia del regulador de voltaje	[10, 900]	p.u
KE	Constante del control de excitación	[-1.0, 1.0]	p.u
KF	Ganancia del control estabilizador	[0, 0.3]	p.u
TA	Constante de tiempo del regulador	[0, 1.0]	s
TB	Constante de tiempo de malla Adelanto - Atraso	$0 \leq TB$	s
TC	Constante de tiempo de malla Adelanto - Atraso	$0 \leq TC$	s
TE	Constante de tiempo del excitador	[0.04, 2.0]	s
TF	Constante de tiempo del lazo estabilizador	$0.5 \leq TF/KF \leq 15.0$	s
VRMax	Voltaje máximo de excitación	[0.5, 10.0]	p.u
VRMin	Voltaje mínimo de excitación	[-10.0, 0]	p.u
AE, BE	Constantes de la función estabilizadora	[0, 1.0]	p.u

Las modificaciones a este controlador son las siguientes:

- Posee un bloque de ganancia $G = 1/R_f$ a la salida del controlador, para indicar que la variable que está siendo controlada es la corriente de excitación, y no el voltaje.
- La variable de ingreso será la corriente en bornes, en [p.u]

Además, se deben calcular las corrientes máximas para el controlador, con el fin de evitar respuestas exageradas por parte del controlador (y en una implementación física, el daño a la máquina). Por lo tanto, los límites para el control de excitación se ajustan de la siguiente forma:

$$I_{fr(max)} = 2 \cdot I_{fr} \quad (5.40)$$

Es decir, se propone que la corriente máxima en el circuito de campo no supere dos veces el valor de la corriente necesaria para alcanzar en bornes la corriente especificada por la referencia. Como es sabido, la corriente de excitación se relaciona con la corriente en bornes según la siguiente expresión:

$$I_{bornes} = I_{fr} \cdot R_{fr} \cdot \omega_r \cdot C_m \quad (5.41)$$

En el caso ideal, $I_{bornes} = I_{ref}$. Con ello, se obtiene que:

$$I_{fr} = \frac{I_{ref}}{R_{fr} \cdot \omega_r \cdot C_m} \quad (5.42)$$

Reemplazando en la primera ecuación, se llega al valor límite de corriente deseado:

$$I_{fr(max)} = 2 \cdot \frac{I_{ref}}{R_{fr} \cdot \omega_r \cdot C_m} \quad (5.43)$$

El cual es un valor dependiente del valor de la referencia I_{ref} de corriente. Es de gran importancia notar que esta corriente de referencia debe ser capaz de retratar adecuadamente las necesidades de potencias activa y reactiva del sistema; de mantenerse una referencia fija, la potencia requerida podría ser mayor a la disponible. Por lo tanto, para este ACR, la referencia de corriente será calculada como:

$$I_{ref}(t) = \frac{S(t)}{V(t)} \quad (5.44)$$

Donde S es la potencia reactiva entregada por la máquina y V el voltaje en bornes. Si se desea mantener a la máquina operando en un factor de potencia fijo, se puede utilizar la expresión:

$$S(t) = \frac{P(t)}{f.p(t)} \quad (5.45)$$

Donde $f.p$ es el factor de potencia y P es la potencia activa entregada por la máquina. La potencia se extrae directamente de la medición de potencia que ingresa al gobernador, mostrada en la figura 5.18. Por lo tanto, si aumenta o disminuye la demanda de potencia activa en el sistema, la referencia de corriente se verá modificada con el fin de mantener el factor de potencia deseado. El diagrama de bloques de la referencia calculada se muestra en la figura 5.17:

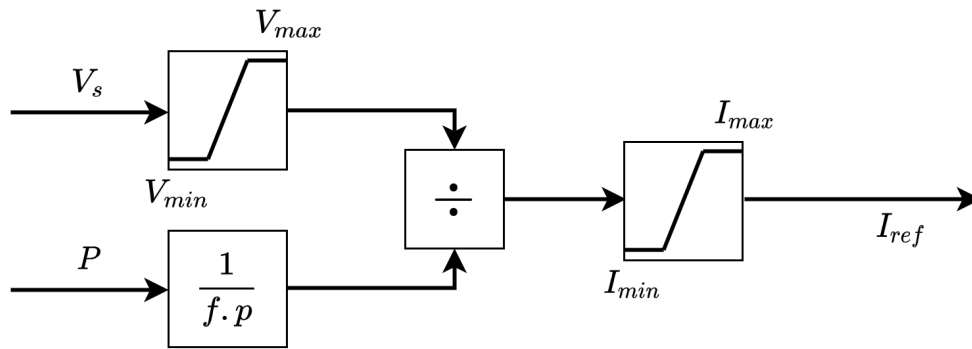


Figura 5.17: Cálculo de la corriente de referencia del ACR

La corriente de referencia no puede superar los límites de la máquina. Por lo tanto, se impondrá un límite de 1.2 [p.u] de corriente máxima en bornes.

5.4.2.4. Implementación del gobernador

En este caso, el diseño del controlador de velocidad (gobernador) es análogo al de uno presente en una máquina electromagnética. En este caso de estudio, se utiliza el gobernador DEGOV1 [29]; su elección se basa en el amplio uso que tiene el Diésel como fuente de energía para las máquinas en microrredes.

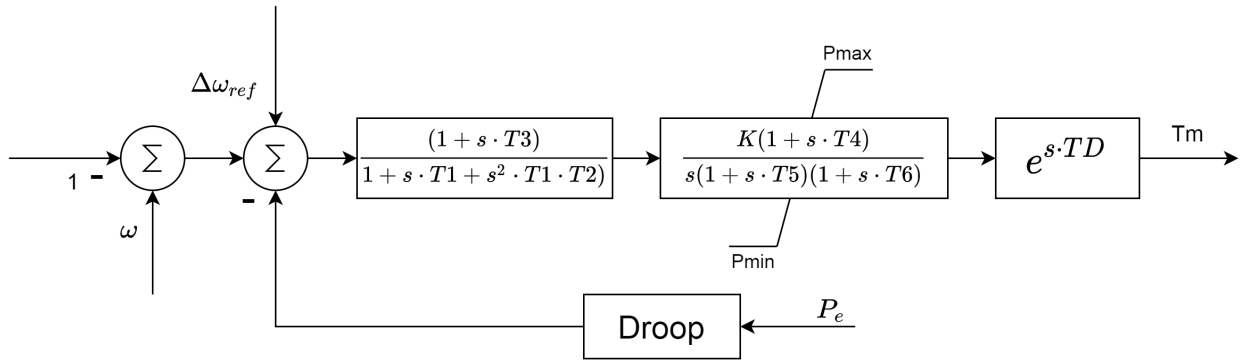


Figura 5.18: DEGOV: diagrama de bloques

En este diagrama, los parámetros poseen el siguiente significado:

Tabla 5.4: Parámetros del modelo IEESGO (extraído de [29])

Parámetro	Descripción	Rango de valores	Unidad
K	Ganancia del regulador	[5, 30]	p.u
T1	Cte. de tiempo de malla Adelanto-Atraso	[0, 25]	s
T2	Retraso de medición	[0, 0.5]	s
T3	Cte. de tiempo de malla Adelanto-Atraso	[0, 10]	s
T4	Cte. de tiempo de malla Adelanto-Atraso	[0, 25]	s
T5	Cte. de tiempo de malla Adelanto-Atraso	[0, 10]	s
T6	Retraso de la turbina	[0, 0.5]	s
TMIN	Límite inferior del torque	[-0.5, 0]	p.u
TMAX	Límite superior del torque	[1.0, 1.5]	p.u
P_e	Potencia eléctrica	[-1, 1]	p.u
DROOP	Constante de Droop	[0.01, 0.1]	p.u
$\Delta\omega_{ref}$	Offset de potencia (Droop)	== DROOP	p.u

Como en este caso el comportamiento y las variables a controlar son exactamente las mismas que se controlan en una máquina electromagnética, se considera un modelo idéntico al mostrado en la figura 5.18. Sin embargo, cabe destacar que esta máquina posee una cantidad de polos mayor en comparación a una máquina electromagnética. Es decir, la velocidad mecánica necesaria para alcanzar la frecuencia eléctrica nominal suele ser menor a la usual en las aplicaciones convencionales para este modelo de gobernador. Por lo tanto, es posible que las ganancias a utilizar en el controlador a implementar sean menores a las descritas en la tabla anterior; esto es crítico en el parámetro K .

El término $\Delta\omega_{ref}$ hace referencia al *offset* de frecuencia para el gobernador estando sin carga; es decir:

$$\omega(P = P_{ref}) = 50 [Hz]$$

5.4.2.5. Coordinación ACR-Gobernador

Uno de los principales problemas a la hora de controlar la corriente en bornes viene de su doble dependencia, tanto de la frecuencia como de la corriente de excitación. De acuerdo con las curvas analizadas en la parte anterior, se sabe que:

$$I_{bornes} = V_{fr} \cdot w_r \cdot C_m \quad (5.46)$$

Es decir, la corriente en bornes estará ligada simultáneamente a los dos controladores. Para evitar conflictos entre los controladores, se considera -como se puede apreciar en las tablas de valores para ambos controladores-, constantes de tiempo mayores para el caso del gobernador, que se asume actúa más lento que el controlador de corriente (debido a factores como la inercia o la fricción del líquido dieléctrico entre el rotor y el estator).

Con esto en mente, los valores utilizados para la sintonización de los controladores son los siguientes:

Tabla 5.5: Tabla de valores para ACR (Voltaje) y Gobernador, caso uninodal

ACR			Gobernador		
Parámetro	Valor	Unidad	Parámetro	Valor	Unidad
TR	0.02	s	K	12	p.u
KA	150	p.u	T1	0.8	s
KE	0.3	p.u	T2	0.1	s
KF	0.3	p.u	T3	0.5	s
TA	0.02	s	T4	0.16	s
TB	0.02	s	T5	0.25	s
TC	0.1	s	T6	0.01	s
TE	1	s	TD	0.01	s
TF	0.05	s	TMax	-0.5	p.u
VRMax	0.05	p.u	TMin	1.5	p.u
VRMin	-0.05	p.u			
IMax	1.2	p.u			
IMin	0.7	p.u			
f.p	0.85	-			

Los valores se obtienen a partir del siguiente proceso:

1. Se toma un valor medio en los rangos descritos para las constantes de tiempo para cada uno de los controladores.
2. Se consideran valores para las constantes de tiempo pequeñas para el controlador de corriente y valores mayores para las constantes de tiempo del gobernador. Esto, con el fin de evitar conflictos entre ambos controladores.
3. Se varían las constantes de tiempo relevantes para cada uno de los controladores hasta conseguir una respuesta que comprometa estabilidad y velocidad.

5.4.2.6. Experimento y resultados

Este experimento replica el diagrama mostrado en la figura 5.14. Los parámetros del la fuente de voltaje, que en este caso se modela como un convertidor *grid forming*, son los siguientes:

Tabla 5.6: Parámetros del convertidor *grid forming*: prueba uninodal con controladores

Parámetro	Descripción	Unidad	Valor
V_n	Voltaje nominal	V_{peak}	326
F_n	Frecuencia nominal	Hz	50
P_{set}	<i>Set-point</i> de pot. activa	W	10000
Q_{set}	<i>Set-point</i> de pot. reactiva	Var	0
K_p	Constante de <i>droop</i> (P)	%	5
K_q	Constante de <i>droop</i> (Q)	%	0

Este convertidor no posee control *Droop* con respecto a Q, con el fin de simplificar el sistema. Entre este convertidor y la máquina se conecta una carga de 1 [p.u] resistiva a 230 [V], que a los 1.5 [s] aumenta en un 15%; además, entre la carga y el sistema se coloca una reactancia muy pequeña (0.001 [H]). Los resultados de este experimento son los siguientes:

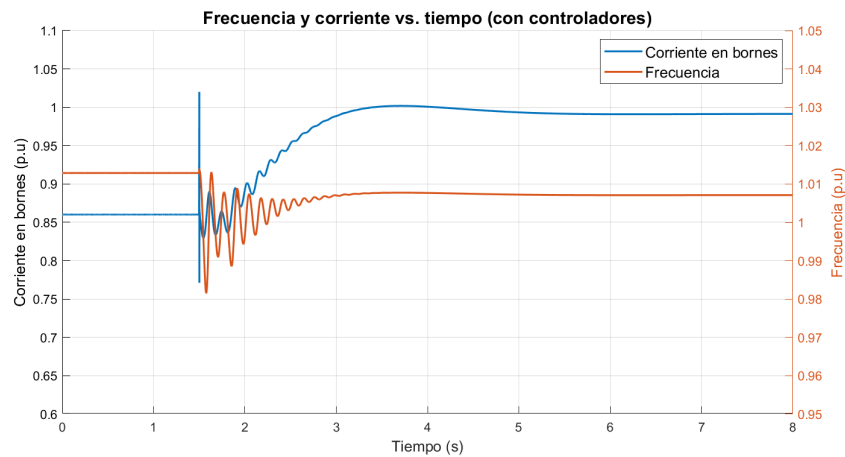


Figura 5.19: Frecuencia y corriente en bornes (máquina)

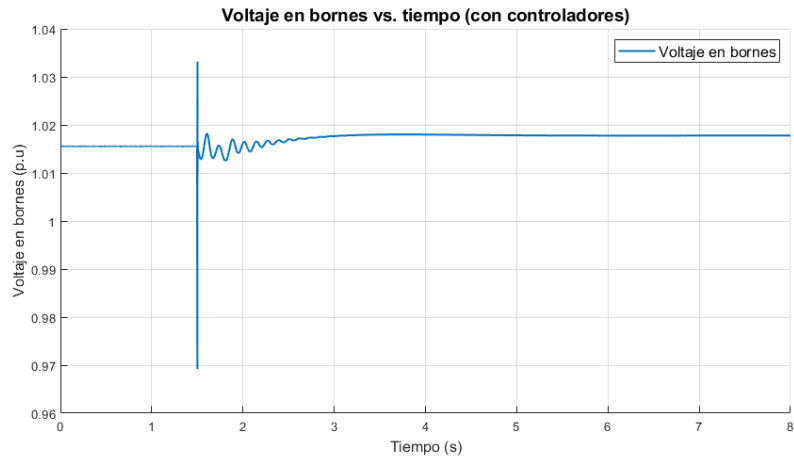


Figura 5.20: Voltaje en bornes (máquina)

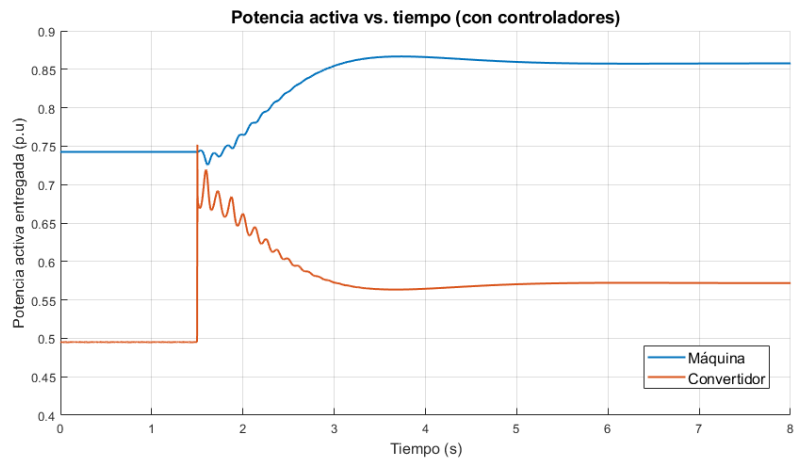


Figura 5.21: Generación de potencia activa

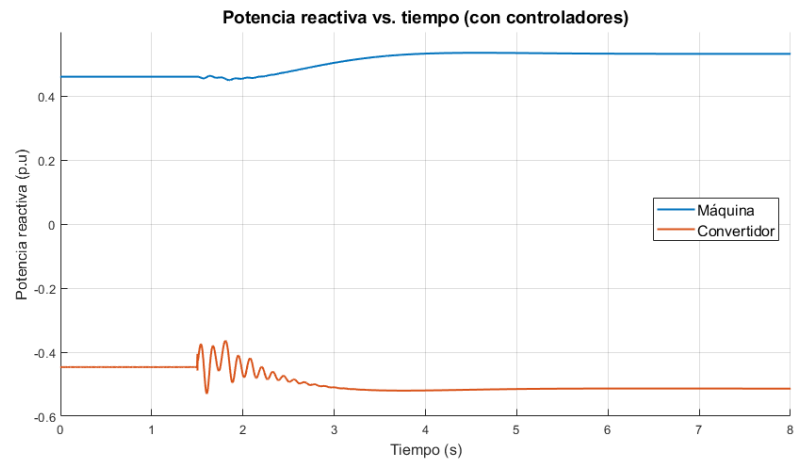


Figura 5.22: Generación de potencia reactiva

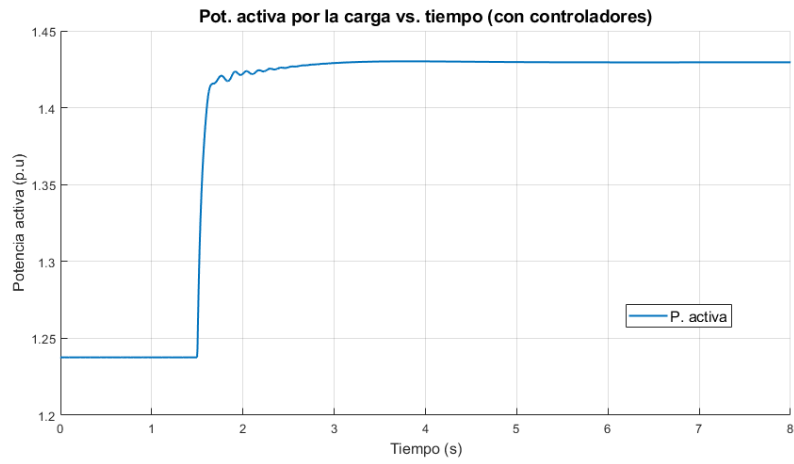


Figura 5.23: Potencia en dirección a la carga

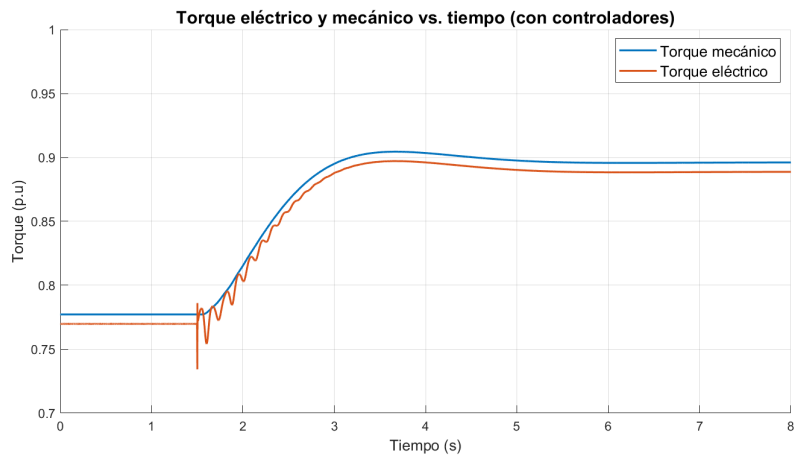


Figura 5.24: Torque mecánico y eléctrico (máquina con controladores)

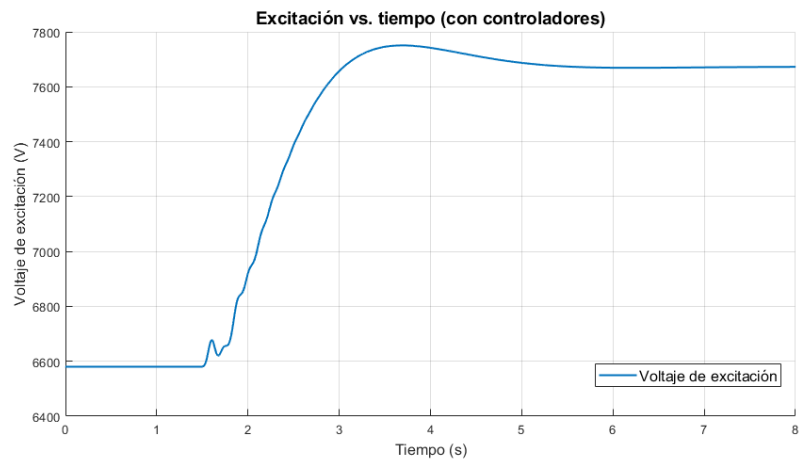


Figura 5.25: Excitación de la máquina

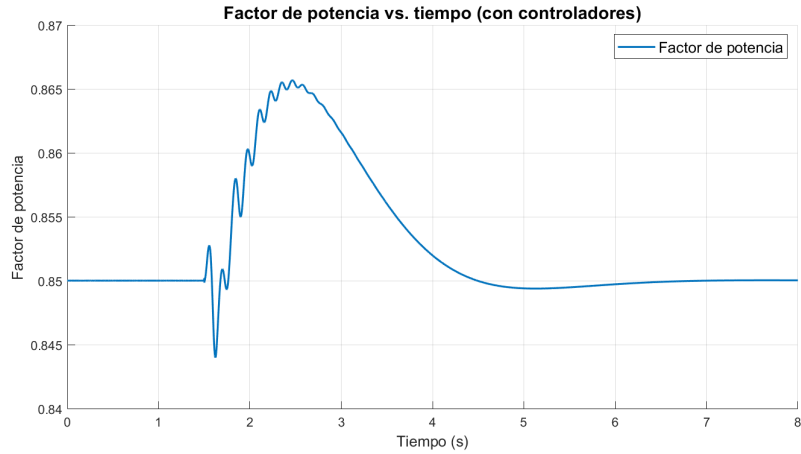


Figura 5.26: Factor de potencia (máquina)

En la figura 5.19 se puede apreciar la respuesta en frecuencia del sistema frente a la contingencia. Como la carga de 15000 [W] es menor a las potencias nominales sumadas de ambos convertidores, la frecuencia es superior a 1 [p.u], y se encuentra en un valor cercano a los 1.013 [p.u]. A los 1.5 [s], esta frecuencia muestra una respuesta inercial oscilatoria, que decae rápidamente luego de 1 [s] para estabilizarse en un valor cercano a 1.008 [p.u] transcurridos 1.5 segundos después de la perturbación. La caída total de frecuencia es cercana a los 0.005 [p.u]; es decir, un 0.5 % (0.25 [Hz]).

En la misma imagen, se puede observar que la corriente posee el mismo comportamiento que en el caso uninodal; al no ser inmediatas las variaciones de voltaje en las capacitancias del estator, la corriente instantánea sube (debido a que la impedancia de la carga disminuye en 15 %). Esta corriente se estabiliza en un tiempo similar al de la corriente, y posee oscilaciones iniciales que disminuyen más rápido que las de la frecuencia, en parte debido al control ejercido por el ACR diseñado con constantes de tiempo más pequeñas para una respuesta más rápida.

De forma similar, en la figura 5.20 se puede observar que el voltaje inicial es mayor a 1 [p.u]. Esto se debe a la entrega de reactivos por parte de la máquina al sistema, que se observan en la figura 5.22. La mayoría de los reactivos son absorbidos por el convertidor, mientras que el resto son consumidos en la pequeña reactancia ubicada entre el convertidor y la carga.

La figura 5.21 muestra la repartición de potencia activa en el sistema luego de la perturbación. Debido a que el convertidor es mucho más rápido que la máquina, este toma inicialmente la mayor parte del escalón de carga. A medida que se estabiliza la frecuencia, el aumento de carga comienza a ser transferido parcialmente a la máquina. De acuerdo con las ecuaciones del *Droop*, a medida que la carga aumenta, esta se reparte entre las unidades de acuerdo a la expresión:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{m_2}{m_1} \quad (5.47)$$

Donde P_i son las potencias de cada máquina y m_i son las constantes de *Droop*. Como las

potencias nominales están en razón 3:2 y los coeficientes de *Droop* son iguales, la repartición de potencia activa también está en una razón de 3:2. Luego, de la carga total, inicialmente la máquina toma un 60% mientras el convertidor toma un 40%. Al aumentar esta carga en 15%, la máquina toma un 9% y el convertidor un 6%, lo cual está en una relación de 3:2. Con esto, la máquina muestra ser capaz de participar en la repartición de potencia, y con ello, en el control primario de frecuencia. Sin embargo, cabe destacar que el tiempo de estabilización de potencia de la máquina ronda los 1.5 [s], que podría ser un indicio de que estos controladores no son los más adecuados para controlar este tipo de máquina.

La figura 5.24 muestra la variación de los torques eléctrico y mecánico en la contingencia. El torque mecánico mostrado es el entregado por el gobernador, mientras que el eléctrico es el torque producido por la carga que, como se muestra en la ecuación 2.36, depende del voltaje en bornes de la máquina. El gobernador es capaz de suplir el torque mecánico necesario a medida que es requerido por el sistema.

En la figura 5.27 se observa el comportamiento de las *speed currents* en la máquina electrostática con controladores:

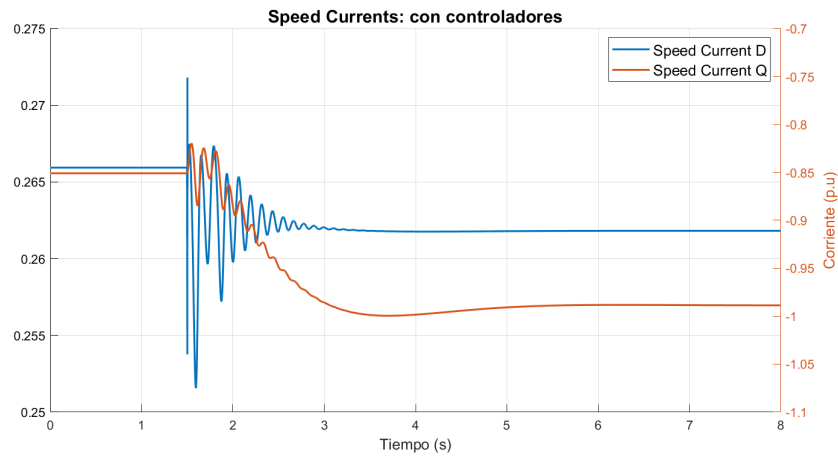


Figura 5.27: *Speed Currents* en la máquina electrostática: con controladores

Como se ha descrito anteriormente, estas corrientes son proporcionales a la frecuencia de giro de la máquina. Esto es evidente en la figura anterior, en la cual se observan las mismas oscilaciones presentes en la figura 5.19.

Por otro lado, en las figuras 5.25 y 5.26 se puede observar el desempeño del ACR diseñado. La excitación de la máquina aumenta con el fin de entregar la corriente necesaria, con el fin de mantener el factor de potencia indicado en la referencia (0.85). Si bien el conjunto de controladores de la máquina es lento, permite de igual forma alcanzar las referencias indicadas.

Finalmente, en las figuras 5.28 y 5.29 se muestran las señales trifásicas de voltaje y corriente a la salida de la máquina:

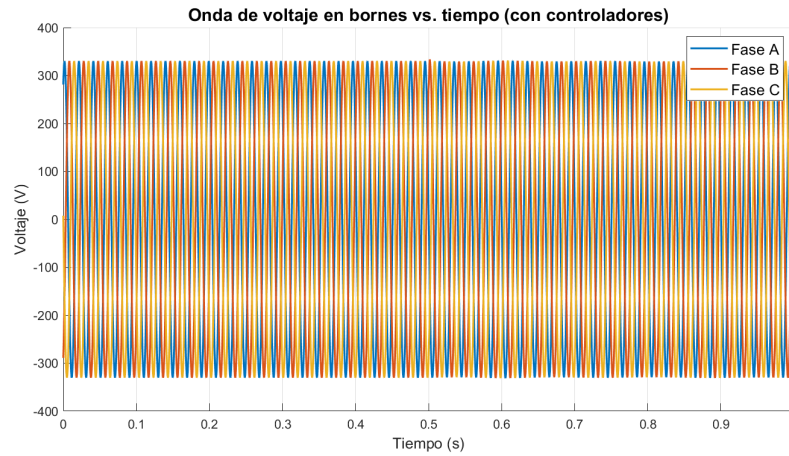


Figura 5.28: Señal de voltaje: máquina electrostática con controladores

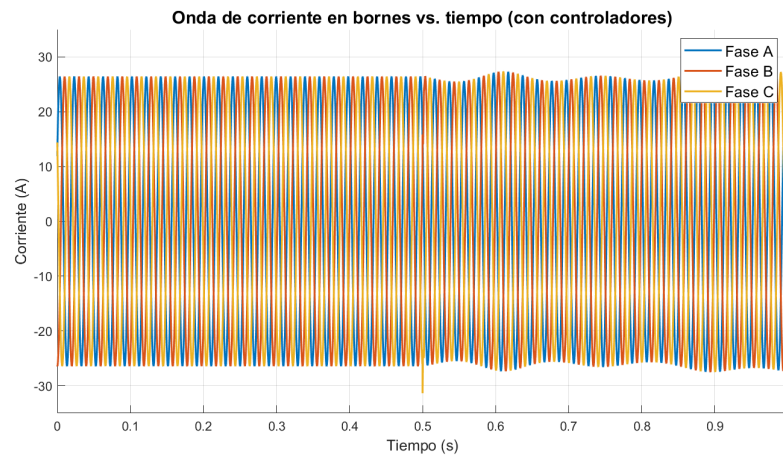


Figura 5.29: Señal de corriente: máquina electrostática con controladores

En estas figuras se puede apreciar nuevamente que los sub-transientes de voltaje y corriente medidos en bornes (que cae hasta 0.97 [p.u], como se muestra en la figura 5.20) son lo suficientemente cortos como para no tener un impacto en las señales de voltaje o corriente en la red.

Con este desempeño, se procede a diseñar la microrred de CIGRÉ, para observar el comportamiento de esta máquina en un sistema eléctrico más complejo, operando como generador.

5.5. Quinta parte: Implementación de la microrred

El modelamiento de la microrred de CIGRÉ (expuesta en la metodología, figura 4.1) se detalla a continuación:

5.5.1. Modelamiento de las cargas

Para modelar las cargas en la microrred, primero se considera que cada una de ellas tiene un factor de potencia de 0.87. Además, se toma en cuenta que el voltaje en la microrred es de $400/\sqrt{3}$ [V_{rms}] y que cada uno de los consumos de activos y reactivos se puede modelar como una resistencia y un inductor en serie. Para determinar el valor de cada una de las resistencias e inductancias, se utiliza la siguiente expresión:

$$Z_{load} = \frac{V_{rms}^2}{P + jQ} \quad (5.48)$$

Con P y Q el consumo de la carga. Finalmente, las resistencias y reactancias se obtienen como:

$$Re(Z) = R_{load} \quad (5.49)$$

$$Im(Z) = X_{load} \quad (5.50)$$

La reactancia se considera de frecuencia constante, con lo cual el valor de la inductancia se calcula como:

$$L_{load} = \frac{X_{load}}{2 * \pi * 50} \quad (5.51)$$

Las cargas se modelan como balanceadas, debido a que no existe mayor información sobre la distribución de ellas en cada fase.

5.5.2. Modelamiento de las líneas

Las líneas se modelan como impedancias, al igual que las cargas. En este caso, simplemente se considera la impedancia de una línea como el producto entre su resistencia y reactancia por kilómetro con su longitud. Al igual que en el caso de las cargas, se deben dividir las reactancias por $2 * \pi * 50$ para obtener las unidades de medida requeridas por el programa (Henrios).

5.5.3. Modelamiento de los convertidores

Si bien las tecnologías de generación en la microrred de CIGRÉ son variadas, estas corresponden en su totalidad a convertidores.

5.5.3.1. Banco de baterías

Con esto en consideración, se implementa el modelo de convertidor detallado en [37] llamado *Average Battery Model*, el cual considera la siguiente arquitectura:

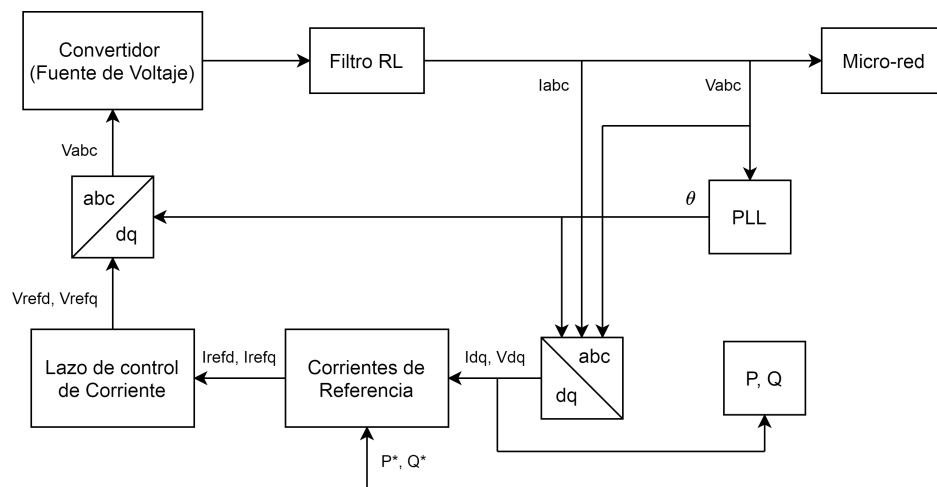


Figura 5.30: Arquitectura de batería implementada

En este diagrama se encuentran los siguientes bloques:

- Un bloque PLL, que permite obtener el ángulo de la señal de voltaje trifásico entregado por el convertor a la red, así como su frecuencia.
- Bloque PQ, donde se calculan las potencias activa y reactiva entregada por el convertor.
- De forma paralela, los voltajes, corrientes y potencias de referencia se utilizan en el bloque 'Corrientes de referencia', en el cual se obtienen los valores a entregar de corrientes en el eje d y q.
- Un bloque que contiene un lazo de control, mediante el cual se obtienen las magnitudes de voltaje en los ejes d y q a entregar a la red, considerando las corrientes de referencias calculadas en el bloque anterior.
- Filtro RL, que es una simplificación del filtro LCL, cuyo objetivo es disminuir los niveles de armónicos en la energía entregada.

Se debe notar que este diagrama no considera un aspecto relevante del funcionamiento de los convertidores: el modulador PWM. Debido a la gran cantidad de convertidores, y que la máquina electrostática son demandantes computacionalmente, incorporar la simulación de la fase de modulación la ralentiza notoriamente (fenómeno documentado en [37]). Además, esta parte del proceso no es relevante en los casos de estudio planteados en este trabajo, debido a que se están evaluando contingencias y su efecto en la ventana de tiempo electromagnética; los fenómenos asociados a la modulación PWM son mucho más rápidos.

Finalmente, es posible incorporar controles *Droop* normales o invertidos a estos convertidores, que modifiquen las potencias activa y reactiva de referencia. Con todo esto en consideración, se procede a detallar los bloques relevantes de esta arquitectura de convertidor.

5.5.3.1.1. PLL (Phase Locked Loop)

El modelo implementado de PLL se muestra en la figura a continuación (extraído de [38]):

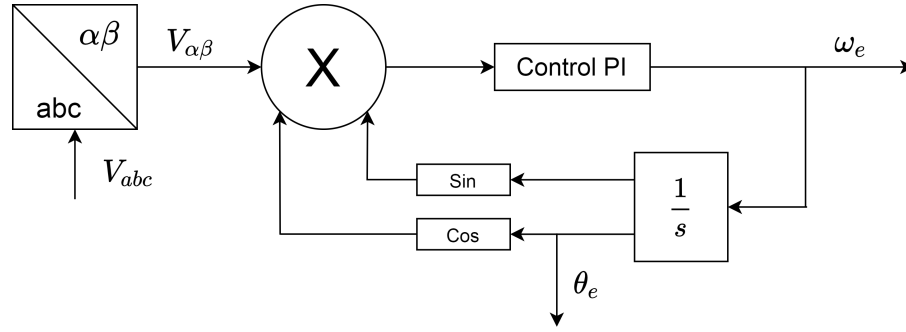


Figura 5.31: Diagrama de bloques del PLL implementado

El proceso que se lleva a cabo en este PLL es el siguiente:

- Recibe las 3 fases, en este caso, de la señal de voltaje de la red.
- Calcula su transformada $\alpha\beta$, que consiste en trasladar estos 3 vectores de fase en un equivalente de dos vectores, distantes en 90 grados, que rotan sobre un eje con velocidad angular equivalente a la frecuencia.
- Se calcula lo siguiente:

$$\epsilon = (V_\alpha + V_\beta) \times (\cos(\theta_\epsilon) + j\sin(\theta_\epsilon))$$

Con lo cual se obtiene:

$$\epsilon = V_\alpha \sin(\theta_\epsilon) - V_\beta \cos(\theta_\epsilon) \quad (5.52)$$

Por lo tanto, lo que busca este controlador es que este épsilon sea igual a cero; esto significa, que ambos fasores estén en fase y que el ángulo estimado θ_ϵ coincida con el ángulo del voltaje.

- El controlador PI busca tanto alcanzar el cero error en estado estacionario como suavizar la respuesta en la salida del controlador frente a variaciones en la entrada. Este controlador está sintonizado de acuerdo a los parámetros estudiados en [38]:

$$PI(s) = 0.6424 \cdot \frac{s + 76.139}{s} \quad (5.53)$$

que permiten un ancho de banda de aproximadamente 20 [Hz], con un coeficiente de amortiguamiento de 0,81. Se omiten filtros pasa banda, ya que los armónicos introducidos por la fase de modulación de los convertidores no están presentes.

5.5.3.1.2. Referencias de corriente

Si bien el voltaje entregado en bornes del convertidor es de $V = V_{nom} = 400/\sqrt{3}[V_{rms}]$, sus componentes en ejes d y q deben ser calculados de tal forma que se entreguen al sistema las cantidades de potencia activa y reactiva determinadas por las referencias. De acuerdo al

trabajo expuesto en [37], las corrientes de referencia se pueden calcular como:

$$I_d^* = \frac{2 P_{ref} V_{gd} + Q_{ref} V_{gq}}{3 (V_{gd}^2 + V_{gq}^2)} \quad (5.54)$$

$$I_q^* = \frac{2 P_{ref} V_{gq} - Q_{ref} V_{gd}}{3 (V_{gd}^2 + V_{gq}^2)} \quad (5.55)$$

Estas corrientes se entregan al siguiente bloque, donde se calculan los voltajes de referencia a entregar en los ejes rotatorios.

5.5.3.1.3. Controlador de corriente

La función de este bloque es calcular el voltaje entregado por el convertidor en los ejes d y q, con el fin de cumplir con las consignas definidas de potencia activa y reactiva. Para ello, se considera el siguiente controlador entrecruzado:

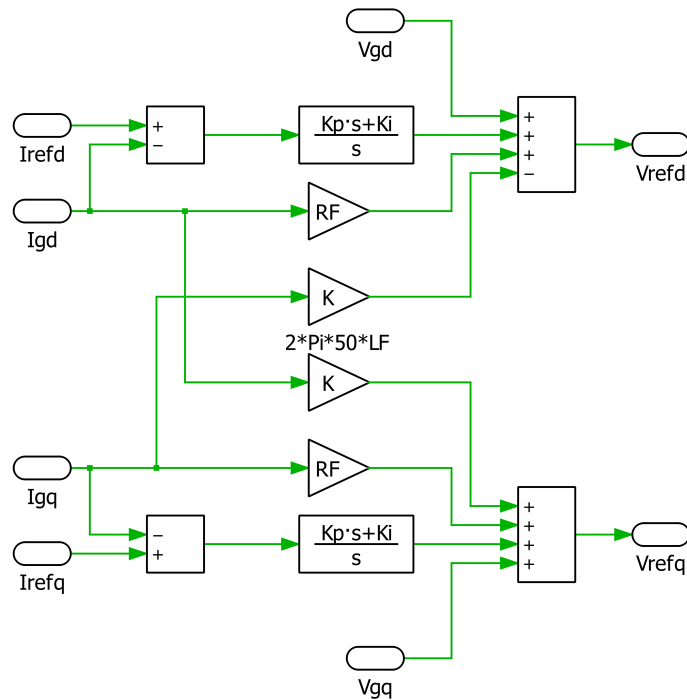


Figura 5.32: Lazo de control de corriente de los convertidores

Este controlador recibe la diferencia entre las corrientes inyectadas y las de referencia. Luego, esta diferencia de corriente se entrega a un controlador PI, con el fin de alcanzar cero error en estado estacionario. Luego, esta corriente se introduce a bloques entrecruzados de ganancia, que buscan emular las leyes de Kirchoff; es decir, el voltaje entregado por el convertidor debe ser el voltaje observado en el punto de conexión más las pérdidas en el filtro RL.

5.5.3.1.4. Filtro RL

El filtro RL corresponde a un filtro pasa bajos simple, que busca reducir la cantidad de armónicos en la energía entregada a la red por el convertidor. Estos armónicos provienen

principalmente de la fase de modulación PWM y el enlace DC, que no son modelados en este trabajo; por lo tanto, su importancia en este modelo de convertidor viene dada por las pérdidas que se disipan en él, dado un caso realista. Este modelo es el mismo que se implementa en [37].

El filtro modelado corresponde meramente a una resistencia conectada en serie con una inductancia; en el modelo completo, este filtro está compuesto por dos inductores y un capacitor dispuestos en forma de Y.

5.5.3.2. Modelamiento de las microturbinas

Debido a que las micro-turbinas en la microrred de CIGRÉ corresponden a la fuente de generación más grande, se escoge a esta unidad como *grid forming* de la microrred en operación aislada. El modelo de convertidor *grid forming* implementado es idéntico al propuesto en el marco teórico (figura 3.9); es decir, considera un *droop* de voltaje y frecuencia.

5.5.3.3. Modelamiento de las celdas de combustible

Las celdas de combustible serán la unidad a utilizar como punto de comparación con la respuesta dinámica de la máquina electrostática. Para que esta comparación sea adecuada, se utiliza un modelo de convertidor equivalente al mostrado en la figura 3.8, sin lazo de control de corriente, y cuyas corrientes en ejes d y q se calculan como:

$$I_d = \frac{P_{ref}}{V_d} \quad (5.56)$$

$$I_q = \frac{-Q_{ref}}{V_d} \quad (5.57)$$

5.5.3.4. Resto de convertidores

El resto de convertidores se modela como fuentes de voltaje en modo *grid following*, con consignas de potencias fijas. Usualmente, las tecnologías eólica y solar se encuentran operando en su punto de máxima potencia, por lo cual no se encuentran en condiciones de aportar al control primario de variables eléctricas. Para estas tecnologías, se implementa el modelo mostrado en la figura 3.7.

5.5.3.4.1. Limitadores de corriente

Debido a que en un escenario realista los convertidores no son capaces de entregar corrientes infinitas, se implementan limitadores de corriente en todos los convertidores. El esquema de limitación de corriente implementado se detalla en [39], y consiste en la limitación del vector de corriente de referencia I_{dq} a un círculo de radio I_{max} de forma proporcional para cada componente, es decir, se define para cada uno:

$$I_{d(max)} = \frac{I_d I_{max}}{\sqrt{I_d^2 + I_q^2}} \quad (5.58)$$

$$I_{q(max)} = \frac{I_q I_{max}}{\sqrt{I_d^2 + I_q^2}} \quad (5.59)$$

Como se puede observar en las ecuaciones, cada componente del vector de corriente se limita proporcionalmente. Este modelo de limitación de corriente posee problemas a la hora de despejar las fallas, ya que los integradores presentes en los controladores siguen aumentando su valor. Este problema no se aborda en este trabajo, ya que el fin último de la prueba de cortocircuito es observar cómo se comporta la máquina electrostática durante fallas, y no el despeje y posterior reincorporación de elementos al sistema. Los límites de corriente se fijan en aproximadamente 2.0 [p.u], como se sugiere en [39].

5.5.3.5. Parámetros utilizados

La lista completa de parámetros utilizados para los controladores PI, referencias, controladores de la máquina electrostática y ganancias se presenta a continuación:

Tabla 5.7: Despachos de los generadores

Unidad	Modo	Potencia Activa [W]	Potencia Reactiva [Var]
Microturbinas	Grid Forming	-	-
PV	Grid Following	3000	1500
Eólica	Grid Following	10000	5000
Baterías	Grid Following	30000	15000
Celdas de Combustible	Grid Forming	-	-

Tabla 5.8: Pot. nominales de los generadores

Unidad	Modo	Potencia Activa [W]	Potencia Reactiva [Var]
Microturbinas	Grid Forming	45000	20000
PV	Grid Following	3000	1500
Eólica	Grid Following	10000	5000
Baterías	Grid Following	30000	15000
Celdas de Combustible	Grid Forming	15000	8000

Tabla 5.9: Valores para la implementación de los convertidores

Elemento	Lazo de Voltaje		Lazo de Corriente		Control Droop	
	Kp	Ki	Kp	Ki	Mp (%)	Mq (%)
Microturbinas	3	10	0.8	3	5	3
PV	-	-	0.9	0.8	-	-
Eólica	-	-	0.7	0.6	-	-
Baterías	-	-	0.5	0.6	-	-
Celdas de combustible	-	-	-	-	5	3

Los valores de la tabla 5.9 son valores típicos observados en la literatura [40], tanto para los controladores de voltaje como los de corriente.

Tabla 5.10: Filtros RL (todos los convertidores)

Elemento	Resistencia [Ohm]	Reactancia [H]	Límite de corriente [p.u]
Filtro RL	0.0042	0.000166	2.0

Los parámetros utilizados para los controladores de la máquina son los expuestos en la tabla 5.5, y los valores nominales son los utilizados para la máquina electrostática (tabla 5.2), Los valores para los controladores son los mismos utilizados para el caso uninodal; el valor de corriente límite en bornes es de 1.3 [p.u] para el ACR y un factor de 0.8.

5.6. Parte final: Pruebas en la microrred

Como se menciona en la metodología, en este trabajo se analizan dos tipos de perturbaciones:

- Escalón de carga.
- Desconexión de línea.
- Cortocircuito trifásico.

Para efectos de comparación, primero se prueba cada una de las perturbaciones en la microrred original. Luego, se introduce exactamente la misma perturbación, pero reemplazando las celdas de combustible por una máquina electrostática que considere un despacho inicial similar de activos y reactivos. De esta forma, se podrán apreciar directamente las diferencias entre las respuestas del sistema en estos dos casos.

Cabe destacar que la microrred, en todos los experimentos, está operando de forma aislada.

5.6.1. Escalón de carga

La primera perturbación corresponde a un escalón de carga del 40 % en los activos y reactivos consumidos en la carga ubicada en la barra donde se encuentra conectada la celda de combustible. Se escoge la barra más lejana al convertidor *grid-forming* para observar con más detalle el impacto de esta perturbación.

Los resultados de introducir este escalón de carga a los 1 [s] son los siguientes:

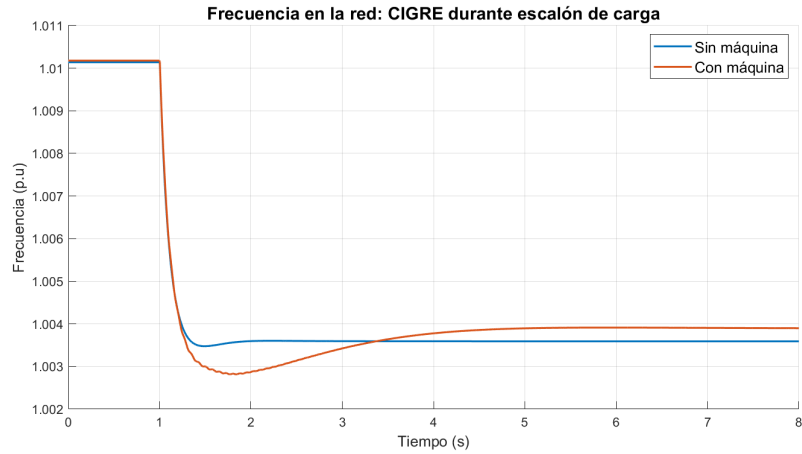


Figura 5.33: Frecuencia en la microrred: escalón de carga (microturbinas)

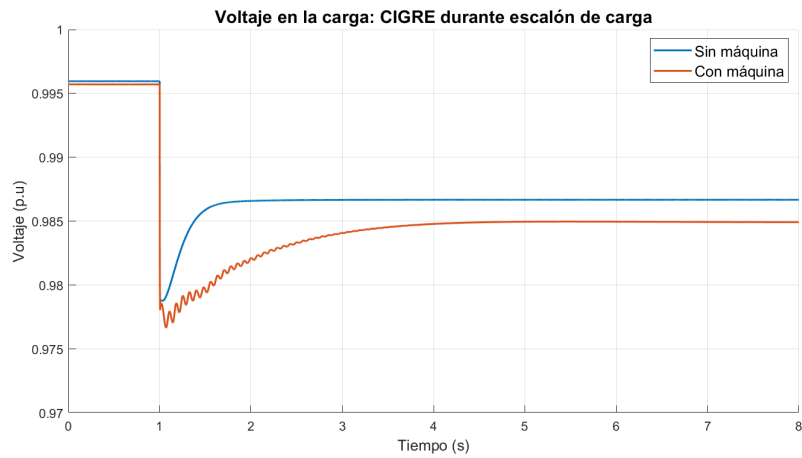


Figura 5.34: Voltaje: escalón de carga (barra de la carga)

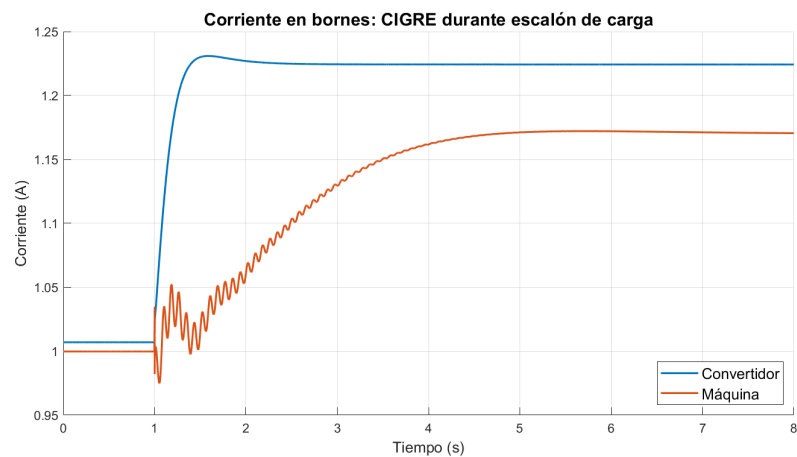


Figura 5.35: Corrientes de la unidad generadora: escalón de carga

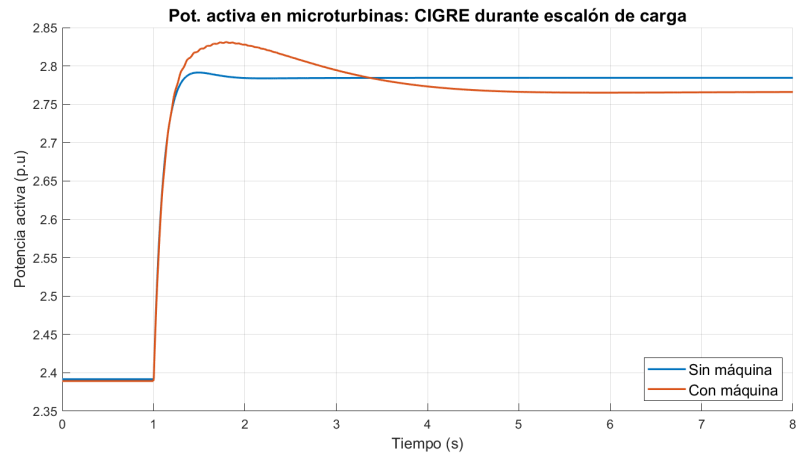


Figura 5.36: P. activa entregada por las micro-turbinas: escalón de carga

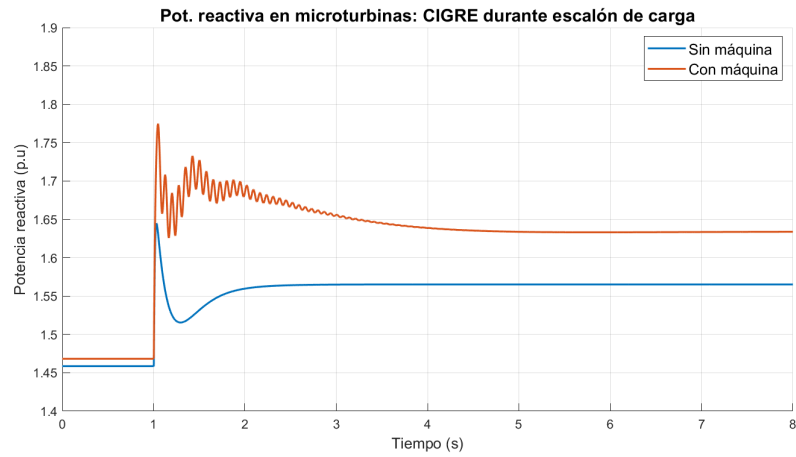


Figura 5.37: P. reactiva entregada por las micro-turbinas: escalón de carga

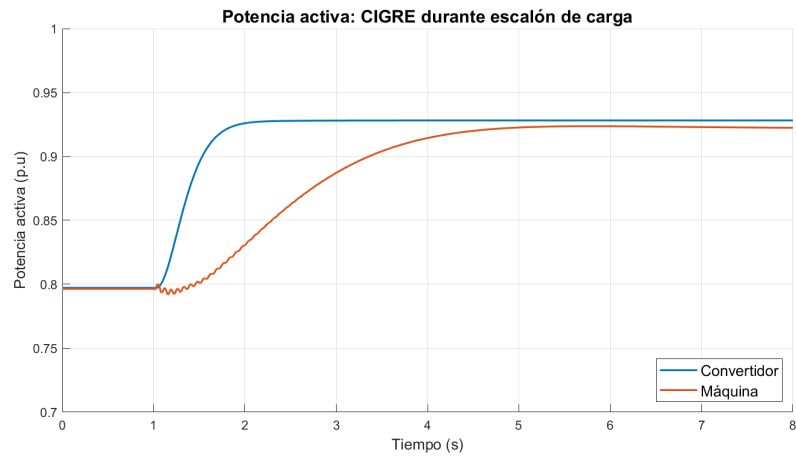


Figura 5.38: P. activa entregada por la unidad generadora: escalón de carga

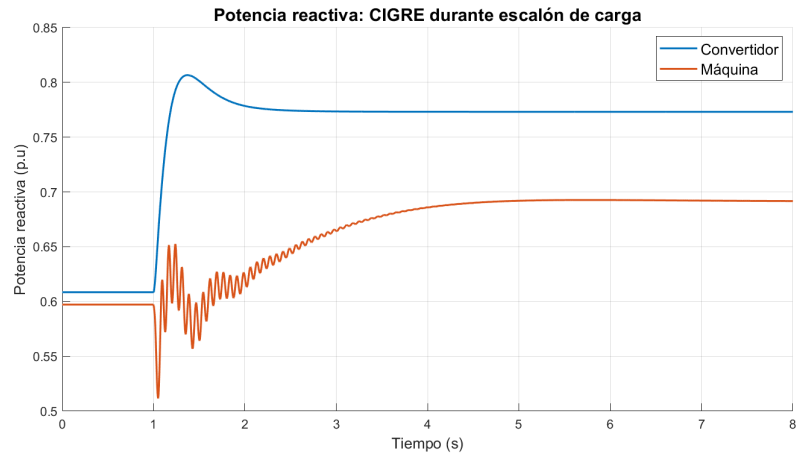


Figura 5.39: P. reactiva entregada por la unidad generadora: escalón de carga

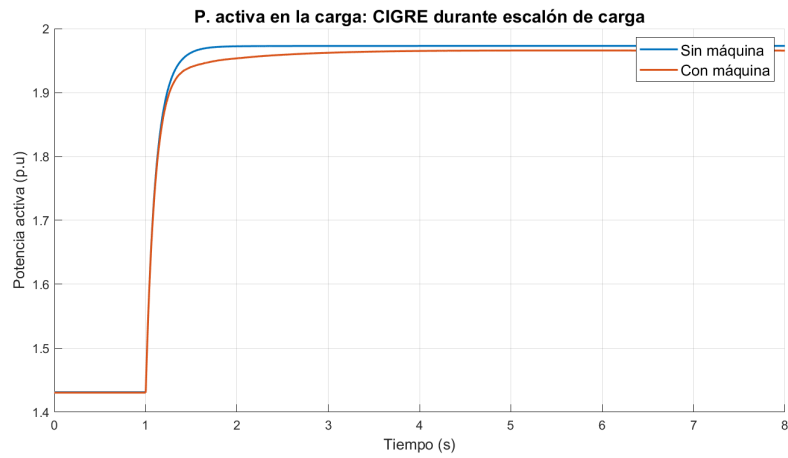


Figura 5.40: P. activa en la carga: escalón de carga

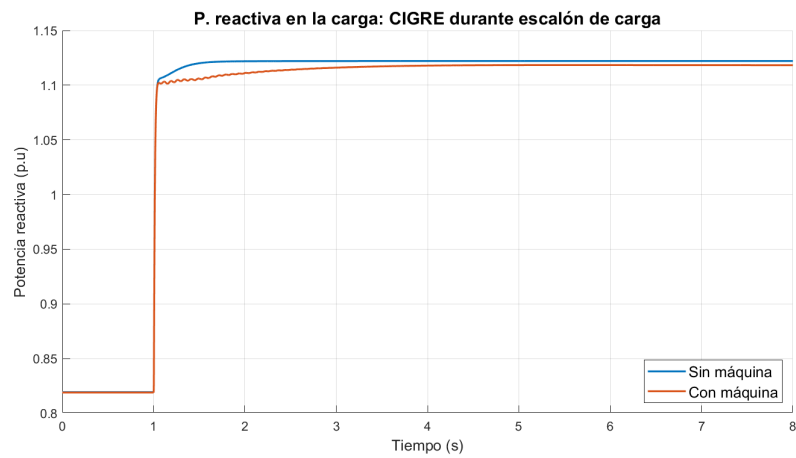


Figura 5.41: P. reactiva en la carga: escalón de carga

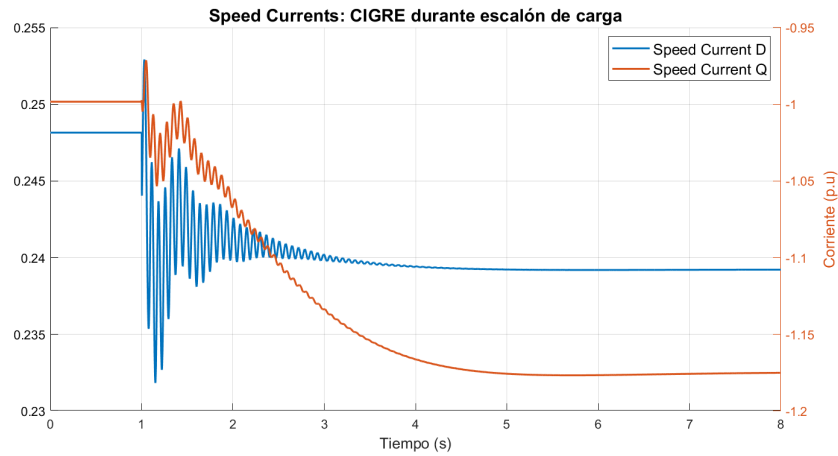


Figura 5.42: *Speed Currents* en la máquina: escalón de carga

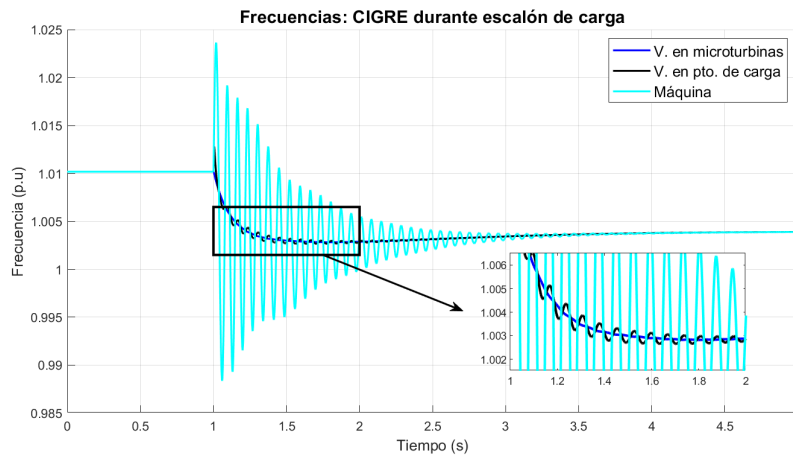


Figura 5.43: Frecuencias en la red: escalón de carga (caso con máquina)

El experimento permite identificar rápidamente las diferencias entre las respuestas dinámicas del convertidor y la máquina electrostática síncrona. En particular, en la figura 5.33 se puede observar la diferencia entre las respuestas en frecuencia de ambas unidades generadoras. En la microrred sin máquina, la frecuencia del sistema decae y se estabiliza rápidamente en un punto de equilibrio cercano a los 1.0035 [p.u] al cabo de 1 [s]; mientras que en la microrred con la máquina electrostática la frecuencia baja y se estabiliza luego de aproximadamente 3 segundos, en un punto cercano a los 1.004 [p.u]. Esto se produce debido a la respuesta de la máquina que, aunque posea una cantidad pequeña de inercia, retrasa en cierta cantidad tanto la respuesta como la estabilización de la frecuencia.

La respuesta inercial de la máquina también se puede apreciar en los despachos de potencia activa, tanto de la unidad generadora analizada como de las micro-turbinas. En la figura 5.36 se puede observar la potencia activa entregada por la otra unidad operando en modo *grid forming*; en el caso de la microrred original, las micro-turbinas pueden estabilizar su despacho de potencia activa rápidamente, debido al corto tiempo de respuesta del convertidor. Sin embargo, después de la inserción de la máquina electrostática, esta potencia tarda

más en estabilizarse y posee un *peak* más alto, debido a que debe suplir inicialmente una gran parte de la potencia que la máquina comienza a entregar gradualmente en un lapso de 2 [s]. Esta diferencia entre los despachos de potencia activa se puede apreciar en la figura 5.38.

La figura 5.34 muestra la respuesta en voltaje durante este experimento. En esta figura, cabe destacar la notoria respuesta oscilatoria en bornes de la carga a la hora de insertar la máquina electrostática; además, se puede apreciar la diferencia existente entre los voltajes de estado estacionario en ambos casos. Esta diferencia proviene de las diferencias entre los despachos de las unidades generadoras; los controladores de la máquina están diseñados de tal forma que el factor de potencia se mantenga constante, mientras que los del convertidor se basan en un control *Droop* inverso. Esto también se puede observar en las figuras 5.36 y 5.37, en particular, en el caso de la potencia reactiva.

Entre las figuras 5.43 y 5.42 se puede volver a apreciar la relación lineal existente entre la *speed current* y la velocidad de giro de la máquina. Sin embargo, cabe destacar un punto importante en la figura 5.43, y es que la frecuencia de la máquina no es exactamente la misma que la frecuencia del voltaje entregado por las microturbinas; y a su vez, esta frecuencia es distinta a la frecuencia del voltaje en bornes de la máquina. Estas frecuencias convergen al mismo valor (que es idéntico previo a la contingencia), pero las oscilaciones durante el transiente son distintas. La frecuencia de las microturbinas no posee oscilaciones, mientras que la del voltaje en bornes de la máquina posee oscilaciones en una baja frecuencia cuyo valor es idéntico al de las oscilaciones de la máquina. Esto indica que la frecuencia oscilatoria de la máquina (que afecta directamente a la corriente entregada, como se aprecia en la figura 5.35) de cierta forma *contamina* a la señal de voltaje en bornes de la máquina introduciéndole componentes en baja frecuencia. Este fenómeno se puede observar como un pozo común, donde todas las unidades generadoras contribuyen para mantener ciertos niveles de voltaje en la red; para ello, pueden aportar directamente con una señal de voltaje o indirectamente con una señal de corriente. Como esta máquina aporta con una corriente dependiente de la velocidad de giro, esta determinará parcialmente qué forma tendrá el voltaje que entrega en bornes.

Otro aspecto a analizar en este experimento es el despacho de potencia reactiva en la figura 5.39. La respuesta inicial es altamente oscilatoria, lo cual nuevamente implica que los controladores podrían no ser los más adecuados para este tipo de máquina, o podrían no estar correctamente sintonizados para este sistema. Si bien los controladores alcanzan las referencias correctas, es posible que la estructura del ACR no sea la más indicada.

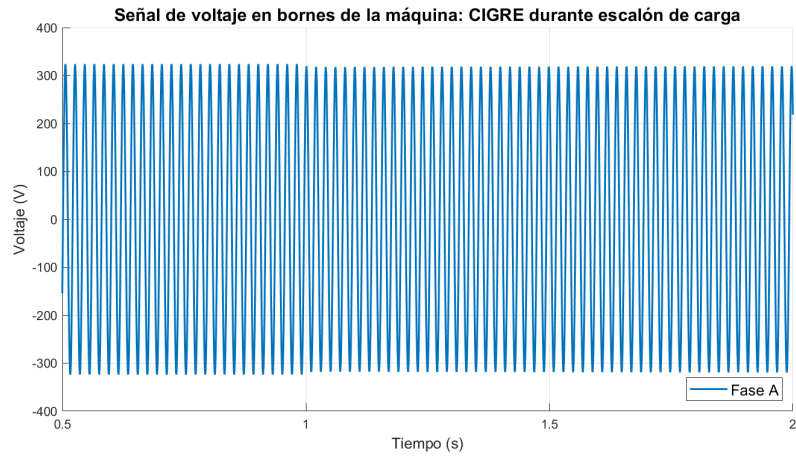


Figura 5.44: Señal de voltaje: escalón de carga

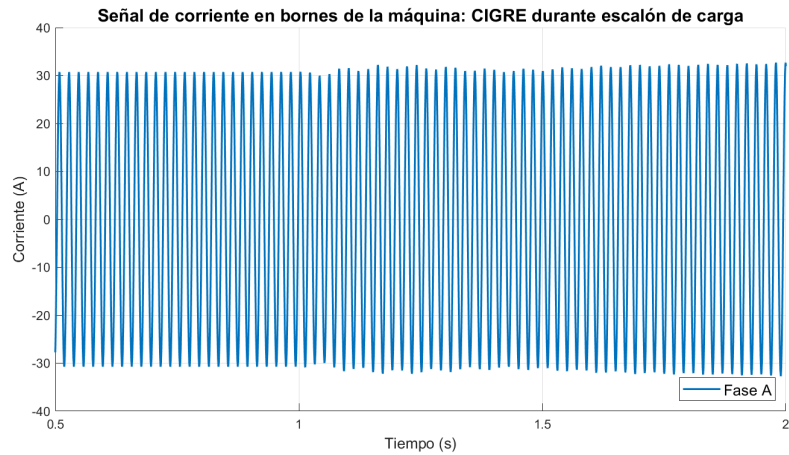


Figura 5.45: Señal de corriente: escalón de carga

Por otra parte, cabe destacar el impacto que tienen las oscilaciones de la máquina en las señales de voltaje y corriente en la red (figuras 5.44 y 5.45). Nuevamente, es evidente que las oscilaciones de la máquina afectan directamente a la corriente, pero solo afectan parcialmente a la señal de voltaje.

Finalmente, cabe destacar que la corriente del sistema se estabiliza en un valor cercano a 1.15 [p.u], lo cual indica que la máquina está superando sus valores nominales por un margen considerable. Esto podría ser peligroso, y se debe tener especial cuidado en el diseño de los límites para la máquina electrostática, ya que la potencia entregada (controlada por el gobernador) podría entregar como referencia al ACR una potencia activa que supere la potencia aparente máxima considerando el factor de potencia seleccionado. Esto sugiere que la máquina electrostática podría tener como referencia un factor de potencia dinámico, que al acercarse a una potencia aparente alta se vea modificado con el fin de no superar la corriente máxima; todo esto, considerando los límites impuestos por la carta de operación mostrada en la figura 5.15.

5.6.2. Desconexión de línea

En este experimento, a los 0.05 [s] se desconecta la línea que une al convertidor de paneles solares ubicado en la zona inferior izquierda de la microrred de CIGRÉ. Esto significa que se pierden 3 [kW] de generación de potencia activa, 1.5 [kVA] de potencia reactiva y se desconecta la carga ubicada a la izquierda de este convertidor (5.7 [kW]). Se debe notar que esta desconexión de línea es abrupta, y está modelada como un *breaker* ideal. El objetivo principal de este experimento es observar el comportamiento de las variables eléctricas de la máquina frente a este tipo de eventos, y analizar la respuesta rápida del sistema; esto podría tener una gran influencia en el tipo de protecciones que podría requerir esta máquina. Los resultados se muestran a continuación:

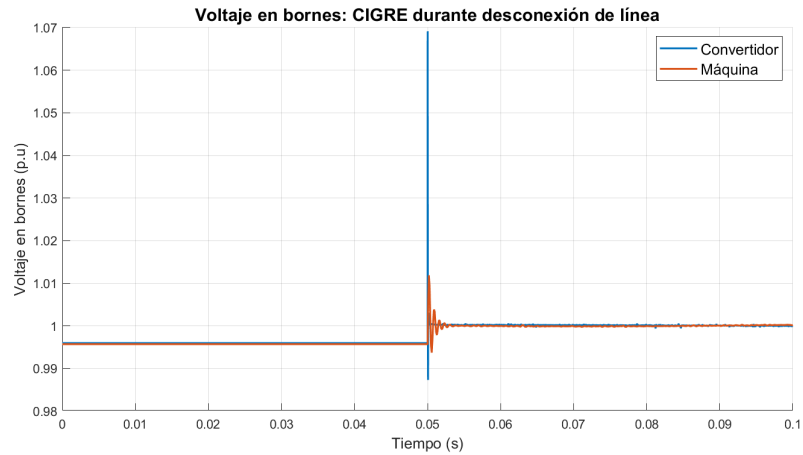


Figura 5.46: Voltajes: desconexión de línea

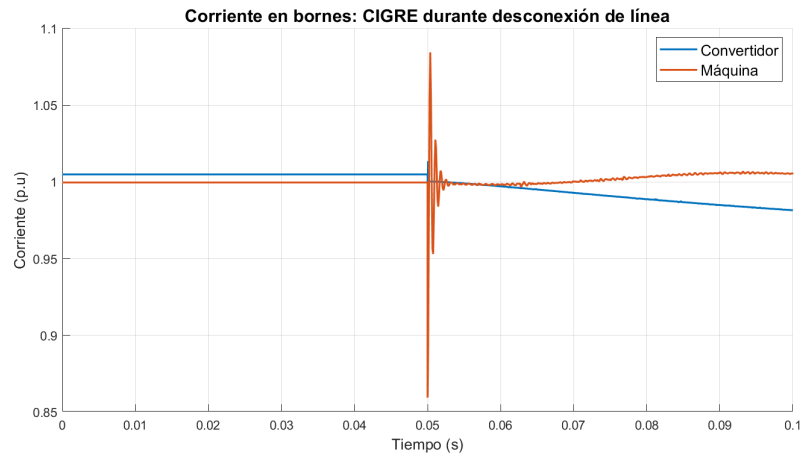


Figura 5.47: Corrientes: desconexión de línea

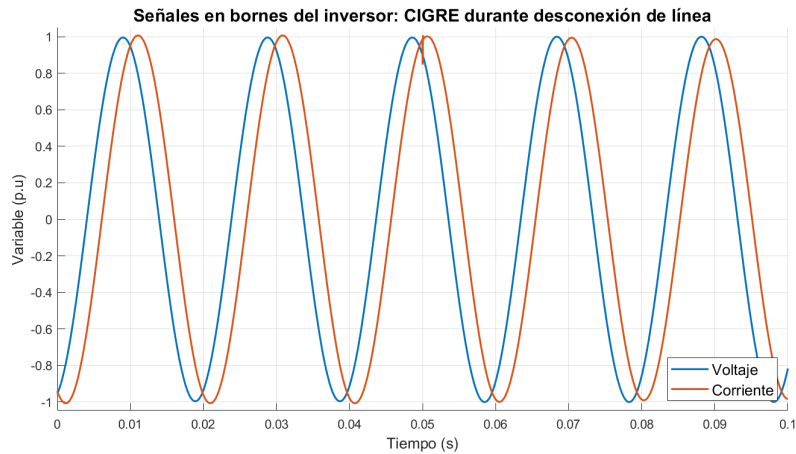


Figura 5.48: Señales de onda (inversor): desconexión de línea

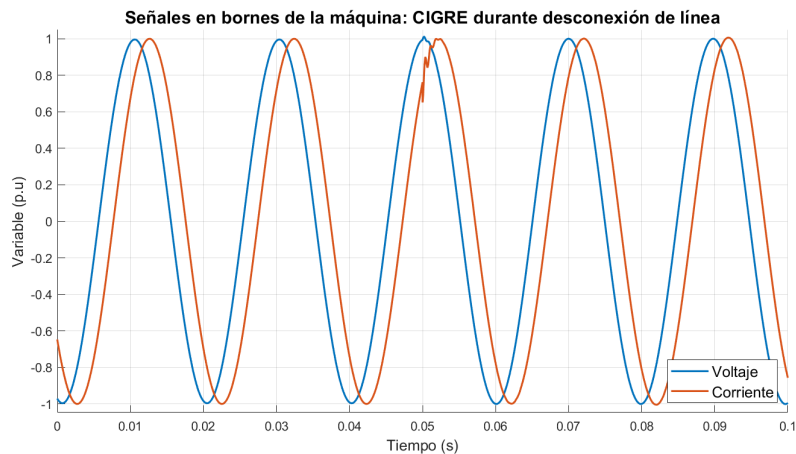


Figura 5.49: Señales de onda (máquina): desconexión de línea

Las figuras 5.46 y 5.47 muestran la respuesta rápida del voltaje y la corriente frente a la desconexión de la línea, para el convertidor y la máquina. La principal diferencia entre estas respuestas radica en que, para el caso del convertidor, es el voltaje la variable que se dispara; en el caso de la máquina, la corriente es la que aumenta.

Sin embargo, como se observa en las señales de onda de voltaje y corriente (figuras 5.48 y 5.49), ninguna de las dos variables eléctricas presenta deformaciones severas, y en el caso de la corriente, se pueden apreciar nuevamente las oscilaciones producto de la variación de frecuencia por parte de la máquina, que no están presentes en el inversor. Estas oscilaciones se presentan debido a la relación directa entre la corriente entregada y la frecuencia de giro que, frente a un evento que cambia el balance generación-demanda, oscila tal como si hubiese un escalón de carga.

De este experimento se puede extraer que, en caso de incorporar una máquina electrostática, las coordinaciones de protecciones no necesitarán grandes cambios, en comparación a las protecciones necesarias para un convertidor de corriente controlada. Ninguna de las

dos formas de onda -corriente o voltaje- se ve afectada de manera significativa frente a esta contingencia.

5.6.3. Cortocircuito trifásico en una línea

El último ejercicio a realizar con el modelo de la máquina electrostática corresponde a un circuito trifásico a tierra, en el mismo punto donde se desconectó la línea para el ejercicio anterior. Este cortocircuito trifásico se modela con la unión de las tres fases, con una resistencia a tierra de $R_f = 0.01 [\Omega]$. Este experimento busca mostrar cómo se comporta la corriente en bornes de la máquina frente a un cortocircuito; de forma preliminar, se espera que esta corriente se mantenga en valores similares a los prefalla, dadas las características circuitales de la máquina.

Los resultados obtenidos se presentan a continuación:

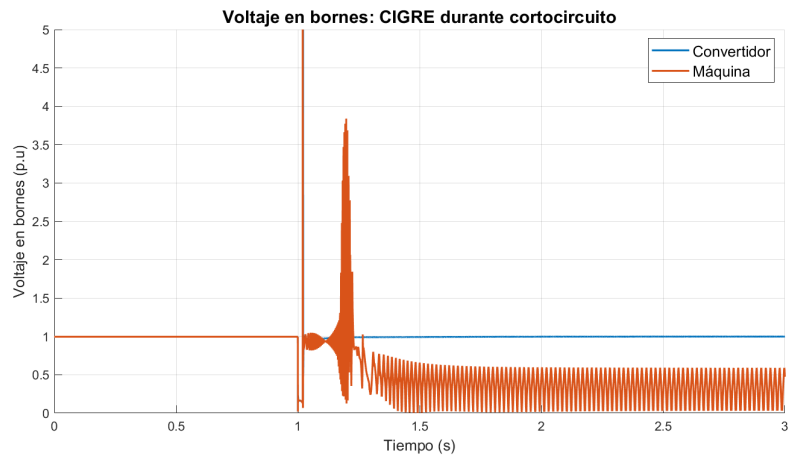


Figura 5.50: Voltaje en bornes: cortocircuito

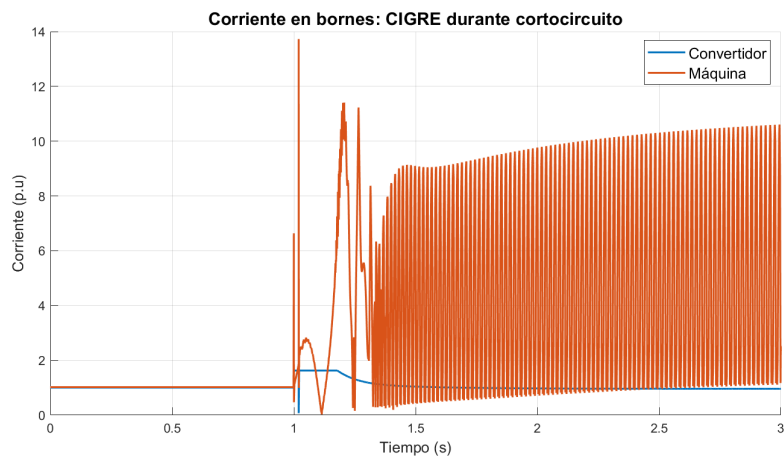


Figura 5.51: Corriente en bornes: cortocircuito

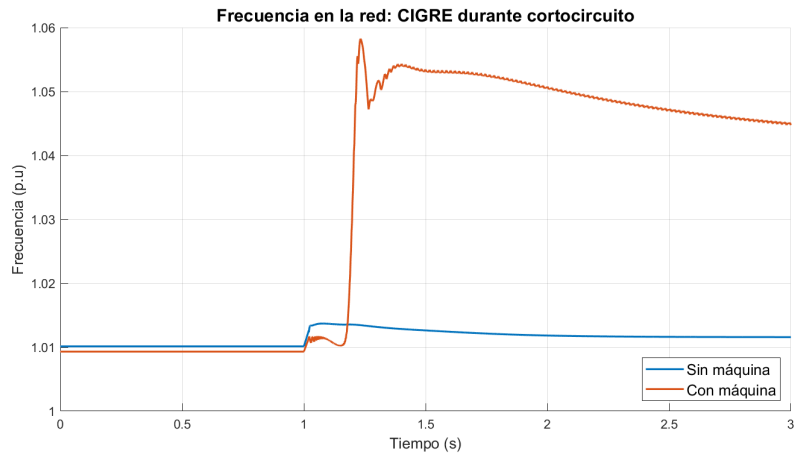


Figura 5.52: Frecuencia del sistema: cortocircuito

Como se aprecia en las figuras 5.50, 5.51 y 5.52, la microrred es estable al considerar solo convertidores, mientras que la inclusión de la máquina electrostática provoca que el sistema sea inestable. Si bien la corriente entregada por la máquina está limitada por la corriente de referencia calculada como se muestra en la figura 5.17, esto solo es capaz de limitar la excitación de la máquina; sin embargo, y de acuerdo con el diagrama mostrado en la figura 2.12, la corriente es proporcional a la velocidad de giro de la máquina. El problema proviene, entonces, de la frecuencia, como se puede apreciar en las siguientes figuras:

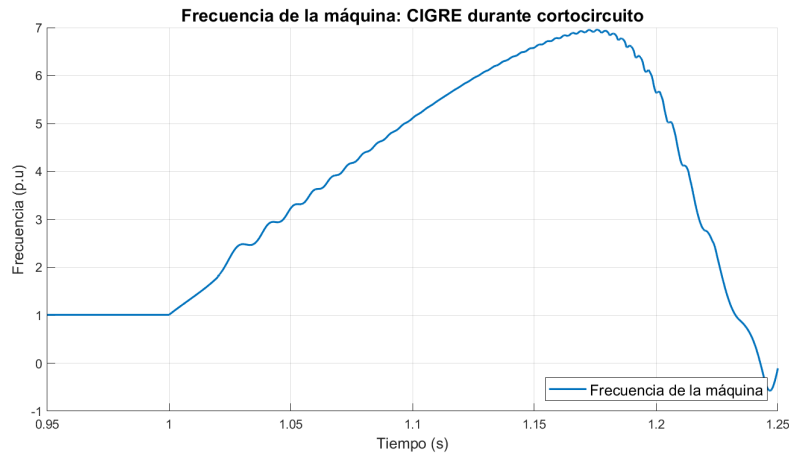


Figura 5.53: Frecuencia de la máquina: cortocircuito

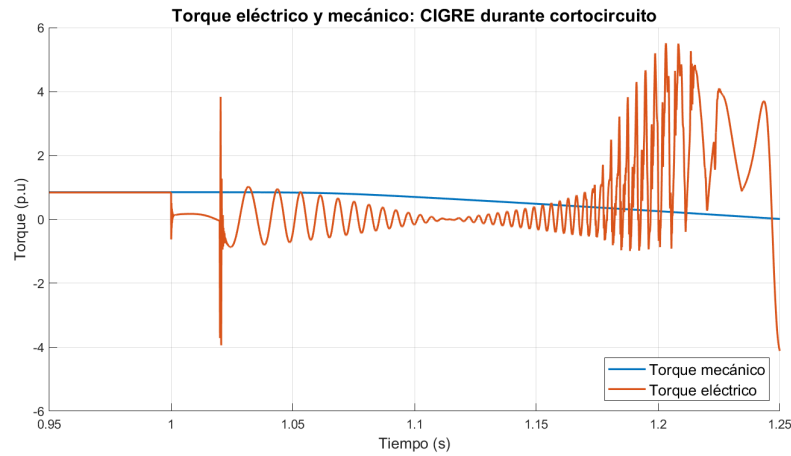


Figura 5.54: Torques en la máquina: cortocircuito

En la figura 5.53 se puede apreciar que la velocidad de la máquina sube drásticamente luego del cortocircuito. Esto se debe a que el torque eléctrico, cuya ecuación se muestra en 2.36, depende directamente del voltaje en bornes. Por lo tanto, al disminuir drásticamente este voltaje, el torque eléctrico cae igualmente; con ello, se produce un desbalance entre este torque y el torque mecánico entregado por el gobernador, que no alcanza a disminuir a la misma velocidad.

A los 20 [ms], es decir, al momento de despejar el cortocircuito, el voltaje de la red vuelve a subir drásticamente, con lo que el torque eléctrico que recibe la máquina vuelve a subir. Como el gobernador aún está disminuyendo el torque mecánico que se entrega al eje, la velocidad decae drásticamente y termina por perder el sincronismo, momento en el cual ya no puede entregar potencia, y ambos controladores comienzan a actuar erráticamente.

Es importante notar que, a pesar de que la frecuencia de la red en el caso con máquina está dentro de niveles aceptables, la señal de onda está altamente contaminada con armónicos, introducidos por las componentes de alta frecuencia de la corriente que sigue entregando la máquina electrostática:

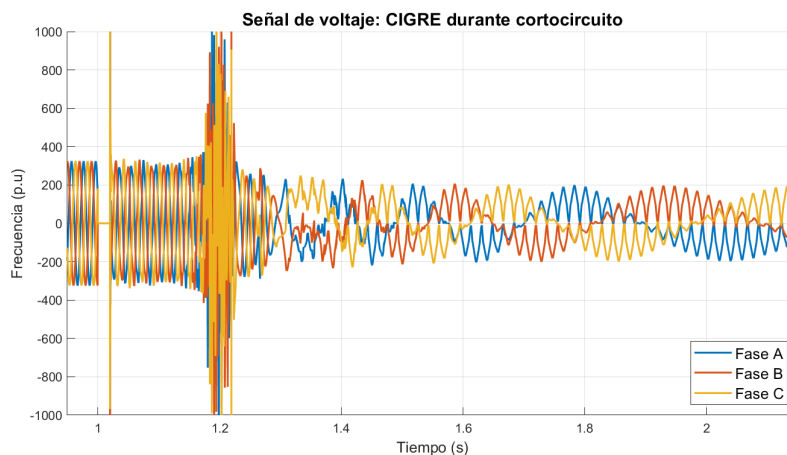


Figura 5.55: Señal de voltaje (barra de cortocircuito): cortocircuito

De este experimento, se puede extraer que la máquina electrostática necesita de un controlador de velocidad mucho más rápido que el implementado durante este trabajo; si bien la corriente sube por un instante mucho menor a un ciclo (y no de forma permanente como en el caso de un convertidor tradicional), el gobernador implementado no es capaz de estabilizar la frecuencia ante un cortocircuito.

Capítulo 6

Conclusiones

En primer lugar, se logran cumplir los objetivos propuestos. Se logran implementar los modelos circuitales que plasman el comportamiento de una máquina electrostática utilizando el software de simulación PLECS. Además, se logran adaptar e incorporar a esta máquina un sistema de control de excitación y un gobernador, que permiten mantener los niveles de las variables eléctricas correspondientes en niveles aceptables. Posteriormente, se logra insertar este modelo de máquina en un sistema eléctrico de pequeña envergadura, y se ejecutaron diversas pruebas que permitieron caracterizar e identificar sus contribuciones y desafíos a la hora de enfrentar contingencias dentro de una microrred.

Las pruebas llevadas a cabo en la microrred de CIGRÉ permiten identificar las principales consecuencias de la incorporación de esta máquina a un sistema eléctrico. Se logra distinguir el aporte de inercia de la máquina, que si bien es pequeño, es notorio a la hora de caracterizar la respuesta dinámica del sistema completo; en particular, se corrobora que la máquina introduce oscilaciones de forma local en el voltaje. Además, se puede comprobar que esta máquina es capaz de participar en el control primario de frecuencia; y con el controlador de corriente adaptado, se puede controlar el factor de potencia al que opera la máquina.

Por otro lado, las ecuaciones de transferencia de potencia y el diagrama de operación obtenidos para la máquina permiten distinguir algunos parámetros importantes a la hora de diseñar estas máquinas. En particular, la reactancia síncrona tiene gran relevancia a la hora de fijar el punto de operación; si esta reactancia es muy grande, la máquina se ve forzada a operar a factores de potencia bajos, entregando reactivos. Esta característica no es necesariamente negativa, y podría ser un aporte dependiendo de las necesidades del sistema eléctrico en el cual se introduzca la máquina.

Los controladores implementados en este trabajo corresponden a pequeñas modificaciones de controles ampliamente conocidos en la literatura, y que son de implementación clásica en generadores y/o motores electromagnéticos. Estos probaron tener un desempeño excelente a la hora de enfrentar perturbaciones, pero no fueron capaces de enfrentar contingencias como un cortocircuito trifásico. Esto se debe a que, si bien la máquina es modelada como una fuente de corriente controlada, esta corriente depende linealmente de la velocidad de giro de la máquina. Al disminuir el torque eléctrico que observa esta máquina (producto de la caída de voltaje), la velocidad de giro aumenta hasta perder sincronismo, y con ella, aumenta también la corriente. Esto sugiere que los controladores no son lo suficientemente rápidos, o que las

suposiciones tras su diseño no son aplicables a este tipo de máquina.

A partir de todo esto, la hipótesis planteada en un comienzo es refutada; si bien se puede apreciar el efecto en la inercia al introducir una máquina electrostática al sistema, ninguno de los experimentos realizados demostró una mejora significativa en el desempeño transitorio o dinámico. Sin desmedro de lo anterior, se considera que esta máquina podría tener aplicaciones en sistemas eléctricos uninodales, donde el control de voltaje quedara relegado a otra máquina o fuente, y que una porción de potencia activa quede relegada a la máquina electrostática. También, esta máquina podría tener usos en sistemas que demandan altas cantidades de reactivos, como microrredes con una gran cantidad de máquinas de inducción, o incluso operando en forma de compensador síncrono. Todo esto, posterior a un diseño adecuado de controladores para este tipo específico de máquina.

Trabajo Futuro

Si bien en este trabajo se lograron alcanzar varios objetivos referentes a la implementación de la máquina, el trabajo referente a esta máquina está recién comenzando. A la fecha, existen muy pocos trabajos que aborden tópicos referentes a máquinas electrostáticas, y son aún menos los que ahonden en sus parámetros constructivos. Esto genera incertidumbre sobre algunos parámetros -en especial físicos-, que dificultan la simulación exacta del comportamiento de estas máquinas. Por lo tanto, uno de los desafíos más importantes es la construcción de máquinas electrostáticas de mayor envergadura, que provean de mayor información sobre su construcción y características físicas.

En la misma línea, se debe considerar que el modelo de máquina electrostática explorado durante este trabajo corresponde al modelo sin circuitos amortiguadores; esta simplificación se debe en gran medida a la falta de prototipos que consideren estos circuitos. Por este motivo, parte importante del trabajo futuro es construir y/o estimar las dimensiones de estos circuitos, para así tener un esquema eléctrico completo de la máquina.

Otro aspecto que se debe estudiar para esta máquina es su conexión a la red. En este trabajo, la máquina se considera ya conectada a la red, por lo que este proceso se omite. Es necesario distinguir las características que rodean a la conexión de esta máquina a la red, y desarrollar un método que le permita incorporarse a un sistema de forma segura -homólogo al método de las ampolletas para la máquina electromagnética-.

Finalmente, cabe recalcar que los controladores implementados para esta máquina son adaptaciones de controladores existentes para la máquina electromagnética; por lo tanto, es altamente posible que existan mejores diseños o modelos para regular las variables eléctricas pertinentes. En consecuencia, existe un amplio margen de mejora en el diseño de controladores, que involucren herramientas matemáticas como el lugar de las raíces. En los experimentos realizados, se detecta la presencia de un acople importante entre la velocidad de giro, la corriente en bornes y la velocidad de la máquina, que apuntan sutilmente al diseño de controladores acoplados de velocidad y excitación. De mejorarse estos controladores, la respuesta frente a contingencias podría mejorar notablemente.

Bibliografía

- [1] D. Gignoux: *Electrostatic generator in Space power systems*, Cosmic, Inc., Washington, D. C., USA. 29 de Junio del 1964.
- [2] F. J. McCoy, W. R. Bell: *Electrostatic Generators for Power Production*. Ion Physics Corporation, Burlington, Massachusetts, USA, 1967.
- [3] B. Ge, D. C. Ludois: *Dielectric liquids for enhanced field force in macro scale direct drive electrostatic actuators and rotating machinery*. University of Wisconsin-Madison, 1415 Engineering Drive, Madison, WI 53705, USA, 5 de Abril de 2016.
- [4] O. Dag, B. Mirafzal: *On Stability of Islanded Low-Inertia Microgrids*, Clemson University Power Systems Conference (PSC), 8-11 de Marzo de 2016.
- [5] M. Farrokhabadi, C. A. Cañizares, J. W. Simpson-Porco, E. Nasr, L. Fan, P. Mendoza-Araya, R. Tonkoski, Ujjwol Tamrakar, N. Hatziargyriou,, D. Lagos, R. W. Wies, M. Paolone, M. Liserre, L. Meegahapola, M. Kabalan, A. H. Hajimiragha, D. Peralta , M. A. Elizondo, K. P. Schneider, F. K. Tuffner , J. Reilly: *Microgrid Stability Definitions, Analysis, and Examples*, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 35, No. 1, Enero de 2020, pp. 13-24.
- [6] M. Bruccoli, T. C. Green: *Fault behavior in islanded micro-grids*, 19th International Conference on Electricity Distribution Vienna, 21-24 de Mayo de 2007, Paper no. 548, pp. 1-4.
- [7] M. Bayat Mokhtari, F. Vazinram, M. Gandomkar: *Dynamic and Stability Analysis of Microgrids with Synchronous Machines in Grid-Connected and Islanded Modes*, 16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, 25-28 de Marzo de 2012, pp. 788-791.
- [8] A. W. Bright, B. Makin: *Modern Electrostatic Generators*. Electrical Engineering Department, University of Southampton, Reino Unido, 1969.
- [9] B. Ge, A. N. Ghule, D. C. Ludois: *High Torque Density Macro-scale Electrostatic Rotating Machines: Electrical Design, Generalized $d - q$ Framework, and Demonstration*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 2, pp. 1225-1238, March-April 2019, DOI: 10.1109/TIA.2018.2871886.
- [10] M. Bekir Ege, A. Font, S. Bolat and O. Kalenderli: *Design principles and performance analysis of a wimshurst generator*, 2014 ICHVE International Conference on High Voltage Engineering and Application, 2014, pp. 1-5, DOI: 10.1109/ICHVE.2014.7035497.
- [11] F. Andrade, L. Romeral, J. Cusido, J. J. Cardenas: *New Model of a Converter-Based Generator Using Electrostatic Synchronous Machine Concept*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Febrero de 2014. (Online) Disponible: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6740851>.

- [12] A. Cuculic, D. Vucetic, R. Prenc, J. Celic: *Analysis of Energy Storage Implementation on Dynamically Positioned Vessels*. Energies 2019, 12, 444. (Online) Available: <https://doi.org/10.3390/en12030444>.
- [13] *IEEE Guide for Design, Operation, and Integration of Distributed Resource Island Systems with Electric Power Systems*. IEEE Std 1547.4-2011
- [14] Página oficial de Generadoras en Chile. (Online) Disponible: <http://generadoras.cl/generacion-electrica-en-chile>, Consulta: 21 de Mayo del 2021.
- [15] P. Kundur et al., *Definition and classification of power system stability IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions*, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 19, no. 3, pp. 1387-1401, Aug. 2004, DOI: 10.1109/TPWRS.2004.825981.
- [16] C. A. Cañizares, J. Reilly, R. Palma-Behnke: *Microgrid Stability Definitions, Analysis, and Examples* IEEE Transactions on Power Systems, IEEE-PES Task Force on Microgrid Stability Definitions, Analysis, and Modeling, April 2019.
- [17] Selahattin Kucuk, Ali Ajder: *Analytical voltage drop calculations during direct on line motor starting: Solutions for industrial plants*, Ain Shams Engineering Journal, Volume 13, Issue 4, 2022. ISSN 2090-4479, DOI: 10.1016/j.asej.2021.101671.
- [18] C. A. Cañizares, R. Palma-Behnke: *Trends in Microgrid Control*. IEEE Transactions on smart grid, vol. 5, No. 4, July 2014
- [19] R. Hesse, D. Turschner, H. P. Beck: *Micro grid stabilization using the virtual synchronous machine (visma)* Proc. Int. Conf. Renewable Energies Power Qual. (ICREPEQ), Valencia, Spain, Apr. 2009.
- [20] K. Sakimoto, Y. Miura, T. Ise: *Stabilization of a power system with a distributed generator by a virtual synchronous generator function*, Proc. of the 8th Int. Conf. Power Electron. (ECCE Asia), Valencia, Spain, May 2011, pp. 1498–1505.
- [21] P. Rodriguez, I. Candela, A. Luna: *Control of PV generation systems using the synchronous power controller* Proc. IEEE Energy Conv. Cong. Expos. (ECCE), Denver, Colorado, USA, Sept 2013, pp. 993–998.
- [22] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg. P. Rodríguez: *Control of Power Converters in AC Microgrids* IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 11, November 2012.
- [23] C. Rahmann: Diapositivas del curso EL7052 Modelamiento y Control de Sistemas Eléctricos de Potencia. *Introducción al Control de Convertidores*.
- [24] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, R. Adapa: *Control of Parallel Connected Inverters in Standalone ac Supply Systems* Power Electronics, IEEE Transactions, vol.22, no.4, pp.1107, 1115, Julio de 2007.
- [25] Y. Han, H. Li, P. Shen, E. Alves, J. M. Guerrero: *Review of Active and Reactive Power Sharing Strategies in Hierarchical Controlled Microgrids*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.32, No.3, Marzo de 2017.
- [26] A. Villa, F. Belloni, R. Chiumeo and C. Gandolfi: *Conventional and reverse droop control in islanded microgrid: Simulation and experimental test*, 2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2016, pp. 288-294, DOI: 10.1109/SPEEDAM.2016.7526020.

- [27] *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies*, IEEE Std 421.5-2016 (Revision of IEEE Std 421.5-2005), pp.1-207, 26 Aug. 2016, DOI: 10.1109/IEEESTD.2016.7553421.
- [28] G. Verma, V. Verma, S. Jhambhulkar, H. Verma: *Design of a lead-lag compensator for position loop control of a gimbaled payload*, 2015 2nd International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), 2015, pp. 394-399, DOI: 10.1109/SPIN.2015.7095358.
- [29] Turbine Governor Models: Standard Dynamic Turbine-Governor Systems in NEPLAN Power System Analysis Tool. NEPLAN AG, Oberwachtstrasse 2, 8700 Küsnacht ZH, Switzerland. Disponible (Online): https://www.neplan.ch/wp-content/uploads/2015/08/Nep_TURBINES_GOV.pdf Consulta: 7 de Diciembre del 2020.
- [30] R. H. Park: *Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 48, no. 3, pp. 716-727, July 1929, DOI: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.
- [31] S. Papathanassiou, N. Hatziargyriou, K. Strunz: *A benchmark low voltage microgrid network*. NTUA-Electric Power Division, 9 Iron Polytechniou st. 15780 Athens, Greece, January 2005.
- [32] Z. Wang, F. Zhuo, J. Wu, H. Yi, H. Zhai, Z. Zeng: *Inertia time constant design in microgrids with multiple paralleled virtual synchronous generators*. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, China. ISBN: 9789075815276 et CFP17850-ART, pp. 3-9.
- [33] A. N. Ghule, P. Killeen and D. C. Ludouis: *Synchronous Electrostatic Machine Torque Modulation via Complex Vector Voltage Control With a Current Source Inverter*, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 8, no. 2, pp. 1850-1857, June 2020, DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2951325.
- [34] *Datasheet* del par generador-turbina a diésel, modelo P13.5-6 de 12.5 [kVA] nominales, marca FGWilson™. (Online) Disponible: <https://www.fgwilsonpowerworks.com/brochures/uXQgbPAuCW.pdf/P13%205-6.pdf>, Consulta: 20 de Junio de 2021.
- [35] M. Rodríguez: *Máquinas síncronas: potencias activa y reactiva. Pares. Estabilidad estática* Universidad de Cantabria, Depto. de Ing. Eléctrica y Energética, España, 2014. (Online) Disponible: https://personales.unican.es/rodrigma/PDFs/Potencia_Estabilidad. Consulta: 15 de Junio del 2022.
- [36] Exciter Models: Standard Dynamic Excitation Systems in NEPLAN Power System Analysis Tool. NEPLAN AG, Oberwachtstrasse 2, 8700 Küsnacht ZH, Switzerland. (Online) Disponible: https://www.neplan.ch/wp-content/uploads/2015/08/Nep_EXCITERS1.pdf. Consulta: 19 de Agosto de 2020.
- [37] M. Farrokhhabadi, S. Konig, C. Canizares, K. Bhattacharya, T. Leibfried: *Battery Energy Storage System Models for Microgrid Stability Analysis and Dynamic Simulation*. IEEE Transactions on Power Systems (Volume: 33, Issue: 2, March 2018), DOI: 10.1109/TPWRS.2017.2740163, 15 August 2017, pp. 2301 - 2312.
- [38] M. Toro: *Diseño de estrategias de control para operación desbalanceada de microrredes de baja tensión*. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ciencias Físicas Y Matemáticas, Universidad De Chile. Santiago de Chile, 2015, pág. 54.

- [39] A. Gkountaras, S. Dieckerhoff, T. Sezi: *Evaluation of current limiting methods for grid forming inverters in medium voltage microgrids*. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Sept. 2015, DOI: 10.1109/ECCE.2015.7309831, Montreal, QC, Canada.
- [40] N. Pogaku, M. Prodanovic, T. C. Green, *Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 2, pp. 613-625, March 2007, DOI: 10.1109/TPEL.2006.890003.