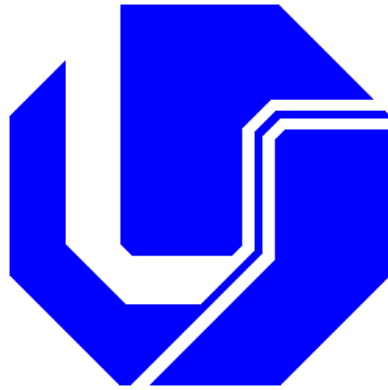


**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**ANÁLISE TEÓRICA E EXPERIMENTAL DA UTILIZAÇÃO DE
GERADOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO NA CONFIGURAÇÃO FUKAMI
PARA EXCITAÇÃO ROTATIVA DE GERADORES SÍNCRONOS**

ELZIO METELLO

NOVEMBRO

2024

ELZIO METELLO

ANÁLISE TEÓRICA E EXPERIMENTAL DA UTILIZAÇÃO DE GERADOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO NA CONFIGURAÇÃO FUKAMI PARA EXCITAÇÃO ROTATIVA DE GERADORES SÍNCRONOS.

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Geraldo Caixeta Guimarães

Coorientador: Prof. Dr. Fernando Bento

**UBERLÂNDIA - MG
Novembro / 2024**

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

M589	Metello, Elzio, 1972-
2024	<p>Análise teórica e experimental da utilização de gerador de indução trifásico na configuração fukami para excitação rotativa de geradores síncronos [recurso eletrônico] / Elzio Metello. - 2024.</p> <p>Orientador: Geraldo Caixeta Guimarães. Coorientador: Fernando Bento Silva. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Modo de acesso: Internet. Disponível em: http://doi.org/10.14393/ufu.te.2024.724 Inclui bibliografia. Inclui ilustrações.</p> <p>1. Engenharia elétrica. I. Guimarães, Geraldo Caixeta ,1954-, (Orient.). II. Silva, Fernando Bento,1986-, (Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDU: 621.3</p>

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:

Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091
Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074

Elzio Metello

Análise Teórica e Experimental da Utilização de Gerador de Indução Trifásico na configuração Fukami para Excitação Rotativa de Geradores Síncronos.

Tese aprovada no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Banca Examinadora:

Presidente da banca (orientador): Prof. Geraldo Caixeta Guimarães, Dr. – UFU

Examinador interno: Prof. Luciano Coutinho Gomes, Dr. – UFU

Examinador interno: Prof. Thales Lima Oliveira, Dr. – UFU

Examinador externo: Prof. Antônio Carlos Finazzi, Dr. – UFMT

Examinador externo: Prof. Fabrício Augusto Matheus Moura, Dr. – UFTM

Uberlândia - MG, 04 de novembro de 2024



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
Coordenação do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica
Av. João Naves de Ávila, 2121, Bloco 3N - Bairro Santa Mônica,
Uberlândia-MG, CEP 38400-902 Telefone: (34) 3239-4707 -
www.posgrad.feelt.ufu.br - copel@ufu.br



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Tese de Doutorado, 341, PPGEELT				
Data:	Quatro de novembro de dois mil e vinte e quatro	Hora de início:	14:00	Hora de encerramento:	17:00
Matrícula do Discente:	12023EEL005				
Nome do Discente:	Elzio Metello				
Título do Trabalho:	Análise teórica e experimental da utilização de gerador de indução trifásico na configuração Fukami para excitação rotativa de geradores síncronos				
Área de concentração:	Sistemas de Energia Elétrica				
Linha de pesquisa:	Sistemas Elétricos de Potência				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Coordenador do projeto: Geraldo Caixeta Guimarães. Título do projeto: Análise de excitatrizes rotativas para controle de tensão de geradores síncronos. Vigência do projeto: 2019 - atual.				

Reuniu-se por videoconferência, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós- graduação em Engenharia Elétrica, assim composta:

Professores Doutores: Luciano Coutinho Gomes (UFU), Thales Lima Oliveira (UFU), Antonio de Pádua Finazzi (UFMT), Fabrício Augusto Matheus Moura (UFTM) e Geraldo Caixeta Guimarães, coordenador do discente.

Iniciando os trabalhos o presidente da mesa, Dr. Geraldo Caixeta Guimarães, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato, agradeceu a presença do público, e concedeu ao discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir, o senhor presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos examinadores, que passaram a arguir o candidato. Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o candidato:

APROVADO.

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor. O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida eachada conforme, foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Antonio de Padua Finazzi, Usuário Externo**, em 08/11/2024, às 16:31, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Geraldo Caixeta Guimarães, Professor(a) do Magistério Superior**, em 08/11/2024, às 16:38, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Luciano Coutinho Gomes, Professor(a) do Magistério Superior**, em 08/11/2024, às 16:56, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Thales Lima Oliveira, Professor(a) do Magistério Superior**, em 08/11/2024, às 18:34, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Fabício Augusto Matheus Moura, Usuário Externo**, em 10/11/2024, às 08:25, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **5862232** eo código CRC **269215FF**.

Referência: Processo nº 23117.070973/2024-80

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho ao meu pai, Izidoro Metello, à minha esposa, Lisiane, e aos meus filhos, Davi e Daniele, pela compreensão e apoio em todos os momentos durante o desenvolvimento deste trabalho, pelo estímulo, carinho e compreensão.

AGRADECIMENTOS

A Deus, que em Sua misericórdia permitiu que eu chegasse ao fim desta jornada, realizada em Sua honra e glória.

Ao Professor Dr. Geraldo Caixeta Guimarães, pela amizade, apoio, serenidade, confiança, orientação e pelas muitas palavras de motivação, inclusive espiritual.

Ao Professor Dr. Fernando Bento Silva, pela amizade, apoio, trabalho conjunto, confiança e coorientação.

Ao Professor Dr. José Matheus Rondina, pelo apoio no desenvolvimento do projeto no Laboratório de Máquinas Elétricas do curso de Engenharia Elétrica da UFMT. Também ao Departamento de Engenharia Elétrica e aos funcionários da sala de apoio.

Ao Professor Dr. Tony Inácio, chefe do Departamento de Engenharia Elétrica e Automação do IFMT na época, pelo apoio no desenvolvimento do projeto, e aos colegas do departamento que contribuíram, ajudaram e apoiaram.

Aos estudantes do curso de Engenharia de Controle e Automação, André Saibert Mattos, Thiago Oliveira Castro e Felipe Mufatto, que auxiliaram no desenvolvimento do projeto.

Aos Professores Dr. Luciano Coutinho Gomes, Dr. Thales Lima Oliveira, Dr. Antônio Carlos Finazzi e Dr. Fabrício Augusto Matheus Moura por fazerem parte da banca examinadora e por contribuírem para o enriquecimento deste trabalho.

Às funcionárias Andressa Periolo e à antiga funcionária Cinara F. P. Mattos, pela presteza na realização dos serviços junto à secretaria da pós-graduação.

Ao grupo do Núcleo de Dinâmica de Sistemas Elétricos.

RESUMO

A tese apresenta o estudo de uma topologia não convencional de excitatriz rotativa para geradores síncronos. Com o objetivo de destacar as vantagens desta topologia em relação à excitatriz PMG (*Permanent Magnetic Generator*) utilizada em grupos geradores a diesel, o presente trabalho propõe a aplicação de um gerador de indução trifásico autoexcitado (GITA) com rotor em gaiola, operando como gerador de indução monofásico conectado na configuração *Fukami* (GICF) como excitatriz rotativa. Para a realização desse estudo, é utilizada uma máquina de indução trifásica de 6 polos e 0,37 kW, ligada ao mesmo eixo do sistema de geração composto por uma máquina síncrona trifásica de 3 kVA e 4 polos salientes, além de uma máquina de corrente contínua de 2 kW. A máquina de indução utiliza a configuração *Fukami* para gerar uma tensão monofásica, que é retificada para alimentar o campo do gerador síncrono. Essa tensão gerada é controlada por um sistema de controle PI para manter o nível de tensão da geração constante, e um sistema de controle de velocidade também é utilizado para manter a frequência de geração constante. Assim, a forma de atuação desta excitatriz proposta apresentou bons resultados dentro dos valores estabelecidos, além de atender aos aspectos ambientais relacionados à substituição e às possibilidades econômicas. Para tanto, a performance desta excitatriz, juntamente com o sistema de controle de tensão, será testada com o gerador síncrono submetido a carga dinâmica. Neste contexto, a validação da proposta da tese é realizada comparando os resultados experimentais e computacionais da performance deste sistema de geração.

Palavras-chave: Excitatriz Rotativa, Gerador de Indução, Autoexcitado, *Fukami*, Gerador Síncrono.

ABSTRACT

The thesis presents the study of a non-conventional topology of a rotating exciter for synchronous generators. With the aim of highlighting the advantages of this topology compared to the PMG (Permanent Magnetic Generator) exciter used in diesel generator sets, this work proposes the application of a self-excited three-phase induction generator (SEIG) with a squirrel cage rotor, operating as a single-phase induction generator connected in the Fukami configuration (SEIG-Fukami) as a rotating exciter. For this study, a three-phase induction machine with 6 poles and 0.37 kW is used, coupled to the same shaft as a generation system composed of a three-phase synchronous machine of 3 kVA and 4 salient poles, along with a 2 kW direct current machine. The induction machine utilizes the Fukami configuration to generate a single-phase voltage, which is rectified to feed the field of the synchronous generator. This generated voltage is controlled by a PI control system to maintain a constant voltage level, and a speed control system is also employed to ensure a constant generation frequency. Thus, the proposed exciter showed good performance within the established values, in addition to addressing environmental aspects related to substitution and economic possibilities. Therefore, the performance of this exciter, along with the voltage control system, will be tested with the synchronous generator subjected to dynamic load. In this context, the validation of the thesis proposal is carried out by comparing experimental and computational results of the performance of this generation system.

Keywords: Rotary Exciter, Induction Generator, Self-Excited, Fukami, Synchronous Generator.

SUMÁRIO

CAPÍTULO I

1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 APRESENTAÇÃO	1
1.2 MOTIVAÇÕES.....	10
1.3 OBJETIVOS.....	11
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO.....	11

CAPÍTULO II..... 13

2 FUNDAMENTOS, ANÁLISE E MODELAGEM MATEMÁTICA DA MÁQUINA DE INDUÇÃO E MÁQUINA SÍNCRONA. 13

2.1 MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA.....	13
2.2 MODELAGEM MATEMÁTICA	14
2.2.1 Equações elétricas	14
2.2.2 Equação do Torque Elétrico pelas Variáveis da Máquina	19
2.2.3 Equações de transformação do circuito do rotor e estator para variáveis de referência arbitrária.....	21
2.2.4 Equações de tensão do rotor e estator, em variáveis de referência arbitrária. 23	
2.2.5 Equação de torque no quadro de referência arbitrária dq0	29
2.2.6 Referenciais normalmente utilizados no quadro de referência arbitrária dq . 30	
2.2.7 Equações elétricas e mecânicas em sistema por unidade (pu).	30
2.2.8 Considerações importantes quanto ao modelo matemático da simulação.	32
2.3 CIRCUITO EQUIVALENTE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA	33

2.3.1	Operação como motor	33
2.3.2	Obtenção dos parâmetros do circuito equivalente.....	35
2.3.3	Operação como gerador de indução na conexão Fukami.....	39
2.4	MÁQUINA SÍNCRONA DE POLOS SALIENTES.	43
2.5	MODELAGEM MATEMÁTICA	43
2.5.1	Equações elétricas	44
2.5.2	Equações do torque eletromagnético pelas variáveis da máquina	49
2.5.3	Equações de tensão nas variáveis do eixo de referência no rotor, transformada de Park	50
2.5.4	Análise da Ação Geradora.....	59
2.5.5	Equação de torque eletromagnético em referência no rotor.....	62
2.5.6	Valores em pu das equações elétricas e mecânicas.....	62
2.5.7	Demais parâmetros elétricos da máquina síncrona de polos salientes	67
2.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	69
CAPÍTULO III		70
3 METODOLOGIA APLICADA E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DA EXCITATRIZ ROTATIVA PROPOSTA PARA GERADORES SÍNCRONOS		70
3.1	INTRODUÇÃO	70
3.2	METODOLOGIA APLICADA.....	70
3.3	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO GERADOR SÍNCRONO	71
3.3.1	Circuito equivalente do gerador síncrono	71
3.4	SISTEMA PROPOSTO PARA TESTE COM CARGA RESISTIVA E CARGA DINÂMICA	73
3.4.1	Diagrama do sistema proposto	73
3.4.2	Princípio matemático de operação	74

3.4.3	Gerador de indução	76
3.4.4	Controle de velocidade.....	77
3.4.5	Controle de tensão.....	78
CAPÍTULO IV.....		80
4 ANÁLISE DOS RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS DO SISTEMA		80
80		
4.1	INTRODUÇÃO.....	80
4.2	DESCRIÇÃO DA SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL E DO TESTE EXPERIMENTAL	80
4.2.1	Simulação Computacional.....	83
4.2.2	Teste Experimental.....	85
4.3	RESULTADOS E DISCUSSÕES	87
4.3.1	Resultados para o GICF sem carga, valores simulados e experimentais	87
4.3.2	Resultados do GST e do GICF com Cargas Dinâmica (MIT) e Resistiva: Valores Simulados e Experimentais	88
4.3.3	Resultados em regime do comportamento do controle GST com carga dinâmica (MIT) e resistiva: valores simulados e experimentais.....	93
4.3.4	Resultados do desempenho do controle de excitação do GST com carga dinâmica (MIT) e resistiva: valores experimentais.....	95
CAPÍTULO V		99
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS		99
5.1	CONCLUSÕES	99
5.2	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	100
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		102
APÊNDICE A		109

DIMENSIONAMENTO DA CURVA DE MAGNETIZAÇÃO DO GERADOR DE INDUÇÃO	109
APÊNDICE B.....	110
DIMENSIONAMENTO DO BANCO DE CAPACITORES UTILIZADO NA AUTOEXCITAÇÃO	110

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Representação da distribuição dos eixos magnéticos e os enrolamentos trifásicos ligados em estrela de uma máquina de indução simétrica. Adaptado de (KRAUSE et al., 2013).....	14
Figura 2.2 – Relação trigonométrica do circuito do rotor para eixos de referência arbitrária “ dq ”. Adaptado de (KRAUSE et al., 2013).....	22
Figura 2.3 – Relação trigonométrica do circuito do estator para eixos de referência arbitrária “ dq ”. Adaptado de (KRAUSE et al., 2013).....	23
Figura 2.4 – Circuito equivalente em referência arbitrária de uma máquina de indução simétrica trifásica. (KRAUSE et al., 2013).....	25
Figura 2.5 – Circuito equivalente por fase do motor de indução. (SIMÕES e FARRET, 2015).....	34
Figura 2.6 – Curva características de torque por velocidade em função da classe. (Norma IEEE 112, 2004).....	38
Figura 2.7 – Curva características de torque por velocidade em função da categoria. (ABNT NBR 17094-3:2018).....	39
Figura 2.8 – Diagrama de conexão da ligação do gerador de indução monofásico autoregulado e autoexcitado. (Adaptado de FUKAMI et al., 1999).....	40
Figura 2.9 – Circuito equivalente do gerador na frequência nominal $\omega > \omega_R$ (FUKAMI et al., 1999).....	42
Figura 2.10 – Circuito equivalente do gerador modificado para incluir o efeito da variação de frequência (FUKAMI et al., 1999).....	43
Figura 2.11 – Esquema representativo dos eixos magnéticos e dos enrolamentos da máquina síncrona de polos salientes ligados em estrela. Adaptado de (KRAUSE et al., 2013).....	44

Figura 2.12 – Relação das variáveis abc e $dq0$. Adaptado (KRAUSE et al., 2013).....	51
Figura 2.13 – Circuito equivalente de uma máquina síncrona trifásica com referência no rotor: Equação de Park. (KRAUSE et al., 2013).....	55
Figura 2.14 – Esquema representativo dos eixos magnéticos e dos enrolamentos de um gerador síncrono de polos salientes ligados em estrela. Adaptado de (KRAUSE et al., 2013).....	60
Figura 2.15 – Circuito equivalente de um gerador síncrono trifásico com referência no rotor: Equação de Park. (KRAUSE et al., 2013).....	61
Figura 3.1 – Circuito equivalente do gerador síncrono por fase. (CHAPMAN, 2013).....	72
Figura 3.2 – Diagrama fasorial do gerador síncrono com fator de potência unitário. (CHAPMAN, 2013)	73
Figura 3.3 – Diagrama fasorial do gerador síncrono com fator de potência atrasado. (CHAPMAN, 2013)	73
Figura 3.4 – Diagrama elétrico e de blocos do sistema proposto.....	74
Figura 3.5 - Circuito representando o GICF com a retificação e filtragem e o circuito equivalente por fase do GST (Adpatado: FUKAMI et al., 1995).....	75
Figura 3.6- Diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade da máquina primária.....	78
Figura 3.7 – Circuito montado do controlador de velocidade da máquina primária.....	78
Figura 3.8 – Diagrama de blocos do sistema de controle de tensão.....	79
Figura 3.9 – Circuito montado do controlador de tensão.....	79
Figura 4.1 – Diagrama utilizado para simulação no MATLAB do sistema de geração com cargas. Sendo: (a) diagrama da máquina primária MCC; (b) diagrama do GST; (c) diagrama do GICF.....	84

Figura 4.2 – Experimento montado para teste; (a) 1- Controle de Velocidade, 2- Controle de Tensão, 3-Capacitores do GICF; 4-Carga Dinâmica, 5-Carga Resistiva; (b) 6- GICF, 7-GST, 8- Máquina Primária MCC.	86
Figura 4.3– Tensão monofásica V_{gicf} de saída em ensaio experimental sem carga do GICF.	88
Figura 4.4– Tensão monofásica V_{gicf} de saída em simulação sem carga do GICF.	88
Figura 4.5 – Tensão e corrente de linha V_g e I_g experimental com carga dinâmica ampliada do GST.	89
Figura 4.6 – Tensão e corrente de linha V_g e I_g simulada com carga dinâmica ampliada do GST.	90
Figura 4.7 – Tensão e corrente de linha V_g e I_g experimental com carga resistiva ampliada do GST.	91
Figura 4.8 – Tensão e corrente de linha V_g e I_g experimental com carga resistiva ampliada do GST.	92
Figura 4.9 – Forma de onda de V_g e I_g com carga dinâmica: experimental do GST.	93
Figura 4.10 – Forma de onda de V_g e I_g com carga dinâmica: simulação do GST.	94
Figura 4.11 – Forma de onda de V_g e I_g com carga resistiva: experimental do GST.	94
Figura 4.12 – Forma de onda de V_g e I_g com carga resistiva: simulação do GST.	95
Figura 4.13 – Variação da tensão no tempo em decorrência de uma mudança.	96
Figura 4.14 – Forma de onda de V_g com carga dinâmica experimental do GST com tempos para análise do controle.	97
Figura 4.15 – Forma de onda de V_g com carga resistiva experimental do GST com tempos para análise do controle.	97
Figura A.1 – Curva de magnetização da máquina de indução 0,37 kW.	109
Figura B.1 – Ligação dos capacitores (SILVA, 2018).	110

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1– Relação entre X1 e X2 em função da classe. Extraído de: (IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY, 2004).....	38
Tabela 2.2 – Relação entre X1 e X2 em função da categoria. Extraído de: (ABNT NBR 17094-3:2018)	38
Tabela 4.1 - Parâmetros do MIT do Gerador Indução configuração Fukami.....	81
Tabela 4.2 - Banco de Capacitores	82
Tabela 4.3 - Parâmetros do Gerador Síncrono	82
Tabela 4.4 - Parâmetros do Motor de Indução	83
Tabela 4.5 – Comparação dos resultados do GICF com carga dinâmica (MIT).	90
Tabela 4.6 – Comparação dos resultados do GST com carga dinâmica (MIT).....	90
Tabela 4.7– Comparação dos resultados do GICF com carga resistiva.	92
Tabela 4.8 – Comparação dos resultados do GST com carga resistiva.	92
Tabela 4.9 – Coordenadas dos pontos, valores de tempo e valores de pico da tensão.....	97
Tabela 4.10 – Resultado do desempenho apresentado em função dos termos da Norma NEMA MG1 (2016).	98
Tabela B.1 – Teste Autoexcitação Motor Indução	111

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

Símbolos

ω_{sv}	Velocidade medida sensor de velocidade
ω_{ref}	Velocidade de referência
$\Delta\omega$	Erro da diferença de velocidade
V_g	Tensão do gerador síncrono
I_g	Corrente do gerador síncrono
V_{gref}	Tensão de referência do gerador síncrono
F	Frequência por unidade (pu)
V_{gicf}	Tensão do gerador de indução configuração fukami
I_{gicf}	Corrente do gerador de indução configuração fukami
I_F	Corrente de campo do gerador síncrono
V_F	Tensão de campo do gerador síncrono
V_{CC}	Tensão em corrente contínua da fonte corrente contínua do controle de velocidade
V_{CCgif}	Tensão corrente contínua do gerador indução fukami
V_S	Tensão do estator do gerador síncrono
I_S	Corrente do estator do gerador síncrono
R_S	Resistência do estator do gerador síncrono
X_S	Reatância indutiva do estator do gerador síncrono
\emptyset	Fase
C_F	Capacitor Filtro

ABREVIATURAS E SIGLAS

IEEE	Instituto de Engenheiros Elétricista e Eletrônicos
VSC	Conversor de Fonte de Tensão (<i>Voltage Source Converter</i>)
AVR	Regulador automáticos de Tensão (<i>Automatic Voltage Regulator</i>)
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)

<i>pu</i>	Per unit
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse width modulated</i>)
CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
CAD	Conversor analógico digital
FPB	Filtro passa-baixa
rms	Root mean square
PI	Controle proporcional integral
LP	Filtro passa baixa (<i>low pass</i>)
PMG	Gerador de Ímã Permanente (<i>Permanent Magnet Generator</i>)
GICF	Gerador de Indução na configuração Fukami
MCC	Motor de corrente contínua
GI	Gerador de indução
GITA	Gerador de indução Trifásico Autoexcitado
GMG	Grupo moto-gerador
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
NBR	Norma Brasileira
A/D	Analógico para Digital
RPM	Rotação Por Minuto
MIT	Motor de Indução Trifásico
GST	Gerador Síncrono Trifásico
DSP	Processador de Sinal Digital (<i>digital signal processor</i>)
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Metal-Óxido-Semicondutor (<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
IDE	Ambiente de Desenvolvimento Integrado (<i>Integrated Development Environment</i>)
Arduino	Plataforma eletrônica de prototipagem

CAPÍTULO I

1 INTRODUÇÃO

1.1 APRESENTAÇÃO

O cenário de geração de energia elétrica no Brasil e no mundo é predominantemente composto por máquinas síncronas. Isso se deve ao fato de que essa forma de geração pode ser facilmente integrada em paralelo com um sistema elétrico de potência (VANÇO et al., 2017).

Esses geradores são amplamente utilizados em muitos países, interligados por meio de linhas de transmissão, e podem ser alimentados por diversas fontes primárias, como hidráulica, gás, eólica, entre outras. A energia gerada é então distribuída para cargas em várias áreas, muitas vezes a distâncias de milhares de quilômetros.

No entanto, a utilização desses geradores não se limita apenas aos grandes sistemas de distribuição. Eles também podem ser empregados em sistemas isolados e em áreas de difícil acesso, onde os custos de instalação de linhas de transmissão seriam proibitivos, especialmente ao se considerar grupos geradores a diesel. Esses grupos geradores são frequentemente utilizados como unidades de emergência para fornecer energia a indústrias, hospitais, shoppings, centros de convenções, entre outros (FITZGERALD; KINGSLEY JR; UMANS, 2005) (SEN, 2013).

Uma crise, como a ocorrida em 2015, caracterizada por uma longa estiagem e baixos níveis de reservatórios, levaram o setor elétrico a estar em alerta máximo. As consequências dessas crises levaram o país à beira de um racionamento de energia, além de resultar em um aumento significativo nas tarifas de energia (CORREA DA SILVA; De MACHI NETO; SILVA SEIFERT, 2016).

A solução encontrada, especialmente durante a crise de 2015, tanto em termos técnicos quanto financeiros, foi a utilização de grupos geradores a diesel em sistemas de emergência e em operações isoladas. Preferencialmente, esses grupos são acionados durante picos de demanda em indústrias e estabelecimentos comerciais, com o objetivo de aumentar a confiabilidade no fornecimento de energia e, ao mesmo tempo, reduzir os custos de produção de energia, especialmente durante períodos de alta demanda (BEST et al., 2007) (FARAH; WHALEY; SAMAN, 2016).

Segundo dados fornecidos pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), houve uma expansão na geração síncrona isolada em resposta às preocupações de vários perfis de usuários, incluindo residências, estabelecimentos comerciais e outros, diante do cenário crítico de 2015 e da ameaça de possíveis apagões (VANÇO et al., 2016). Esses equipamentos ainda são predominantemente encontrados nesses locais.

Além disso, a ocorrência da estiagem de 2019 foi outro exemplo, onde as termoeletricas, foram acionadas, resultando em um aumento nos custos da tarifa de energia elétrica. Esse evento evidenciou ainda mais a necessidade de garantia de confiabilidade, que é proporcionada por esse sistema de geração.

Com o constante aumento nas tarifas de energia elétrica no Brasil nas últimas décadas, e a falta de perspectivas de mudança dessa realidade (EBC, 2019), a utilização de grupos geradores síncronos vem se tornando popular. Esses grupos utilizam máquinas primárias baseadas em motores ciclo Otto e diesel. Embora esses sistemas tenham um custo elevado em comparação com os sistemas hidrelétricos, devido não apenas à compra e manutenção preventiva dos geradores, mas também ao preço elevado do combustível, principalmente em pequenas demandas, sua utilização é justificada, uma vez que operam apenas nos horários de pico de consumo de energia elétrica, onde a tarifa é mais elevada, tornando essa alternativa viável.

No gerador síncrono, a regulação da tensão gerada é realizada pela variação da corrente de campo fornecida ao enrolamento de campo no rotor, que é denominado sistema de excitação. Os sistemas de excitação têm a função de fornecer corrente contínua para o enrolamento de campo e, combinados com um sistema de controle, realizam a regulação da tensão do terminal e da potência reativa entregue pelo gerador (NEVES, 2013).

O controle da geração de tensão nos terminais do enrolamento do estator do gerador síncrono é realizado por um sistema de controle de tensão automático, o AVR (*Automatic Voltage Regulator*), que utiliza uma tensão amostrada em seus terminais para ajustar a tensão gerada por meio de seu sistema de excitação no enrolamento de campo do rotor. Segundo Kundur, os sistemas de excitação dos Geradores Síncronos (GS) podem ser classificados como excitação de Corrente Contínua (CC), Corrente Alternada (CA) e estática (ST) (KUNDUR, 1993).

O sistema de excitação de CC utiliza uma máquina de corrente contínua, um gerador CC, denominado excitatriz CC, que fornece a corrente de controle de campo do gerador síncrono (GS). Essa corrente é fornecida ao GS por meio de escovas ou anéis ligados ao

enrolamento de campo do rotor. Esses sistemas de excitação foram os primeiros a serem utilizados, entre as décadas de 1920 e 1960, mas perderam preferência em meados da década de 1960, sendo substituídos por sistemas de excitação de CA (KUNDUR, 1993).

Neste sistema, o AVR realiza o controle da tensão por meio da corrente de campo do gerador CC, que é aplicada no enrolamento de campo do rotor do GS para realizar o controle da excitação.

No sistema de excitação por CA, utiliza-se uma excitatriz CA, uma máquina síncrona de pequeno porte, para fornecer a corrente de campo do GS e controlar a tensão nos terminais do gerador. Essa excitatriz CA possui seu enrolamento de campo no estator e armadura no rotor, geralmente acoplada ao mesmo eixo do gerador síncrono. A tensão é fornecida ao campo do GS por meio de escovas e anéis deslizantes, utilizando um sistema de retificadores controlados ou não controlados. Este sistema retifica a tensão CA gerada nos terminais da excitatriz para gerar a tensão de CC, que alimenta o enrolamento de campo do rotor do gerador síncrono. Um sistema de controle, a partir de uma amostra da tensão gerada, regula a tensão aplicada no circuito de campo por meio do AVR, que varia a corrente de campo da excitatriz CA através de um chopper (conversor CC) para manter o sistema regulado (CHEN et al., 2016).

Em sistemas que utilizam tiristores, a mudança na tensão de excitação do gerador é mais rápida, pois o AVR atua no ângulo de disparo do tiristor. Assim, além de retificar a tensão proveniente da excitatriz CA, o tiristor também controla a tensão fornecida ao campo do gerador (CHEN et al., 2016).

Outro é o rotativo, onde o retificador é interligado diretamente no enrolamento de campo do gerador síncrono, eliminando a necessidade de escovas ou anéis rotativos. Este sistema, conhecido como sistema *brushless*, reduz os custos de manutenção, pois não requer anéis e escovas rotativas.

No sistema de excitação estático, não há necessidade de excitatrizes. A corrente de excitação do gerador síncrono é fornecida diretamente ao campo através de retificadores estáticos controlados, embora seja necessária a utilização de escovas e anéis rotativos. A alimentação da excitação pode ser realizada pelo próprio gerador síncrono, utilizando transformadores de rebaixamento, que são conectados aos barramentos auxiliares do sistema.

Esta configuração utiliza um transformador no barramento para reduzir a tensão, que é então interligado a um retificador trifásico. Em conjunto com um AVR, que controla o ângulo dos tiristores, isso gera uma tensão contínua e controlada, que é fornecida para a excitação de campo do gerador síncrono, aplicada usando escovas para controlar a tensão gerada. Esta

topologia possui um tempo de resposta rápido na regulação de tensão, mas devido à presença de escovas ou anéis deslizantes, requer manutenção constante (SUH e LIPO, 2017).

Também é discutido em Barakat et al. (2012) um sistema de excitação que utiliza um conversor com tiristores, porém, enfrenta alguns problemas relacionados à qualidade da energia. A topologia sugerida consiste em um conversor fonte de tensão VSC (*Voltage Source Converter*) com seis IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), um chopper de meia ponte e um transformador abaixador. O processo de chaveamento dos IGBTs é controlado por um sinal PWM (*Pulse Width Modulation*), sendo esse chaveamento executado por um sistema computacional DSP (*digital signal processor*). O conversor VSC é conectado aos terminais do transformador de baixa tensão, e a saída do VSC está interligada ao chopper e a um capacitor. Os terminais de saída do chopper fornecem a corrente de excitação para o controle de campo do gerador síncrono (BARAKAT et al., 2012).

Outra topologia de sistema de excitação amplamente empregada na indústria, conforme apresentado em Sudjoko e Darwito (2017), é a utilização de conversores Buck CC-CC. O conversor Buck converte uma alta tensão CC de entrada para uma baixa tensão CC de saída. Neste sistema, a tensão de entrada é obtida do barramento auxiliar e é utilizada no sistema de chaveamento, que emprega MOSFETs (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*) ou IGBTs para realizar a regulação da tensão de saída, aplicada ao controle da excitação de campo. Em sistemas de alta potência, é mais comum a utilização de IGBTs como componentes de chaveamento (SUDJOKO e DARWITO, 2017).

Quanto aos grupos geradores a diesel, um dos sistemas de destaque em termos de desempenho é o sistema de geração utilizando um gerador de CC, conhecido como gerador de ímã permanente PMG (*Permanent Magnet Generator*), que é uma das formas mais reconhecidas de excitação para esse tipo de grupo gerador.

Neste sistema de excitação, um pequeno gerador de ímã permanente é instalado no mesmo eixo do gerador principal. Como mencionado anteriormente, o AVR garante a suplementação das necessidades do campo do GS, controlando a tensão de campo do PMG. Essa configuração assegura uma isolação do sistema de geração principal, fornecendo uma fonte de energia confiável enquanto o eixo do gerador estiver em movimento.

Segundo Laliberte (2014) sistema de excitação PMG possui uma série de benefícios significativos para partidas de motores e situações de carga não linear. Ele fornece uma corrente de curto-circuito sustentada durante condições de falta, garantindo uma resposta eficaz até que a falha seja corrigida. Além disso, as cargas não lineares não afetam o fornecimento de energia

para a excitação, eliminando a dependência do magnetismo residual. Ele também oferece isolamento em condições transitórias elevadas durante partidas de motores, o que, de outra forma, limitaria a capacidade do AVR de fornecer excitação total para restaurar a tensão e o torque rapidamente para alcançar a velocidade necessária (LALIBERTE, 2014).

Este sistema de excitação gera o campo magnético no rotor principal ao passar uma corrente contínua por meio de seus enrolamentos. Existem dois métodos principais para gerar essa corrente contínua: Excitação Direta e Excitação Indireta. No método de excitação direta, a corrente contínua regulada é entregue diretamente para o rotor principal por meio de escovas e anéis coletores. Essa conexão direta permite que o sistema forneça grandes correntes contínuas, proporcionando um desempenho robusto em cargas de partida de motores ou cargas transitórias (SNYDER, 2020).

Segundo Snyder (2020), a maioria dos geradores modernos utiliza o sistema de excitação indireta, também conhecido como geradores sem escovas, que eliminam as escovas. Esses sistemas requerem um excitador separado para ser conectado ao eixo do rotor principal do GS, gerando a CC necessária para criar o campo magnético no gerador. O excitador sem escovas possui um estator que produz o campo magnético, enquanto seu rotor girando dentro deste campo gera uma CA. Essa CA é então retificada por uma ponte retificadora, conectada ao eixo do rotor principal, para ser convertida em CC e gerar o campo magnético dentro do rotor principal. Nesse sistema, o AVR gera e controla a tensão necessária no estator da excitatriz.

É fundamental destacar que a fonte de tensão que alimenta o AVR é crucial para determinar o desempenho do sistema, especialmente durante partidas de grandes cargas ou em casos de curto-circuito. Se o regulador estiver interligado com o enrolamento principal do gerador, isso pode gerar dificuldades para o sistema. Portanto, o sistema de excitação é geralmente mantido separado para evitar tais problemas.

Dessa forma, na excitação indireta também é utilizado o sistema de excitação PMG, que como já descrito é adicionado ao mesmo eixo do rotor principal, separado do sistema de geração principal. Essa excitatriz auxiliar, comumente chamada de PMG, possui ímãs permanentes em seu rotor, os quais, ao girarem, geram um campo magnético no estator para produzir a energia necessária a ser utilizada pelo AVR. Assim, o AVR pode fornecer a energia necessária sem ser influenciado por perturbações no sistema principal de geração.

Nesse sistema, o gerador PMG fornece energia para o AVR, que por sua vez a regula e a direciona para outra excitatriz chamada de excitatriz principal. Esta última está interligada ao

eixo do gerador principal, recebendo corrente contínua no estator do AVR. Essa corrente contínua gera um campo para o rotor, o qual, por sua vez, produz uma tensão alternada retificada para fornecer outra corrente contínua. A ponte retificadora, que é rotativa, está localizada no corpo da excitatriz e se interliga com o rotor principal. Este recebe a corrente contínua para gerar o campo principal do sistema de geração, fornecendo energia através de seu estator, onde as cargas estão conectadas.

O sistema PMG tem uma resposta rápida a diversas cargas, como partidas de motores, pois é capaz de aumentar o fornecimento de corrente independentemente do sistema principal de geração. Além disso, em casos de falhas no sistema principal de geração, pode fornecer mais corrente para sustentação, tornando sua utilização mais indicada para geradores diesel em locais onde a segurança na geração de energia é crucial, como hospitais, por exemplo.

Embora o PMG seja eficiente no controle de excitação entre os sistemas de controle de excitação nos grupos geradores diesel, sua construção envolve ímãs de alta eficiência, fabricados com elementos químicos tratados com Terras Raras (TR). O termo "*Terras Raras*" refere-se a 17 elementos químicos metálicos, incluindo escândio, ítrio e a série de lantanídeos. Esses elementos ocorrem naturalmente, com destaque para o promécio. Os ímãs produzidos, especialmente o *neodímio-ferro-boro* (NdFeB) utilizados na construção desses geradores, fazem amplo uso de neodímio. As operações para o processo de produção de óxidos e fabricação de ímãs permanentes de TR variam de acordo com as rotas tecnológicas, sendo intensivas em consumo de água e energia.

No entanto, é importante considerar que o trabalho de Marx et al. (2018) identificou que a utilização de produtos químicos no processo de eletrólise em suas diversas etapas, juntamente com o uso de solventes, causa impactos ambientais significativos, assim como o autoconsumo de energia. Essa conexão entre os processos de fabricação dos ímãs e os desafios ambientais ressalta a necessidade de desenvolver técnicas mais sustentáveis para a produção desses componentes essenciais para os geradores.

Outros estudos também investigam a utilização de ímãs permanentes em suas estruturas, sempre levando em consideração a preocupação com os custos e problemas ambientais, apesar de demonstrarem eficiência em seus resultados. Um exemplo são as máquinas síncronas com ímã permanente, que podem operar tanto como motores quanto como geradores.

Em Xiaogang e Lipo (1999), é apresentado um estudo com o uso de uma máquina síncrona de ímã permanente, na qual os ímãs estão no rotor da máquina em conjunto com o enrolamento, permitindo que opere em ambas as funções. Demonstra-se que essa configuração

pode operar em alta velocidade com capacidade de enfraquecimento do campo, além de oferecer potencial de alta eficiência e alta densidade de potência devido ao uso do ímã permanente. No entanto conforme o autor, apesar dos ganhos de potência, eficiência e confiabilidade, os custos adicionais associados à construção do rotor podem torná-la menos competitiva em comparação com motores de indução de alta potência.

Sousounis et al. (2015) também apresentam o uso de máquinas síncronas de ímã permanente como geradores síncronos, comparando-os com geradores de indução com gaiola de esquilo em sistemas de conversão de corrente de maré com conversores (*onshore*) em terra. O trabalho destaca que, em geral, os custos dos geradores síncronos de ímã permanente são mais elevados em comparação com o design simples dos geradores de indução com gaiola de esquilo e que são necessárias configurações específicas para que os custos sejam comparáveis.

Yousefi-Talouki et al. (2018) propõem um esquema de controle sem sensores para acionamento de motores de relutância síncrona, baseado no método de controle vetorial de fluxo direto (DFVC), como uma alternativa aos motores de indução. Este trabalho destaca a incerteza em relação aos preços dos materiais de terras raras usados em máquinas de ímã permanente, posicionando esse motor como uma possível solução econômica para motores equivalentes de ímã permanente.

O trabalho de Boldea et al. (2014) discute os sistemas de propulsão de veículos híbridos e elétricos, que frequentemente utilizam materiais de ímã permanente de terras raras. O artigo analisa os desafios associados ao alto custo, ao monopólio virtual, à potencial escassez devido ao uso intensivo e às preocupações ambientais. Além disso, os autores abordam os esforços dos fabricantes para reduzir a quantidade de materiais de terras raras utilizados, mantendo a eficiência e o desempenho oferecidos pelas máquinas de ímã permanente de terras raras, apresentando diversas formas de arranjos para atender a esse objetivo.

Todos esses trabalhos demonstram a preocupação na questão ambiental e financeira com utilização dos ímãs permanentes de alta eficiência. E sempre abrindo possibilidades de desenvolvimentos alternativos.

A máquina de indução trifásica em gaiola de esquilo despertou interesse nas comunidades científica e industrial devido à sua robustez construtiva, design simples, baixa necessidade de manutenção, alta densidade de potência e custo reduzido (SILVA et al., 2018). Essas características tornam o motor de indução uma opção viável para aplicações em atuadores ou sistemas de geração de energia elétrica (SILVA et al., 2016) (SINGH, 2004).

No entanto, ao contrário dos geradores síncronos, os geradores de indução não possuem um circuito que crie um campo autoexcitado, o que significa que precisam de uma fonte de energia reativa externa para funcionar. Essa fonte pode ser fornecida pela rede elétrica ou por um banco de capacitores dimensionado adequadamente e conectado aos terminais da máquina (SILVA et al., 2018).

Uma outra abordagem para a geração de energia utilizando geradores de indução é a utilização de motores monofásicos. No entanto, os geradores de indução monofásicos têm pouca aplicabilidade prática devido à sua regulação de tensão inerentemente pobre (FUKAMI et al., 1995). Especificamente, surge um problema em condições de carga indutiva devido à instabilidade do sistema de excitação, causada pela conexão de um único capacitor externo em paralelo com o enrolamento do estator do gerador de indução monofásico (BASSET e POTTER, 1935) (SINGH et al., 1988).

Quanto aos geradores de indução bifásicos, são notáveis questões relacionadas à densidade de potência, flutuações de potência, vibração e ruído (BOLDEA, 2005). Uma alternativa prática para a saída monofásica é a utilização de geradores de indução trifásicos com alto grau de simetrização de fases, com potência acima de 2 a 3 kW por unidade (BOLDEA, 2005). Dentre as configurações propostas, destaca-se a configuração Fukami, que consiste em uma máquina de indução trifásica do tipo gaiola de esquilo conectada a três capacitores externos, dispostos em série e em paralelo com o enrolamento do estator. Essa configuração tem como objetivo fornecer energia elétrica para uma carga monofásica, além de proporcionar uma característica de autorregulação e um sistema de autoexcitação estável. Dessa forma, no gerador de indução autoexcitado monofásico com capacitores baseado nesse esquema, observa-se uma boa regulação de tensão tanto para cargas resistivas quanto para cargas indutivas, sem a necessidade de controle (FUKAMI et al., 1995).

Essa configuração do gerador de tensão trifásico autoexcitado operando como gerador monofásico também pode ser vista demonstrada em alguns estudos que são apresentados a seguir. Em Kim et al. (2017), é apresentada a configuração de um gerador monofásico off-grid utilizando uma máquina de indução trifásica em gaiola de esquilo. Na estrutura proposta, os três enrolamentos da máquina de indução são separados; dois dos enrolamentos são excitados por duas fontes de excitação independentes, e o enrolamento restante é conectado à carga. A configuração utiliza dois inversores para excitação, o que, segundo o autor, permite uma potência nominal reduzida para ambos e flexibilidade de controle. Segundo o autor, foram realizadas somente simulações, e esse novo gerador é adequado para sistemas de energia

renovável, sendo apresentado o seu modelo matemático descrevendo o seu comportamento dinâmico, embora a regulação de tensão precise de melhorias.

Em Nakorn et al. (2021), é apresentado um gerador de tensão trifásico autoexcitado operando como gerador de tensão monofásico tipo gaiola de esquilo, com uma configuração utilizando o capacitor entre dois enrolamentos para excitação, inicialmente utilizando um capacitor de valor maior para excitação, depois diminui-se essa capacitância de excitação. Foram realizados testes com cargas lineares e não lineares e a inserção de um capacitor em paralelo com a carga para fornecer reativo. Realizaram o estudo de harmônicos para carga não linear e a mudança de tensão quando da mudança de carga. Os resultados demonstraram que mesmo com capacitor para fornecer reativo, não foi suficiente para manter a tensão na configuração apresentada.

Em Yukhalang et al. (2023), é apresentado um estudo de um GIT operando como gerador monofásico utilizando compensador var (volt-ampere reativo), interligando a carga linear e não linear. O modelo foi testado em simulação e ensaio experimental, e segundo os autores, ao utilizar o var, conseguiram manter a tensão sem necessidade de capacitores adicionais junto ao capacitor de excitação. Porém, foi constatado que o controle de tensão com var causou harmônicos. Os autores descrevem a necessidade de filtro para melhorar os harmônicos.

Em Yukhalang et al. (2015), analisa-se o desempenho de um GIT operando como um gerador de indução monofásico conectado à rede, utilizando capacitor com controle eletrônico. A avaliação do desempenho foi realizada por meio de simulações, nas quais o gerador é conectado em delta, com uma fonte primária simulando um sistema eólico de velocidade variável, e configurado para operar como monofásico conectado a um capacitor externo com controle eletrônico. Os resultados apresentados pelos autores mostram que o sensor de tensão do controle eletrônico do capacitor pode melhorar o desempenho no fluxo de potência da rede, demonstrando um desempenho satisfatório para áreas rurais e remotas.

Outros trabalhos que realizaram estudos dessa configuração do GIT operado como gerador de indução monofásico também podem ser citados, como Chan (1998), Chatterjee e Chatterjee (2016), Gao et al. (2014), Yaw-Juen Wang e Ming-Hsueh Lee (2012) e Fukami et al. (1999).

Essa diversidade de abordagens e resultados fornece subsídios importantes para a fundamentação da proposta que será discutida no próximo item, especialmente no contexto de sistemas de geração isolada acionados por grupo motor gerador.

1.2 MOTIVAÇÕES

Como discutido anteriormente, os grupos geradores desempenham um papel crucial na garantia da segurança energética do sistema atual. Além disso, há uma crescente preocupação ambiental voltada para a preservação da natureza, e as características técnicas previamente abordadas reforçam a importância de explorar alternativas inovadoras. Nesse contexto, esta tese apresenta a utilização de uma excitatriz para o grupo moto-gerador (GMG), empregando um GITA com rotor gaiola de esquilo como um gerador de indução monofásico com a conexão Fukami.

A proposta visa substituir a excitatriz PMG pelo uso do GITA como um gerador de indução monofásico com a conexão Fukami. Assim como as excitatrizes PMG, que são acopladas ao mesmo eixo da máquina síncrona principal, esta excitatriz proposta também será acoplada ao mesmo eixo. A velocidade síncrona poderia apresentar um desafio para esta proposta com relação ao fornecimento de potência. No entanto, para contornar essa questão, a excitatriz proposta utiliza um gerador de indução de 6 polos. Esse gerador operará em velocidade síncrona, o que fará com que a tensão gerada tenha uma frequência superior. Essa tensão é então retificada por uma ponte de diodos, filtrada e controlada, sem afetar a tensão entregue à máquina principal para o controle de campo. Ainda assim, há a necessidade de utilização das escovas da máquina síncrona para fornecer a tensão de controle ao gerador. No entanto, considerando a argumentação da proposta, essa solução se mostra viável, uma vez que a máquina de indução pode apresentar um custo menor em relação ao PMG.

Para o controle da tensão do gerador por meio dessa excitatriz, é construído um controlador que utiliza um circuito eletrônico de instrumentação para atenuação da tensão, um filtro passa-baixa e um microcontrolador responsável por converter essa tensão, compará-la e, por meio de uma rotina PI implementada na programação da IDE Arduino, gerar o sinal PWM para controlar o chaveamento. O chaveamento é realizado utilizando um circuito eletrônico tipo driver, que amplifica o sinal e realiza o acionamento do IGBT.

Além disso, para o controle de velocidade do sistema de geração, também é construído um controlador utilizando um circuito eletrônico com dois sensores Hall no eixo do gerador. Esses sensores geram dois pulsos que informam a rotação ao microcontrolador. O microcontrolador, então, compara a rotação com uma referência, utilizando uma rotina PI implementada na programação da IDE Arduino, para gerar o sinal PWM que controla o

chaveamento. O circuito eletrônico tipo driver amplifica o sinal e realiza o chaveamento do IGBT, garantindo o controle da velocidade da máquina primária.

Diante do cenário atual da literatura, a proposta de utilizar um sistema de geração com um gerador de indução de 6 polos na conexão Fukami como excitatriz para GMG é inédita. É dentro deste contexto que se insere a proposta apresentada nesta tese.

1.3 OBJETIVOS

O principal objetivo desta tese é apresentar os resultados experimentais e computacionais da proposta de utilização de um novo sistema de excitatriz, empregando um gerador de indução monofásico autoregulado utilizando uma máquina de indução trifásica no mesmo eixo da máquina principal para GMG, em substituição às excitatrizes PMG.

Para demonstrar a eficiência do sistema de excitatriz para GMG, será aplicada carga dinâmica e resistiva, a fim de verificar o perfil de resposta do sistema de geração. A proposta utilizará uma máquina síncrona de 3kVA e uma máquina de indução de 0,37 kW e 6 polos acoplada no mesmo eixo para desempenhar a função de excitatriz.

Com base nos resultados obtidos, pretende-se demonstrar que o sistema proposto é viável para substituir a excitatriz PMG em GMGs síncronos, cujos motores podem utilizar diesel ou gás.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Essa tese está organizada de acordo com a seguinte estrutura:

- No Capítulo 2, é realizado o estudo do estado da arte sobre a modelagem matemática nas coordenadas $dq0$ para a máquina de indução, o gerador de indução autoexcitado e o gerador de indução monofásico autoregulado e autoexcitado na configuração Fukami. Também é apresentado o estudo, nas coordenadas $dq0$, da máquina síncrona de polos salientes e do gerador síncrono.

- No Capítulo 3, é abordado o detalhamento quanto ao funcionamento do Gerador de indução Fukami para substituição de excitatrizes rotativas PMG em geradores síncronos em grupo diesel, com suas condições de funcionamento e suas características construtivas.
- No Capítulo 4, é realizada a análise dos resultados obtidos através de simulação e ensaios experimentais.
- Por fim, as conclusões dessa tese e propostas para trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo 5.

CAPÍTULO II

2 FUNDAMENTOS, ANÁLISE E MODELAGEM MATEMÁTICA DA MÁQUINA DE INDUÇÃO E MÁQUINA SÍNCRONA.

Este capítulo apresentará os fundamentos, análise e modelagem de máquinas de indução e máquina síncrona, sendo a máquina de indução e a máquina síncrona serão utilizadas como geradores conforme proposto nesse trabalho.

2.1 MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA

A máquina de indução é um conversor eletromecânico rotativo de energia, cujo princípio de funcionamento é baseado na produção de campos magnéticos girantes em seu entreferro (BIM, 2012). Essa máquina possui dois tipos de rotor, um bobinado e o outro tipo gaiola que será o foco deste estudo.

Conforme apresentado por Fitzgerald; Kingsley Jr; Umans (2006), a máquina de indução possui enrolamentos trifásicos convenientemente distribuídos nas ranhuras do estator de forma simétrica, enquanto o rotor possui barras solidas fundidas em suas ranhuras e curto circuitadas em suas extremidades, formando uma gaiola. As barras podem ser de alumínio, cobre ou latão.

Ao aplicar tensões trifásicas equilibradas aos enrolamentos do estator da máquina de indução, cria-se uma distribuição da força magnetomotriz que origina um campo magnético girante com certa velocidade síncrona, determinada pela frequência da tensão aplicada e pelo número de polos do enrolamento do estator. Quando esse campo magnético girante interage com o rotor, surgem tensões induzidas nas barras da gaiola, que, devido a estarem curto-circuitadas, geram circulação de correntes trifásicas, produzindo uma distribuição de força magnetomotriz, que origina outro campo magnético girante. Esse campo interage com campo magnético do estator, resultando em um conjugado na máquina de indução (SILVA, 2018).

Esse efeito da interação entre campo magnético do estator e o rotor é chamado de indução, fazendo com que o rotor não gire na mesma velocidade síncrona. A frequência elétrica das tensões induzidas e das correntes elétricas no rotor é determinada pela velocidade relativa entre velocidade do campo síncrono e a velocidade do rotor (BIM, 2012). Considerando que a

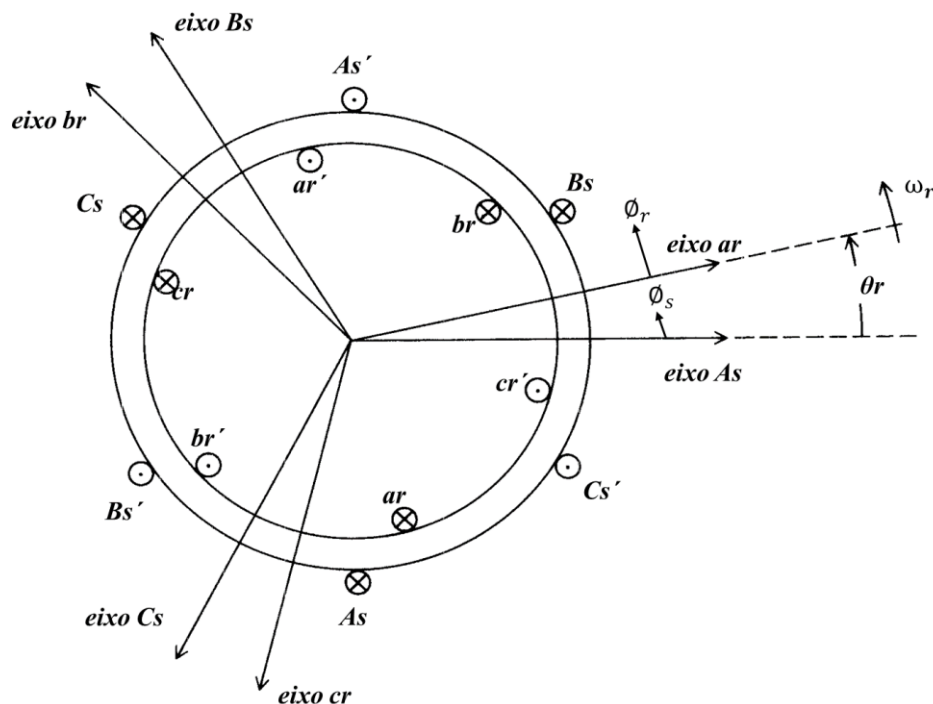
velocidade do rotor apresenta o mesmo sentido de rotação do campo girante do estator, a diferença entre essas velocidades é denominada de escorregamento. Isso faz com que a máquina de indução produza conjugado em velocidades acima e abaixo da velocidade síncrona. Ou seja, quando conectada a uma rede elétrica, se operar com velocidade abaixo da velocidade síncrona, funcionará como motor, e se operar com velocidade acima da velocidade síncrona, funcionará como gerador.

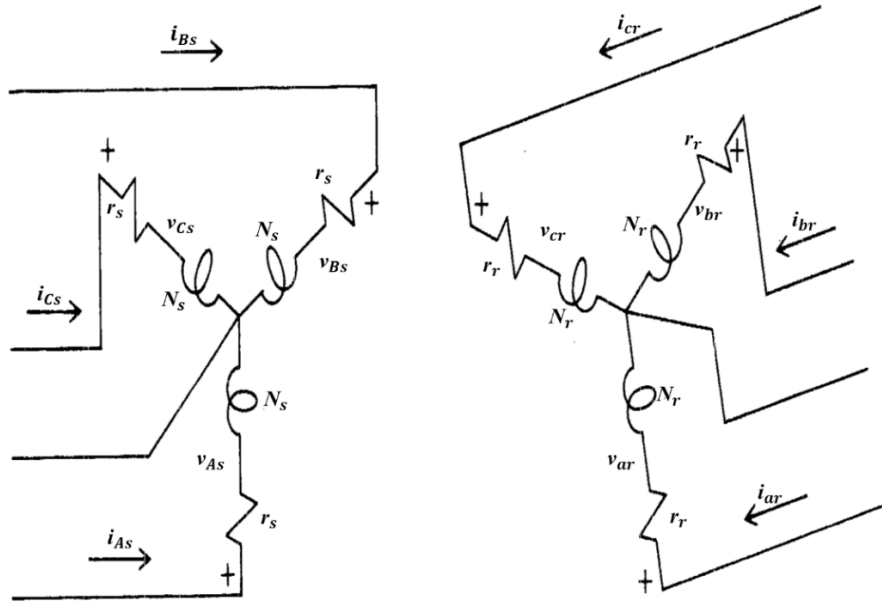
2.2 MODELAGEM MATEMÁTICA

A Modelagem matemática da máquina de indução é realizada baseada no equacionamento apresentado por Krause et al. (2013), o qual também é utilizado no modelo computacional implementado na ferramenta Simulink no software MATLAB[®]. Este modelo é empregado tanto para operação da máquina como motor quanto como gerador, sendo realizado no domínio $dq0$. A modelagem proposta por Krause et al. (2013) é descrita a seguir.

2.2.1 Equações elétricas

Figura 2.1 – Representação da distribuição dos eixos magnéticos e os enrolamentos trifásicos ligados em estrela de uma máquina de indução simétrica. Adaptado de (KRAUSE et al., 2013).





A Figura 2.1, representa uma máquina indução simétrica, com enrolamentos iguais e distribuição simétrica de 120° (igual $2\pi/3$ radianos) entre si, tanto nos seus enrolamentos do estator (s) (A, B, C_s) quanto do rotor (r) (a, b, c_r).

As equações das tensões para o rotor e o estator em uma máquina variável são expressas por (2.2.1) e (2.2.2):

$$\mathbf{v}_{ABCs} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{ABCs} + \frac{d\lambda_{ABCs}}{dt} \quad (2.2.1)$$

$$\mathbf{v}_{abcr} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{abcr} + \frac{d\lambda_{abcr}}{dt}. \quad (2.2.2)$$

As variáveis \mathbf{r}_s e \mathbf{r}_r são matrizes de resistências diagonais descritas por (2.2.3) e (2.2.4):

$$\mathbf{r}_s = \text{diag}[r_s \ r_s \ r_s] \quad (2.2.3)$$

$$\mathbf{r}_r = \text{diag}[r_r \ r_r \ r_r] \quad (2.2.4)$$

É utilizada uma função geral que é aplicada para transformações trigonométricas, onde seus eixos ($f_{A_s}, f_{B_s}, f_{C_s}$) e ($f_{a_s}, f_{b_s}, f_{c_s}$) coincidem com as direções positivas dos eixos magnéticos de cada enrolamento, conforme representado na Figura 2.1. Tem-se:

$$(\mathbf{f}_{ABCs})^T = [f_{A_s} \ f_{B_s} \ f_{C_s}] \quad (2.2.5)$$

$$(\mathbf{f}_{abc_r})^T = [f_{a_r} f_{b_r} f_{c_r}] \quad (2.2.6)$$

Onde f pode representar tensão, corrente, fluxo ou carga, e o subscrito T indica a transposição de uma matriz.

Considerando o sistema linear, os fluxos concatenados, dado pela interação do rotor e estator, podem ser expressos por (2.2.7):

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ABC_s} \\ \lambda_{abc_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ABC_s} \\ \mathbf{i}_{abc_r} \end{bmatrix} \quad (2.2.7)$$

Desprezando a dispersão mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor, tem-se as matrizes descritas em (2.2.8), (2.2.9) e (2.2.10). Onde \mathbf{L}_s e \mathbf{L}_r matrizes de indutâncias próprias dos enrolamentos do estator e rotor, respectivamente, \mathbf{L}_{sr} é a matriz de indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e do rotor.

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.2.8)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.2.9)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (2.2.10)$$

Nas equações (2.2.8), (2.2.9) e (2.2.10), L_{ls} e L_{ms} são as indutâncias de dispersão e magnetização do estator, enquanto L_{lr} e L_{mr} são as indutâncias de dispersão e magnetização do rotor, e L_{sr} é a indutância mútua entre o estator e o rotor.

Como máquina utilizada é do tipo com rotor de gaiola de esquilo, a equação (2.2.10), aparentemente, poderá não representar a indutância mútua entre o enrolamento do rotor, nesse caso uniformemente distribuído, e o enrolamento do estator distribuído de forma senoidal. No entanto, na maioria dos casos, um enrolamento uniformemente distribuído pode ser descrito através de sua componente senoidal e representado por um enrolamento trifásico equivalente. Nesse modelo simplificado, a máquina de indução é considerada como dispositivo linear, não considerando a saturação e, conseqüentemente, suas componentes harmônicas. Isso propicia uma análise adequada na maioria das aplicações.

As equações de tensão de uma máquina variável, com as variáveis do rotor sendo referidas para o enrolamento do estator, são dadas por:

$$\mathbf{i}'_{abc_r} = \frac{N_r}{N_s} \mathbf{i}_{abc_r} \quad (2.2.11)$$

$$\mathbf{v}'_{abc_r} = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{v}_{abc_r} \quad (2.2.12)$$

$$\boldsymbol{\lambda}'_{abc_r} = \frac{N_s}{N_r} \boldsymbol{\lambda}_{abc_r} \quad (2.2.13)$$

Como as indutâncias magnetizantes e mútua, estão associadas ao mesmo fluxo magnético, tem-se a relação:

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr}. \quad (2.2.14)$$

Definindo a indutância mútua referenciada para estator (2.2.15) e relacionando-a com (2.2.14), é obtida (2.2.16):

$$\mathbf{L}'_{sr} = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{L}_{sr} \quad (2.2.15)$$

$$\mathbf{L}'_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (2.2.16)$$

A indutância magnetização do rotor pode ser expressa como:

$$L_{mr} = \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms}. \quad (2.2.17)$$

Definindo (2.2.18), para referenciar a matriz de indutância do rotor para estator, e combinando com (2.2.9), tem-se (2.2.19):

$$\mathbf{L}'_r = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 \mathbf{L}_r \quad (2.2.18)$$

$$\mathbf{L}'_r = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.2.19)$$

Onde:

$$L'_{lr} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_{lr}. \quad (2.2.20)$$

As interações entre os fluxos, todos referenciados no estator, são agora definidos pela expressão (2.2.21):

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{ABC_s} \\ \boldsymbol{\lambda}'_{abc_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{sr} \\ (\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ABC_s} \\ \mathbf{i}'_{abc_r} \end{bmatrix} \quad (2.2.21)$$

As equações de tensão definidas em termos das variáveis da máquina e referidas ao enrolamento do estator agora é definida pela expressão (2.2.22):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{ABC_s} \\ \mathbf{v}'_{abc_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s + \frac{d\mathbf{L}_s}{dt} & \frac{d\mathbf{L}'_{sr}}{dt} \\ \frac{d(\mathbf{L}'_{sr})^T}{dt} & \mathbf{r}'_r + \frac{d\mathbf{L}'_r}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ABC_s} \\ \mathbf{i}'_{abc_r} \end{bmatrix} \quad (2.2.22)$$

Onde:

$$\mathbf{r}'_r = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 r_r. \quad (2.2.23)$$

2.2.2 Equação do Torque Elétrico pelas Variáveis da Máquina

A expressão da energia armazenada no campo de acoplamento de uma máquina de indução em um sistema magneticamente linear é dada por (2.2.24):

$$W_f = \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{ABC_s})^T \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{ABC_s} + (\mathbf{i}_{ABC_s})^T \mathbf{L}'_{sr} \mathbf{i}'_{abc_r} + \frac{1}{2} (\mathbf{i}'_{abc_r})^T \mathbf{L}'_r \mathbf{i}'_{abc_r} \quad (2.2.24)$$

A mudança de energia em sistema rotacional com uma entrada mecânica, em um sistema supostamente linear pode ser expressa como:

$$dW_m = -T_e d\theta_{rm} \quad (2.2.25)$$

Onde T_e é torque elétrico, positivo em ação motora, e θ_{rm} é o deslocamento angular real do rotor. A interação de fluxo, correntes, W_f e a energia de campo, são todas expressas em função do deslocamento angular elétrico do rotor θ_r . É dado por (2.2.26):

$$\theta_r = \left(\frac{P}{2}\right) \theta_{rm} \quad (2.2.26)$$

Onde P é número de polos da máquina. Reescrevendo a expressão da energia mecânica rotacional e combinando (2.2.25) e (2.2.26), tem-se:

$$dW_m = -T_e \left(\frac{2}{P} \right) d\theta_r \quad (2.2.27)$$

Dessa forma, o torque eletromagnético pode ser dado por:

$$T_e(\mathbf{i}, \theta_r) = \left(\frac{P}{2} \right) \frac{\partial W_c(\mathbf{i}, \theta_r)}{\partial \theta_r}. \quad (2.2.28)$$

Sendo W_f igual a co-energia de W_c e considerando o sistema magneticamente linear, e sabendo que \mathbf{L}_s e \mathbf{L}'_r não são funções de θ_r , ao substituir W_f na equação (2.2.24), pode-se estabelecer uma expressão para o torque, cujo resultado é em Newton metros (N.m) equação (2.2.29):

$$T_e = \left(\frac{P}{2} \right) (\mathbf{i}_{ABC_s})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\mathbf{L}'_{sr}] \mathbf{i}'_{abc_r} \quad (2.2.29)$$

Na sua forma expandida, (2.2.29) pode ser reescrita na forma (2.2.30):

$$T_e = - \left(\frac{P}{2} \right) L_{ms} \left\{ \begin{array}{l} \left[\begin{array}{l} i_{As} \left(i'_{ar} - \frac{1}{2} i'_{br} - \frac{1}{2} i'_{cr} \right) + i_{Bs} \left(i'_{br} - \frac{1}{2} i'_{ar} - \frac{1}{2} i'_{cr} \right) \\ + i_{Cs} \left(i'_{cr} - \frac{1}{2} i'_{br} - \frac{1}{2} i'_{ar} \right) \end{array} \right] \\ \sin\theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} [i_{As}(i'_{br} - i'_{cr}) + i_{Bs}(i'_{cr} - i'_{ar}) + i_{Cs}(i'_{ar} - i'_{br})] \cos\theta_r \end{array} \right\}. \quad (2.2.30)$$

Conforme descrito anteriormente e também na expressão (2.2.30), quando o valor de T_e é positivo, a ação é motora, e quando é negativo, a ação é geradora. O T_e pode ser expresso pela relação com a velocidade angular do rotor ω_r , conforme a equação:

$$T_e = J \left(\frac{2}{P} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + T_M \quad (2.2.31)$$

Onde:

- J - Momento de inércia do rotor [Kg.m²] ou [J.s²];
- T_M - Torque mecânico ou de carga [N.m];
- ω_r - Velocidade angular do rotor [rad/s].

É importante destacar, dependendo do objetivo do estudo, que as correntes apresentadas na Figura 2.1 são obtidas quando o valor do torque mecânico é positivo, indicando uma ação motora. Quando este valor de torque é negativo, os sentidos das correntes se invertem, refletindo uma ação geradora.

2.2.3 Equações de transformação do circuito do rotor e estator para variáveis de referência arbitrária.

As resoluções das equações nas coordenadas de fase (abc) são mais complexas. R. H. Park desenvolveu um modelo visando sistema de solução analítica simplificado, sendo denominada de transformada de Park, que é utilizada para análise de máquinas de indução. Neste modelo, é necessária transformar variáveis associadas aos enrolamentos do rotor, considerados simétricos de fases (abc), para o quadro de referência arbitrário $dq0$. A Figura 2.2 apresenta como se dá essa relação na forma trigonométrica, e sua resolução apresentada a seguir é (2.2.32):

$$\mathbf{f}'_{dq0r} = \mathbf{K}_r \mathbf{f}'_{abc_r} \quad (2.2.32)$$

Onde:

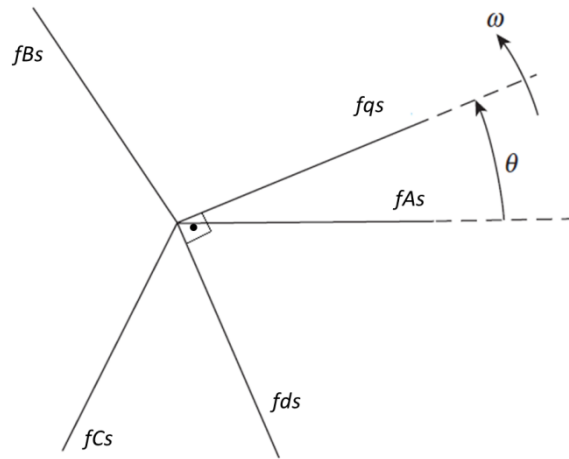
$$(\mathbf{f}'_{dq0r})^T = [f'_{qr} \ f'_{dr} \ f'_{0r}] \quad (2.2.33)$$

$$(\mathbf{f}'_{abc_r})^T = [f'_{ar} \ f'_{br} \ f'_{cr}]. \quad (2.2.34)$$

Neste contexto, \mathbf{f}'_{abc_r} representa o vetor das variáveis do rotor referenciadas ao estator que serão transformadas para os eixos $dq0$.

As mesmas equações de transformação apresentadas para o rotor são aplicáveis ao circuito do estator, agora utilizando o ângulo θ no lugar de β , onde θ representa o deslocamento da fase As e o eixo qs , conforme ilustrado na Figura 2.3, e ω é velocidade elétrica angular. Além disso, serão utilizadas as notações \mathbf{K}_s e $(\mathbf{K}_s)^{-1}$ para representar as equações de transformação do estator.

Figura 2.3 – Relação trigonométrica do circuito do estator para eixos de referência arbitrária “ dq ”. Adaptado de (KRAUSE et al., 2013).



2.2.4 Equações de tensão do rotor e estator, em variáveis de referência arbitrária.

As equações de tensão transformadas para as variáveis de referência arbitrária $dq\theta$, para estator (2.2.39) e rotor (2.2.40), são:

$$\mathbf{v}_{dq0s} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{dq0s} + \omega \boldsymbol{\lambda}_{dq0s} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0s}}{dt} \quad (2.2.39)$$

$$\mathbf{v}'_{dq0s} = \mathbf{r}'_r \mathbf{i}'_{dq0r} + (\omega - \omega_r) \boldsymbol{\lambda}'_{dq0r} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}'_{dq0r}}{dt} \quad (2.2.40)$$

Onde:

$$(\lambda_{dqs})^T = [\lambda_{ds} \quad -\lambda_{qs} \quad 0] \quad (2.2.41)$$

$$(\lambda'_{dqr})^T = [\lambda'_{dr} \quad -\lambda'_{qr} \quad 0] \quad (2.2.42)$$

A partir da equação (2.2.21), que expressa as interações dos fluxos nas variáveis (ABC_s) e (abc_s) , e utilizando a equação de transformação (2.2.32) para o estator e rotor, como já mencionado no item anterior, e substituindo na equação (2.2.21), obtém-se as equações de interação entre fluxos de um sistema magneticamente linear, que é apresentado em (2.2.43):

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dq0s} \\ \lambda'_{dq0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_s \mathbf{L}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} & \mathbf{K}_s \mathbf{L}'_{sr} (\mathbf{K}_r)^{-1} \\ \mathbf{K}_r (\mathbf{L}'_{sr})^T (\mathbf{K}_s)^{-1} & \mathbf{K}_r \mathbf{L}'_r (\mathbf{K}_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq0s} \\ \mathbf{i}'_{dq0r} \end{bmatrix} \quad (2.2.43)$$

Com a equação de \mathbf{L}_s (2.2.8), e utilizando as equações de transformação, tem-se:

$$\mathbf{K}_s \mathbf{L}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (2.2.44)$$

Onde:

$$L_M = \frac{3}{2} L_{ms}. \quad (2.2.45)$$

Com a equação de L'_r (2.2.19), que é similar em forma a L_s , tem-se:

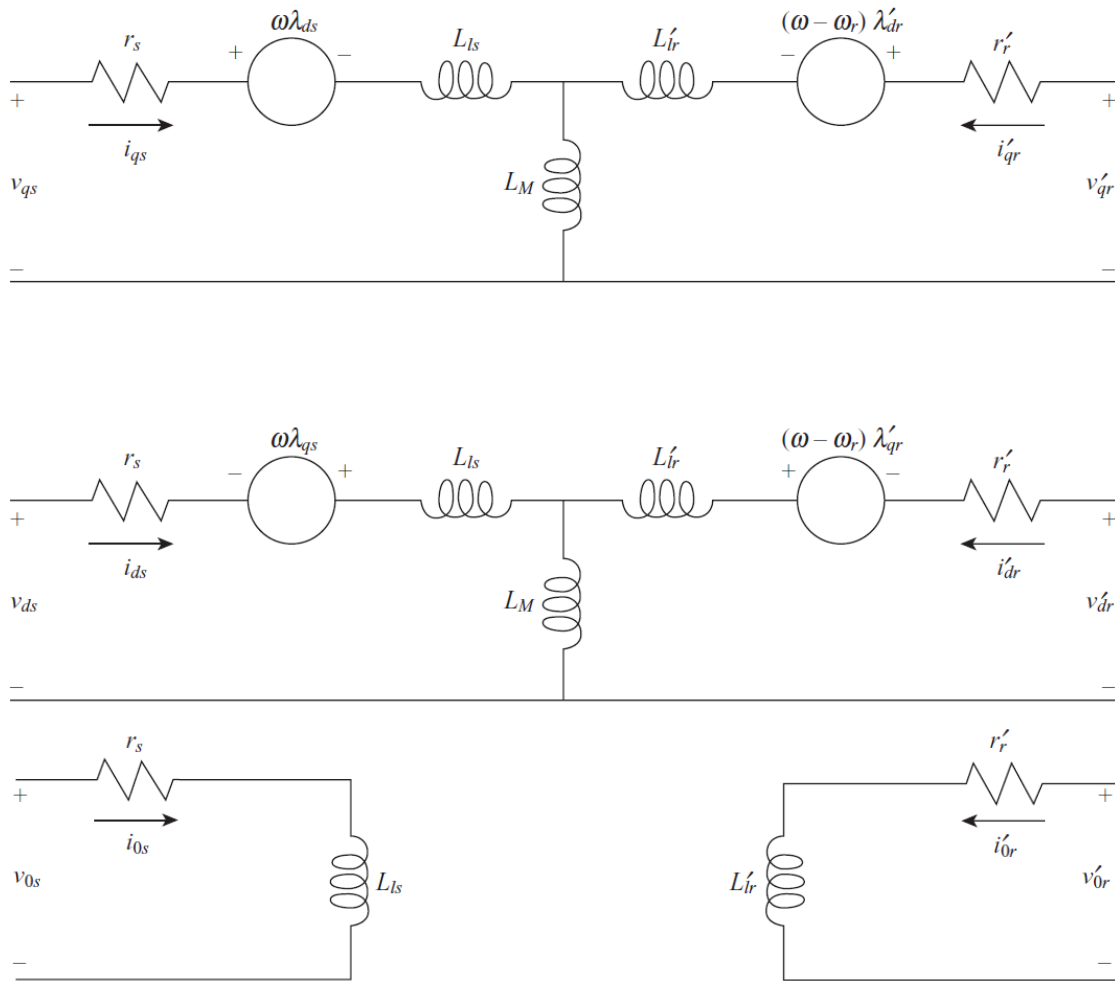
$$\mathbf{K}_r \mathbf{L}'_r (\mathbf{K}_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \quad (2.2.46)$$

E também:

$$\mathbf{K}_s \mathbf{L}'_{sr} (\mathbf{K}_r)^{-1} = \mathbf{K}_r (\mathbf{L}'_{sr})^T (\mathbf{K}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.2.47)$$

As equações de tensão também podem ser escritas na forma expandida, utilizando as equações (2.2.39) e (2.2.40). A Figura 2.4 representa as equações de tensão (2.2.47) a (2.2.53) de uma máquina de indução simétrica trifásica.

Figura 2.4 – Circuito equivalente em referência arbitrária de uma máquina de indução simétrica trifásica. (KRAUSE et al., 2013).



$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \quad (2.2.48)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (2.2.49)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d\lambda_{0s}}{dt} \quad (2.2.50)$$

$$v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + \frac{d\lambda'_{qr}}{dt} \quad (2.2.51)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + \frac{d\lambda'_{dr}}{dt} \quad (2.2.52)$$

$$v'_{or} = r'_r i'_{or} + \frac{d\lambda'_{or}}{dt} \quad (2.2.53)$$

Substituindo as equações (2.2.44), (2.2.46), e (2.2.47) em (2.2.43), será obtida as equações do fluxo concatenado na forma expandida de (2.2.54) a (2.2.59):

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.2.54)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.2.55)$$

$$\lambda_{0s} = L_{ls} i_{0s} \quad (2.2.56)$$

$$\lambda'_{qr} = L'_{lr} i'_{qr} + L_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.2.57)$$

$$\lambda'_{dr} = L'_{lr} i'_{dr} + L_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.2.58)$$

$$\lambda'_{or} = L'_{lr} i'_{or} \quad (2.2.59)$$

Como o modelo da máquina de indução e o sistema de energia são calculados com valores por unidade (pu), conveniente expressar as equações de tensão e fluxo concatenado em termos de reatância. Dessa forma (2.2.48) a (2.2.53), serão reescritas como:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qs}}{dt} \quad (2.2.60)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{ds}}{dt} \quad (2.2.61)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{0s}}{dt} \quad (2.2.62)$$

$$v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{dr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi'_{qr}}{dt} \quad (2.2.63)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} - \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{qr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi'_{dr}}{dt} \quad (2.2.64)$$

$$v'_{or} = r'_r i'_{or} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi'_{or}}{dt} \quad (2.2.65)$$

Além disso, ω_b , a velocidade elétrica angular de base, é utilizada para calcular as reatâncias indutivas. Portanto, o fluxo concatenado descrito em (2.2.54) a (2.2.59), agora com esta alteração, torna-se o fluxo concatenado por segundo, expresso em unidades de volts.

$$\psi_{qs} = X_{ls} i_{qs} + X_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.2.66)$$

$$\psi_{ds} = X_{ls} i_{ds} + X_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.2.67)$$

$$\psi_{0s} = X_{ls} i_{0s} \quad (2.2.68)$$

$$\psi'_{qr} = X'_{lr} i'_{qr} + X_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.2.69)$$

$$\psi'_{dr} = X'_{lr} i'_{dr} + X_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.2.70)$$

$$\psi'_{or} = X'_{lr} i'_{or} \quad (2.2.71)$$

Na implementação computacional, ao utilizar o fluxo concatenado como variável independente ou de estado, cada uma das equações de tensão nas coordenadas dq contém apenas uma derivada de fluxo concatenado.

Assim, conforme mencionado anteriormente, para manter o fluxo concatenado como variável de estado, as equações (2.2.66) a (2.2.71) devem ser reescritas da seguinte forma:

$$i_{qs} = \frac{1}{X_{ls}} (\psi_{qs} - \psi_{mq}) \quad (2.2.72)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{X_{ls}} (\psi_{ds} - \psi_{md}) \quad (2.2.73)$$

$$i_{0s} = \frac{1}{X_{ls}} \psi_{0s} \quad (2.2.74)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{X'_{lr}} (\psi'_{qr} - \psi_{mq}) \quad (2.2.75)$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{X'_{lr}} (\psi'_{dr} - \psi_{md}) \quad (2.2.76)$$

$$i'_{or} = \frac{1}{X'_{lr}} \psi'_{or} \quad (2.2.77)$$

onde ψ_{mq} e ψ_{md} são as variáveis utilizadas para representar o efeito da saturação, definidas como:

$$\psi_{mq} = X_M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.2.78)$$

$$\psi_{md} = X_M(i_{ds} + i'_{dr}). \quad (2.2.79)$$

As equações (2.2.72) a (2.2.77) são empregadas para eliminar as correntes em (2.2.78) e (2.2.79), bem como nas equações de tensão no quadro de referência arbitrário fornecidas pelas equações (2.2.60) a (2.2.65), resultando nas equações de tensão em função de ψ como variável de estado. Isso garante que as resultantes das equações estejam em fluxo concatenado por segundo. Além disso, para facilitar a derivada $\frac{d}{dt}$ será representada pelo operador p . Assim, pode-se expressar as equações integrais de fluxo na forma:

$$\psi_{qs} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{qs} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) \right] \quad (2.2.80)$$

$$\psi_{ds} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{ds} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds}) \right] \quad (2.2.81)$$

$$\psi_{0s} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{0s} - \frac{r_s}{X_{ls}} \psi_{0s} \right] \quad (2.2.82)$$

$$\psi'_{qr} = \frac{\omega_b}{p} \left[v'_{qr} - \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{dr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} (\psi_{mq} - \psi'_{qr}) \right] \quad (2.2.83)$$

$$\psi'_{dr} = \frac{\omega_b}{p} \left[v'_{dr} + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{qr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} (\psi_{md} - \psi'_{dr}) \right] \quad (2.2.84)$$

$$\psi'_{0r} = \frac{\omega_b}{p} \left[v'_{0r} - \frac{r'_r}{X'_{lr}} \psi'_{0r} \right]. \quad (2.2.85)$$

As equações (2.2.78) e (2.2.79), agora são expressas como (2.2.86) e (2.2.87):

$$\psi_{mq} = X_{aq} \left(\frac{\psi_{qs}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{qr}}{X'_{lr}} \right) \quad (2.2.86)$$

$$\psi_{md} = X_{ad} \left(\frac{\psi_{ds}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{dr}}{X'_{lr}} \right) \quad (2.2.87)$$

onde:

$$X_{aq} = X_{ad} = \left(\frac{1}{X_M} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X'_{lr}} \right)^{-1}. \quad (2.2.88)$$

2.2.5 Equação de torque no quadro de referência arbitrária $dq0$.

A equação para o torque eletromagnético em termos de variáveis dq pode ser obtida utilizando as equações de transformação e substituindo na equação (2.2.29). Dessa forma é obtida (2.2.89):

$$T_e = \left(\frac{P}{2} \right) [(\mathbf{K}_s)^{-1} \mathbf{i}_{qd0s}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\mathbf{L}'_{sr}] (\mathbf{K}_r)^{-1} \mathbf{i}'_{qd0r} \quad (2.2.89)$$

A partir dessa equação (2.2.89), é definido o torque expresso em termos de corrente (2.2.90). Quando T_e é positivo, a ação é motora e quando é negativo ação é geradora.

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) L_M (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (2.2.90)$$

A equação (2.2.90) pode ser reescrita em termos do fluxo referenciado ao rotor, na forma de (2.2.91).

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2.2.91)$$

Essa equação (2.2.91) é frequentemente expressa em termos de fluxo concatenado por segundo e correntes, sendo escrita como (2.2.92), o que facilita o desenvolvimento do modelo computacional.

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{1}{\omega_b} \right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (2.2.92)$$

2.2.6 Referenciais normalmente utilizados no quadro de referência arbitrária dq .

A análise do comportamento da máquina de indução simétrica geralmente envolve três formas de referenciais amplamente utilizadas na literatura. Elas são: o referencial estacionário, o referencial do rotor, que é obtido através da transformação de Park, e o referencial rotacional sincronizado. A equação de tensão para cada uma dessas formas referenciais pode ser derivada das equações de tensão no referencial arbitrário, ajustando-se a velocidade apropriada ω . Os valores de ω para cada referencial são: para estacionário, $\omega = 0$; para o rotor $\omega = \omega_r$; e para rotacional sincronizado, $\omega = \omega$.

Existem diretrizes comumente sugeridas para escolha adequada do referencial a ser utilizado. Para o referencial estacionário, recomenda-se considerar que as tensões do estator sejam desequilibradas e as do rotor sejam equilibradas ou iguais a zero. Para o referencial do rotor, sugere-se considerar que as tensões do rotor sejam desequilibradas ou descontínuas, enquanto as tensões do estator estejam equilibradas. Já para o referencial rotacional sincronizado, é sugerido que todas as tensões sejam equilibradas e contínuas.

2.2.7 Equações elétricas e mecânicas em sistema por unidade (pu).

Considerando o valor eficaz da tensão de fase como valor de base para as tensões nas variáveis (abc) , e o valor de pico como tensão de base para variáveis $(dq0)$, então tem-se (2.2.93):

$$V_{B(dq0)} = \sqrt{2}V_{B(abc)} \quad (2.2.93)$$

A potência de base P_B é expressa por (2.2.94) ou (2.2.95). A corrente de base pode ser calculada a partir das mesmas expressões:

$$P_B = 3V_{B(abc)}I_{B(abc)} \quad (2.2.94)$$

$$P_B = \left(\frac{3}{2}\right)V_{B(dq0)}I_{B(dq0)} \quad (2.2.95)$$

A impedância de base pode ser expressa por (2.2.96) ou (2.2.97):

$$Z_B = \frac{V_{B(abc)}}{I_{B(abc)}} = \frac{3V_{B(abc)}^2}{P_B} \quad (2.2.96)$$

$$Z_B = \frac{V_{B(dq0)}}{I_{B(dq0)}} = \left(\frac{3}{2}\right) \frac{V_{B(dq0)}^2}{P_B} \quad (2.2.97)$$

As equações no quadro de variáveis ($dq0$) escritas em termos de reatâncias (2.2.60) a (2.2.65) são convertidas para pu dividindo as tensões por $V_{B(dq0)}$, as correntes por $I_{B(dq0)}$ e as resistências e reatâncias por Z_B . Como uma unidade de fluxo concatenado por segundo é em volt, ele é transformado para pu dividindo-se pela tensão de base, ou seja, as equações de fluxo concatenado não mudarão de forma para pu . O torque de base é expresso por (2.2.98). Uma observação se faz necessária: como velocidade de base ω_b corresponde a frequência nominal da máquina, e na máquina de indução a potência nominal de base P_B ocorre em uma velocidade menor que a velocidade síncrona, o torque de base será menor que o torque nominal.

$$T_B = \frac{P_B}{(2/P)\omega_b} \quad (2.2.98)$$

Utilizando a equação do torque elétrico (2.2.92) e dividindo pelo torque de base (2.2.98), o torque elétrico em pu é expresso por (2.2.99):

$$T_e = (\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}) \quad (2.2.99)$$

Para obter a expressão do torque elétrico (2.2.31) em pu , onde J é a inércia do rotor expressa em $kg.m^2$, ela deve ser transformada e ω_r , a velocidade do rotor, é normalizada para a velocidade de base ω_b . Dessa forma, é bastante comum a utilização da constante de inércia H , expressa em segundos, cuja equação é dada por (2.2.100). Assim, a equação (2.2.31) pode ser reescrita na forma de (2.2.101), onde T_L é o torque mecânico T_M normalizado para o torque de base, sendo p o número de polos no estator.

$$H = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{2}{P}\right) \frac{J\omega_b}{T_B} = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{2}{P}\right)^2 \frac{J\omega_b^2}{P_B} \quad (2.2.100)$$

$$T_e = 2Hp \frac{\omega_r}{\omega_b} + T_L \quad (2.2.101)$$

A mesma equação pode ser escrita em função da velocidade do rotor (2.2.102):

$$\omega_r = \frac{\omega_b}{2Hp} (T_e - T_L) \quad (2.2.102)$$

2.2.8 Considerações importantes quanto ao modelo matemático da simulação.

Algumas considerações no modelo precisam ser contempladas, já que o mesmo é utilizado na ação geradora da máquina de indução. As correntes do modelo matemático irão se inverter, pois o gerador fornecerá corrente para o sistema. Dessa forma, as equações (2.2.80) a (2.2.85) serão agora da seguinte forma:

$$\psi_{qs} = \frac{\omega_b}{p} \left[-v_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{r_s}{X'_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) \right] \quad (2.2.103)$$

$$\psi_{ds} = \frac{\omega_b}{p} \left[-v_{ds} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{r_s}{X'_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds}) \right] \quad (2.2.104)$$

$$\psi'_{qr} = \frac{\omega_b}{p} \left[+ \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{dr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} (\psi_{mq} - \psi'_{qr}) \right] \quad (2.2.105)$$

$$\psi'_{dr} = \frac{\omega_b}{p} \left[- \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{qr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} (\psi_{md} - \psi'_{dr}) \right]. \quad (2.2.106)$$

Pode-se observar nas equações resultantes as inversões dos sinais do primeiro e segundo termos em função da mudança de sentido da corrente. As tensões v'_{qr} e v'_{dr} não aparecem mais nas equações. Isso ocorre porque, no rotor tipo gaiola de esquilo, devido aos seus terminais estarem curto-circuitados, a tensão é zero. Como a ligação do gerador foi configurada em uma ligação em Y flutuante, não haverá as variáveis de corrente de neutro e, conseqüentemente, o termo *zero* das variáveis arbitrárias não é aplicado. Só haverá a representação de dq , como pode ser visto nas equações (2.2.103) a (2.2.106).

Na ação geradora, o T_e terá sua resultante com valor negativo, e o sinal de entrada do T_M , que será convertido para T_L em pu , terá o sinal de entrada negativo no modelo matemático da simulação. A velocidade resultante do rotor será acima da velocidade síncrono devido à ação geradora no modelo.

2.3 CIRCUITO EQUIVALENTE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA

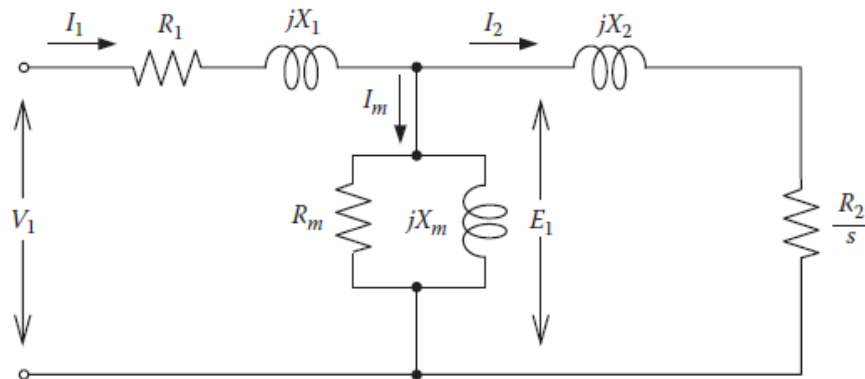
Neste item, será apresentado o circuito equivalente por fase da máquina de indução operando como motor, bem como o circuito equivalente dessa mesma máquina operando como gerador autoexcitado na configuração Fukami. Serão demonstradas características importantes em ambas as operações.

2.3.1 Operação como motor

O modelo do circuito equivalente por fase das máquinas de indução é apresentado na Figura 2.5. Em regime permanente, utilizando esse circuito equivalente conforme descrito nas publicações da área, é possível obter, por meio de cálculos, a potência e as perdas na máquina de indução polifásica, de acordo com torque exercido na condição motora.

V_1	- Tensão nominal de fase;
E_1	- Força contra eletromotriz no estator;
I_1	- Corrente do estator;
I_m	- Corrente em vazio ou de magnetização;
I_2	- Corrente do rotor referida ao estator;
R_1	- Resistência do enrolamento do estator;
X_1	- Reatância de dispersão do enrolamento do estator;
R_m	- Resistência de perdas no ferro ou perdas no núcleo;
X_m	- Reatância de magnetização;
X_2	- Reatância de dispersão do rotor;
R_2	- Resistência do enrolamento do rotor;
s	- Escorregamento;

Figura 2.5 – Circuito equivalente por fase do motor de indução. (SIMÕES e FARRET, 2015).



A partir do circuito equivalente do motor, a potência total transferida do estator para rotor através do entreferro de ar é chamado de potência de entreferro e é dada por:

$$P_g = 3I_2^2 \left(\frac{R_2}{s} \right) \quad (2.3.1)$$

As perdas no enrolamento do rotor são dadas por:

$$P_{rotor} = 3I_2^2 R_2 \quad (2.3.2)$$

A potência eletromecânica desenvolvida no eixo do motor, ou seja, a potência mecânica, é calculada pela expressão:

$$P_{mec} = P_g - P_{rotor} = 3I_2^2 \left(\frac{R_2}{s} \right) - 3I_2^2 R_2 = 3I_2^2 R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (2.3.3)$$

Comparando (2.3.3) com a equação (2.3.1), pode-se escrever:

$$P_{mec} = (1-s)P_g \quad (2.3.4)$$

$$P_{rotor} = sP_g \quad (2.3.5)$$

As perdas no ferro do núcleo, ou seja, as perdas a vazio, são calculadas por:

$$P_{nucleo} = \frac{3E_1^2}{R_m} \quad (2.3.6)$$

O torque mecânico desenvolvido é dado por:

$$T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\omega_m} = \frac{(1-s)P_g}{(1-s)\omega_s} (1-s) = \frac{P_g}{\omega_s} \quad (2.3.7)$$

Onde:

ω_m - Velocidade mecânica;

ω_s - Velocidade síncrona;

A potência de entrada (P_{ent}) é calculada por:

$$P_{ent} = \sqrt{3}V_1 I_1 \cos \varphi \quad (2.3.8)$$

O rendimento (n) de um motor de indução trifásico é calculado por:

$$n = \frac{P_{mec} - P_{av}}{P_{ent}} \quad (2.3.9)$$

onde (P_{av}) representa as perdas por atrito e ventilação.

2.3.2 Obtenção dos parâmetros do circuito equivalente

Para estudar as características de funcionamento de uma máquina de indução, operando como motor ou gerador, é necessário obter os valores dos parâmetros do circuito equivalente por fase. Para isso, são realizados ensaios a vazio e de rotor bloqueado, os quais serão descritos a seguir.

O ensaio a vazio de um motor de indução tem como finalidade fornecer informações sobre a corrente de excitação e as perdas a vazio. Geralmente, esse ensaio é executado em frequência nominal e com tensões polifásicas equilibradas aplicadas aos terminais do estator (FITZGERALD; KINGSLEY JR.; UMANS, 2006). Nesse ensaio, são obtidas as seguintes medidas: tensão de fase a vazio V_{vz} , corrente de linha a vazio I_{vz} , potência trifásica de entrada P_{vz} e resistência do rotor R_1 medida com estator aquecido pelo ensaio a vazio. Com essas grandezas em mãos, e desprezando as perdas do núcleo e atribuindo todas as perdas ao atrito e à ventilação, as perdas rotacionais podem ser calculadas pela equação:

$$P_{rot} = P_{vz} - 3R_1 I_{vz}^2 \quad (2.3.10)$$

Quando no ensaio a vazio o escorregamento é muito pequeno, a resistência do rotor refletida (R_2/s) torna-se muito elevada. A combinação em paralelo dos ramos de magnetização e do rotor torna-se então (jX_m). Em consequência, a reatância aparente (X_{vz}) medida nos terminais do estator a vazio se aproxima da reatância própria do estator (X_{11}), sendo dada por:

$$X_{vz} = X_{11} = X_1 + X_m \quad (2.3.11)$$

A potência reativa a vazio (Q_{vz}) pode ser calculada por:

$$Q_{vz} = \sqrt{(3V_{vz}I_{vz})^2 - P_{vz}^2} \quad (2.3.12)$$

Assim, através da equação (2.3.12) é determinada a equação a vazio (X_{vz}), sendo:

$$X_{vz} = \frac{Q_{vz}}{3I_{vz}^2} \quad (2.3.13)$$

Segundo Fitzgerald, Kingsley Jr. e Umans (2006), o ensaio de rotor bloqueado de um motor de indução fornece informações sobre as impedâncias de dispersão. O ensaio é realizado bloqueando o rotor de modo que ele não possa girar, sendo o escorregamento igual a unidade e tensões polifásicas equilibradas que são aplicadas aos terminais do estator.

Dessa forma, são obtidas as seguintes medidas: tensão de fase de rotor bloqueado (V_{bl}), corrente de linha de rotor bloqueado (I_{bl}), a potência elétrica trifásica de entrada (P_{bl}) e a frequência de ensaio de rotor bloqueado (f_{bl}). As correntes de ensaio de rotor bloqueado devem ser mantidas próximas de seus valores nominais para que as reatâncias de dispersão não sejam afetadas de forma significativa pela saturação.

A partir das medidas obtidas, e aplicando a equação (2.3.12), é obtido o valor da potência reativa de rotor bloqueado:

$$Q_{bl} = \sqrt{(3V_{bl}I_{bl})^2 - P_{bl}^2} \quad (2.3.14)$$

Também a reatância de rotor bloqueado (X_{bl}), corrigida para frequência nominal, pode ser calculada pela equação (2.3.15):

$$X_{bl} = \left(\frac{f}{f_{bl}}\right) \left(\frac{Q_{bl}}{3I_{bl}^2}\right) \quad (2.3.15)$$

Onde:

- f - é a frequência da tensão que alimenta o motor em funcionamento nominal, em [Hz];
- f_{bl} - é a frequência da tensão que alimenta o motor no ensaio de rotor bloqueado, em [Hz];

Sendo que, segundo Fitzgerald, Kingsley Jr. e Umans (2006), para motores com potência abaixo de 25 [cv], os efeitos da frequência são desprezados e a impedância de rotor bloqueado pode ser medida diretamente na frequência normal. Assim, a relação ($f/f_{bl} = 1$) para pequenos motores, equação (2.3.15).

De acordo com Fitzgerald, Kingsley Jr. e Umans (2006), a resistência de rotor bloqueado (R_{bl}), a reatância de dispersão do rotor (X_2) e a resistência do rotor (R_2), são respectivamente dadas por:

$$R_{bl} = \left(\frac{P_{bl}}{3I_{bl}^2}\right) \quad (2.3.16)$$

$$X_2 = (X_{bl} - X_1) \left(\frac{X_{vz} - X_1}{X_{vz} - X_{bl}}\right) \quad (2.3.17)$$

$$R_2 = (R_{bl} - R_1) \left(\frac{X_2 - X_m}{X_m}\right)^2 \quad (2.3.18)$$

A reatância de dispersão do rotor (X_2), dada pela equação (2.3.17), é calculada em função da reatância de rotor bloqueado (X_{bl}), da reatância a vazio (X_{vz}) e da reatância de dispersão do estator (X_1), que ainda é uma variável desconhecida. Como não é possível determinar X_1 e X_2 por medidas adicionais, aplica-se a equação (2.3.19), que relaciona ambas das reatâncias pela constante k :

$$X_1 = kX_2 \quad (2.3.19)$$

Onde k é uma constante relacionada à classe ou categoria da máquina analisada.

Os valores de k são apresentados na Tabela 2.1, com valores recomendados pela norma IEEE 112 para cada classe de motor de indução.

Tabela 2.1– Relação entre (X_1) e (X_2) em função da classe. Extraído de: (IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY, 2004)

Motores	k
Classe A	1,00
Classe B	0,667
Classe C	0,428
Classe D	1,00

Na Tabela 2.2 são apresentados os valores k , recomendados pelo padrão ABNT NBR 17094-3:2018, em função da categoria da máquina.

Tabela 2.2 – Relação entre (X_1) e (X_2) em função da categoria. Extraído de: (ABNT NBR 17094-3:2018)

Motores	k
Categoria D	0,78
Categoria N	0,68
Categoria H	0,58

A Figura 2.6 apresenta as respectivas curvas características de torque por velocidade conforme descrito na Norma IEEE 112.

A Figura 2.7 apresenta as respectivas curvas características de torque por velocidade conforme descrito na Norma ABNT NBR 17094-3.

Figura 2.6 – Curva características de torque por velocidade em função da classe. (Norma IEEE 112, 2004).

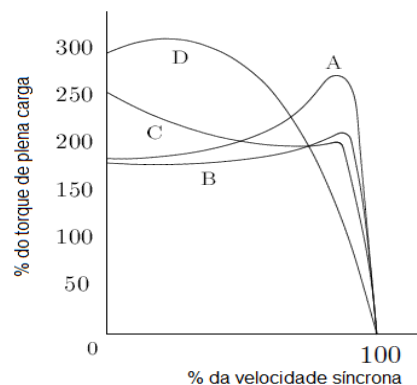
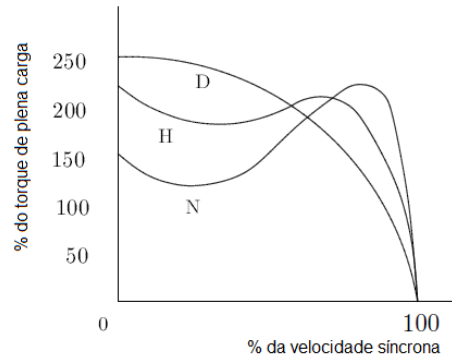


Figura 2.7 – Curva características de torque por velocidade em função da categoria. (ABNT NBR 17094-3:2018).



2.3.3 Operação como gerador de indução na conexão Fukami

A Modelagem matemática de uma máquina de indução trifásica utilizando a configuração como gerador de indução na conexão Fukami, que é um gerador de indução na configuração monofásica autoregulado e autoexcitado, é realizada com base no equacionamento apresentado por Fukami et al. (1999). Essa modelagem é fundamentada em algumas premissas iniciais: dos parâmetros da máquina, apenas a reatância de magnetização é afetada pela saturação magnética, conforme os trabalhos de Murthy et al. (1982) e Rahim et al. (1993); as reatâncias de fuga do estator e do rotor são iguais, conforme o trabalho de Nitta et al. (1992); as perdas do núcleo na máquina são desprezadas; e os harmônicos espaciais no entreferro são ignorados.

Com base na facilidade de medir os valores da tensão do entreferro (E_g) e de cada uma das reatâncias (X) na frequência nominal (f_R), esses valores são utilizados para calcular as características do gerador. Em uma primeira análise, determina-se um circuito equivalente do gerador durante a geração de energia em função f_R , onde a velocidade angular do rotor (ω) é maior velocidade angular (ω_R), ou seja, ($\omega > \omega_R$). Com base no circuito equivalente em função de f_R , será criado o circuito equivalente final do gerador, ajustado para incluir o efeito da variação da frequência em função da mudança de carga.

Símbolos utilizados na determinação da modelagem matemática do comportamento do GICF são apresentados a seguir:

V_{uv}, V_{vw}, V_{wu} : tensões nos terminais do estator.

V_{lp}, V_{ln} : componentes de sequência positiva e negativa de tensões nos terminais do estator.

I_u, I_v, I_w, I_{Cp} : correntes de fase do estator e corrente paralela do capacitor.

I_{lp}, I_{ln} : componentes de sequência positiva e negativa das correntes de fase do estator.

V, I : tensão de saída e corrente de carga.

x_{cs}, x_{cp} : reatâncias capacitivas dos capacitores C_s e C_p .

R, X : resistência e reatância da carga.

Z_e : impedância equivalente combinada com carga e capacitor C_p .

r_1, r_2' : resistências por fase do estator e do rotor (referidas ao estator).

x_1, x_2' : reatâncias de fuga do estator e do rotor (referidas ao estator).

x_m : reatância de magnetização por fase.

E_g : tensão no entreferro.

Z_{gp}, Z_{gn} : componentes de sequência positiva e negativa da impedância do gerador, conforme conceituada por Miyairi (1992), e por Gheorghe Madescu et al. (2007) em relação ao motor.

a : operador vetorial, $a = e^{j2\pi/3}$.

ω : velocidade angular do rotor.

f_R, ω_R : frequência nominal e velocidade angular, $\omega_R = 2\pi f_R$.

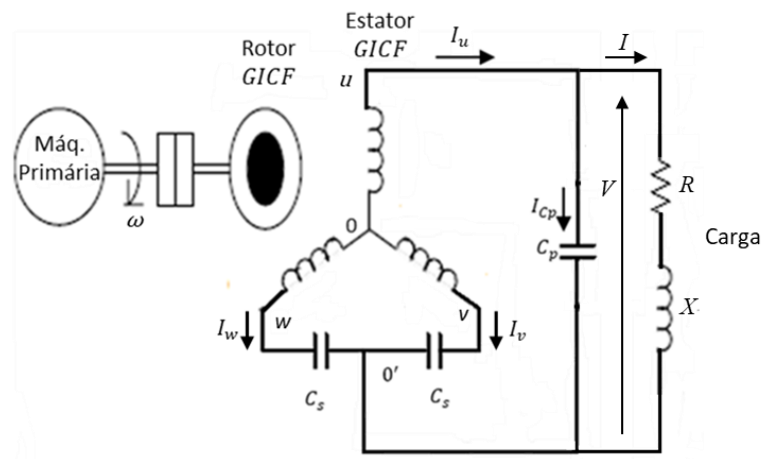
f, F : frequência de geração e frequência por unidade, $F = f/f_R$.

γ : por unidade de velocidade do rotor, $\gamma = \omega/\omega_R$.

ω_s : velocidade angular síncrona, $\omega_s = 2\pi f$.

S : deslizamento, $S = (\omega_R - \omega)$; $\omega_s = (F - \gamma)/F$.

Figura 2.8 – Diagrama de conexão da ligação do gerador de indução monofásico autoregulado e autoexcitado. (Adaptado de FUKAMI et al., 1999).



Na Figura 2.8 fica claro que, como o enrolamento do estator do gerador está conectado em estrela, os componentes de sequência zero das correntes de fase do estator não fluem nele. Dessa forma, as correntes de fase do estator podem ser expressas por componentes simétricas da seguinte maneira:

$$I_u = I_{lp} + I_{ln} \quad (2.3.21)$$

$$I_v = a^2 I_{lp} + a I_{ln} \quad (2.3.22)$$

$$I_w = a I_{lp} + a^2 I_{ln} \quad (2.3.23)$$

Também, a partir da Figura 2.8, as tensões terminais, tensão de linha uv (V_{uv}), tensão de linha vw (V_{vw}), tensão de linha wu (V_{wu}), através do enrolamento do estator podem ser escritas na forma de:

$$V_{uv} = Z_e I_u - (-jx_{cs}) I_v \quad (2.3.24)$$

$$V_{vw} = -jx_{cs} I_v - (-jx_{cs}) I_w \quad (2.3.25)$$

$$V_{wu} = -jx_{cs} I_w - Z_e I_u \quad (2.3.26)$$

e seus componentes de sequência positiva e negativa, V_{lp} , e V_{ln} , são representados pelas seguintes equações:

$$V_{lp} = \frac{1}{3} (V_{uv} + aV_{vw} + a^2V_{wu}) \quad (2.3.27)$$

$$V_{lp} = \frac{1}{3} \{ (Z_e - j2x_{cs})(1 - a^2)I_{lp} + (Z_e + jx_{cs})(1 - a^2)I_{ln} \} \quad (2.3.28)$$

$$V_{ln} = \frac{1}{3} (V_{uv} + a^2V_{vw} + aV_{wu}) \quad (2.3.29)$$

$$V_{ln} = \frac{1}{3} \{ (Z_e + jx_{cs})(1 - a)I_{lp} + (Z_e - j2x_{cs})(1 - a)I_{ln} \} \quad (2.3.30)$$

Expressando V_{lp} e V_{ln} utilizando as equações (2.3.27) e (2.3.30), utilizando as componentes de sequência positiva e negativa da impedância do gerador, Z_{gp} e Z_{gn} , obtém-se:

$$V_{lp} = -(1 - a^2)Z_{gp}I_{lp} \quad (2.3.31)$$

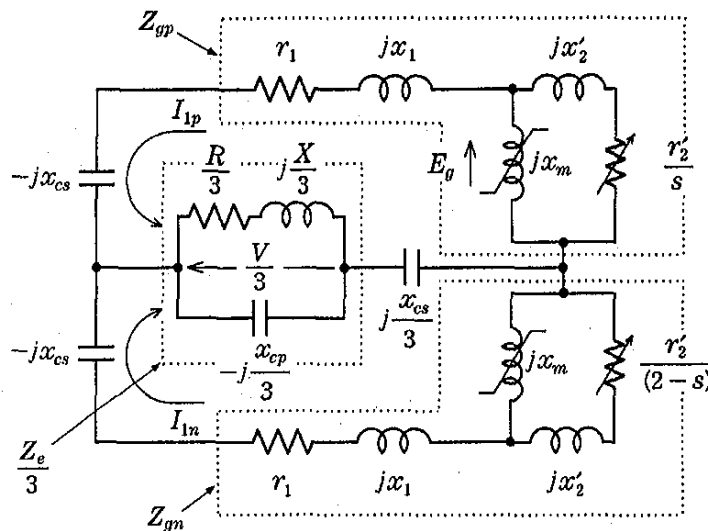
$$V_{ln} = -(1 - a)Z_{gn}I_{ln} \quad (2.3.32)$$

Por consequência, utilizando (2.3.28), (2.3.30), (2.3.31) e (2.3.32), pode-se obter a matriz de impedância relacionada aos componentes de sequência positiva e negativa das correntes de fase do estator, I_{lp} e I_{ln} , conforme a equação:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}Z_e - j\frac{2}{3}x_{cs} + Z_{gp} & \frac{1}{3}(Z_e + jx_{cs}) \\ \frac{1}{3}(Z_e + jx_{cs}) & \frac{1}{3}Z_e - j\frac{2}{3}x_{cs} + Z_{gn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{lp} \\ I_{ln} \end{bmatrix}. \quad (2.3.33)$$

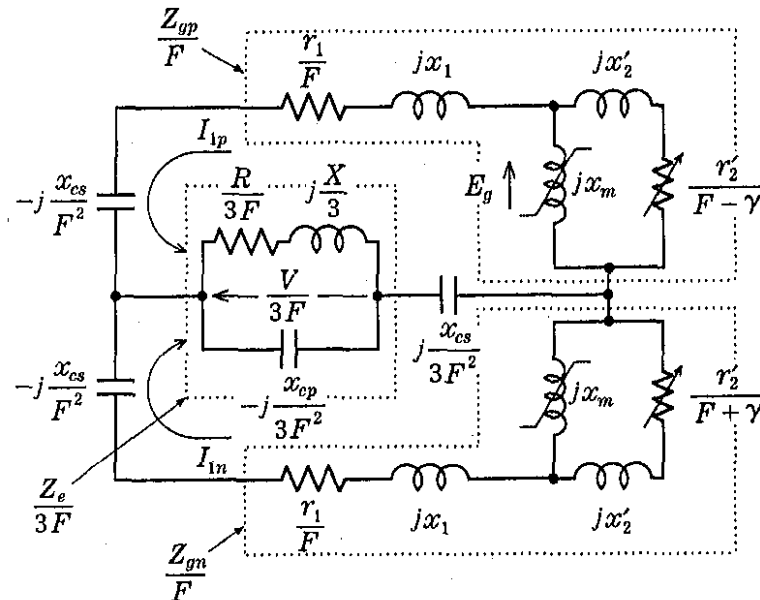
A partir da equação (2.3.33), pode-se obter o circuito equivalente do gerador na frequência nominal f_R , conforme apresentado na Figura 2.9, empregando uma relação entre uma matriz impedância e o circuito equivalente do gerador de indução. Esse conceito é descrito no trabalho de Miyairi (1992), e também pode-se ver o circuito equivalente em Simões e Farret, (2015).

Figura 2.9 – Circuito equivalente do gerador na frequência nominal ($\omega > \omega_R$) (FUKAMI et al., 1999).



Da mesma forma, inclui-se o efeito da variação da frequência em função da mudança de carga, utilizando a frequência F em pu e a velocidade do rotor γ , sendo ambos incluídos no circuito equivalente da Figura 2.9. Assim, é obtido um circuito final equivalente, conforme apresentado na Figura 2.10, a partir do qual podem ser determinadas as características do estado estacionário do gerador.

Figura 2.10 – Circuito equivalente do gerador modificado para incluir o efeito da variação de frequência (FUKAMI et al., 1999).



2.4 MÁQUINA SÍNCRONA DE POLOS SALIENTES.

Uma máquina síncrona é uma máquina de corrente alternada, na qual a velocidade é proporcional à frequência da corrente de sua armadura. O rotor, juntamente com o campo magnético criado pela excitação em corrente contínua do campo do rotor, gira na mesma velocidade, ou em sincronismo, com o campo magnético girante produzido pelas correntes de armadura, resultando em um conjugado constante (FITZGERALD; KINGSLEY JR.; UMANS, 2006).

2.5 MODELAGEM MATEMÁTICA

Apresenta-se a análise matemática de uma máquina síncrona de polos salientes, que pode representar o comportamento eletromecânico de grande parte das máquinas síncronas. Seu rotor possui um enrolamento de campo e um ou mais enrolamentos amortecedores, cada um com características elétricas diferentes.

A Modelagem matemática da máquina síncrona de polos salientes é realizada com base no equacionamento apresentado por Krause et al. (2013), o qual é também utilizado no modelo computacional da ferramenta Simulink no software MATLAB®. Esta modelagem é utilizada

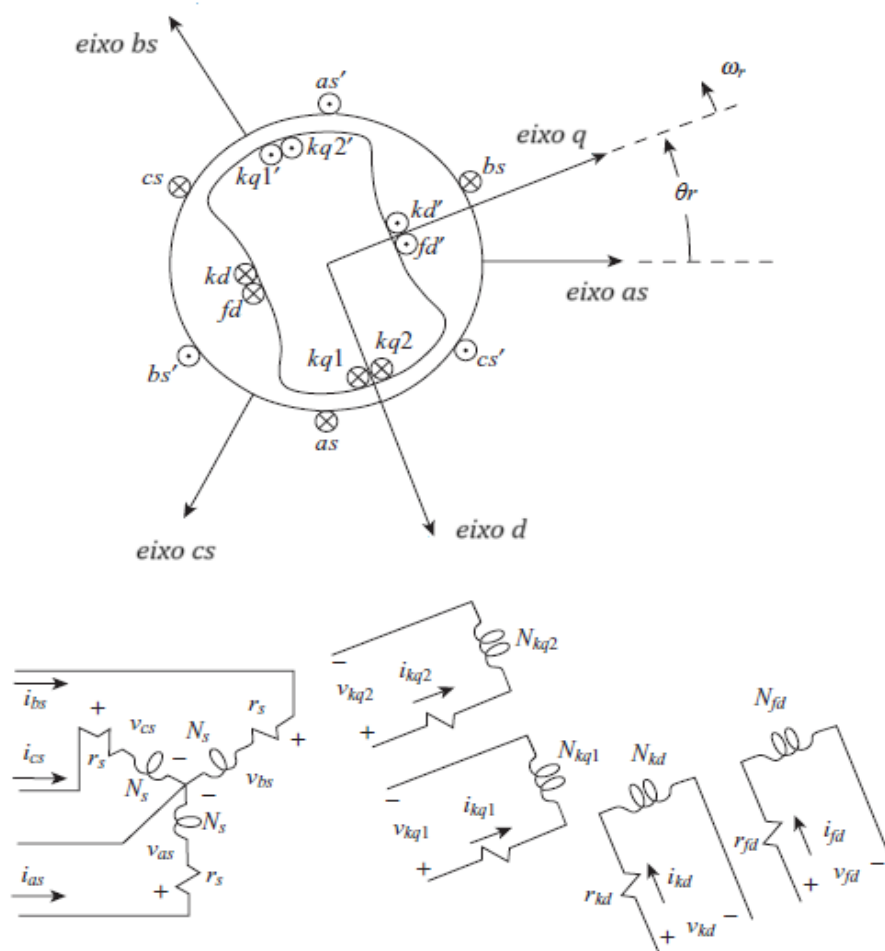
para representar a máquina tanto em operação como motor quanto como gerador, e é realizado no domínio $qd0$.

A modelagem apresentada por Krause et al. (2013), é demonstrada a seguir.

2.5.1 Equações elétricas

A Figura 2.11 representa uma máquina síncrona de polos salientes, composta pelo enrolamento de armadura e o enrolamento de campo. O enrolamento de armadura é composto por N_s bobinas, cada uma resistêcia equivalente r_s (por fase). O enrolamento de campo possui N_f bobinas e uma resistêcia r_f . O enrolamento amortecedor é representado por dois enrolamentos, q_1 e q_2 . O enrolamento de eixo direto (d) é paralelo ao eixo magnético do enrolamento de campo, enquanto o enrolamento de eixo em quadratura (q) está adiantado de 90° em relação ao enrolamento de campo, em relação ao eixo positivo da rotação do rotor.

Figura 2.11 – Esquema representativo dos eixos magnéticos e dos enrolamentos da máquina síncrona de polos salientes ligados em estrela. Adaptado de (KRAUSE et al., 2013).



O enrolamento rotor q_1 e q_2 possuem Nq_1 e Nq_2 bobinas, com resistências r_{q1} e r_{q2} , respectivamente. De acordo com a lei de Ohm e Faraday, as equações do estator e do rotor podem ser descritas como:

$$v_i = r_i i_i + \frac{d\lambda_i}{dt} \quad (2.4.1)$$

Onde:

- v_i - Tensão [V];
- r_i - Resistência [Ω];
- λ_i - Concatenamento total de fluxo [Wb.esp].

As equações de tensão em função das variáveis da máquina podem ser expressas na forma de matriz, como apresentado a seguir:

$$\mathbf{v}_{abcs} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} + \frac{d\lambda_{abcs}}{dt} \quad (2.4.2)$$

$$\mathbf{v}_{qdr} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{qdr} + \frac{d\lambda_{qdr}}{dt} \quad (2.4.3)$$

onde,

$$(\mathbf{f}_{abcs})^T = [f_{as} \ f_{bs} \ f_{cs}] \quad (2.4.4)$$

$$(\mathbf{f}_{qdr})^T = [f_{kq1} \ f_{kq2} \ f_{fd} \ f_{kd}]. \quad (2.4.5)$$

Os índices s e r denotam as variáveis associadas, respectivamente, aos enrolamentos do estator e do rotor. Sendo \mathbf{r}_s e \mathbf{r}_r matrizes diagonais indicadas por (2.4.6) e (2.4.7).

$$\mathbf{r}_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.4.6)$$

$$\mathbf{r}_r = \begin{bmatrix} r_{kq1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{kq2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{fd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{kd} \end{bmatrix} \quad (2.4.7)$$

As equações para fluxos concatenados para a região magnética linear são dadas por:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abc} \\ \mathbf{i}_{qdr} \end{bmatrix} \quad (2.4.8)$$

Desconsiderando a dispersão mútua entra as bobinas do estator, as matrizes \mathbf{L}_s , \mathbf{L}_{sr} e \mathbf{L}_r são dadas por (2.4.9), (2.4.10) e (2.4.11), respectivamente, onde: \mathbf{L}_s representa a matriz das indutâncias próprias dos enrolamentos do estator; \mathbf{L}_{sr} representa as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e rotor; e \mathbf{L}_r representa as indutâncias dos enrolamentos do rotor.

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.4.9)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{skq1} \cos \theta_r & L_{skq2} \cos \theta_r & L_{sfd} \sin \theta_r & L_{skd} \sin \theta_r \\ L_{skq1} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{skq2} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sfd} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{skd} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{skq1} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{skq2} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sfd} \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{skd} \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.4.10)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lkq1} + L_{mkq1} & L_{kq1kq2} & 0 & 0 \\ L_{kq1kq2} & L_{lkq2} + L_{mkq2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{lfd} + L_{mfd} & L_{fdkd} \\ 0 & 0 & L_{fdkq} & L_{lkd} + L_{mkd} \end{bmatrix} \quad (2.4.11)$$

Sendo,

$$L_A = \left(\frac{N_s}{P}\right)^2 \pi \mu_0 r l \alpha_1 \quad (2.4.12)$$

$$L_B = \frac{1}{2} \left(\frac{N_s}{P}\right)^2 \pi \mu_0 r l \alpha_2 \quad (2.4.13)$$

$$L_{sfd} = \left(\frac{N_s}{P}\right) \left(\frac{N_f}{P}\right) \pi \mu_0 r l \left(\alpha_1 + \frac{\alpha_2}{2}\right) \quad (2.4.14)$$

$$L_{mfd} = \left(\frac{N_f}{P}\right)^2 \pi \mu_0 r l \left(\alpha_1 + \frac{\alpha_2}{2}\right) \quad (2.4.15)$$

Onde,

- P - Número de polos;
- N_s - Número de espiras em uma bobina por fase do estator;
- N_f - Número de espiras do enrolamento de campo por polo;

- μ_0 - Permeabilidade magnética do ar;
- α_1 e α_2 - Valores em que $1/(\alpha_1 + \alpha_2) = g_{min}$ e $1/(\alpha_1 - \alpha_2) = g_{max}$, sendo g o comprimento do entreferro;
- r - Raio interno do estator;
- l - Comprimento axial do estator ou cilindro rotórico.

Na equação (2.4.9), onde $L_A > L_B$ e L_B é zero para máquina síncrona de polos lisos, os subscritos " l " e " m " respectivamente denotam a indutância de dispersão e magnetização. Os parâmetros " $skq1$ ", " $skq2$ ", " sfd " e " skd " referem-se as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e os enrolamentos do rotor. As indutâncias de magnetização são definidas por (2.4.16) e (2.4.17).

$$L_{mq} = \frac{3}{2}(L_A - L_B) \quad (2.4.16)$$

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_A + L_B) \quad (2.4.17)$$

De posse de (2.4.16) e (2.4.17), pode-se expressar as indutâncias de (2.4.18) a (2.4.27).

$$L_{skq1} = \left(\frac{2}{3}\right) \left(\frac{N_{kq1}}{N_s}\right) L_{mq} \quad (2.4.18)$$

$$L_{skq2} = \left(\frac{2}{3}\right) \left(\frac{N_{kq2}}{N_s}\right) L_{mq} \quad (2.4.19)$$

$$L_{sfd} = \left(\frac{2}{3}\right) \left(\frac{N_{fd}}{N_s}\right) L_{md} \quad (2.4.20)$$

$$L_{skd} = \left(\frac{2}{3}\right) \left(\frac{N_{kd}}{N_s}\right) L_{md} \quad (2.4.21)$$

$$L_{mkq1} = \left(\frac{2}{3}\right) \left(\frac{N_{kq1}}{N_s}\right)^2 L_{mq} \quad (2.4.22)$$

$$L_{mkq2} = \left(\frac{2}{3}\right) \left(\frac{N_{kq2}}{N_s}\right)^2 L_{mq} \quad (2.4.23)$$

$$L_{mfd} = \left(\frac{2}{3}\right) \left(\frac{N_{fd}}{N_s}\right)^2 L_{md} \quad (2.4.24)$$

$$L_{mkd} = \left(\frac{2}{3}\right) \left(\frac{N_{kd}}{N_s}\right)^2 L_{md} \quad (2.4.25)$$

$$L_{kq1kq2} = \left(\frac{N_{kq2}}{N_{kq1}}\right) L_{mkq1} = \left(\frac{N_{kq1}}{N_{kq2}}\right) L_{mkq2} \quad (2.4.26)$$

$$L_{fdkd} = \left(\frac{N_{kd}}{N_{fd}}\right) L_{mfd} = \left(\frac{N_{fd}}{N_{kd}}\right) L_{mkd} \quad (2.4.27)$$

Refere-se às variáveis que representam os enrolamentos do rotor para o estator com as relações apresentadas por:

$$i'_j = \left(\frac{2}{3}\right) \left(\frac{N_j}{N_s}\right) i_j \quad (2.4.28)$$

$$v'_j = \left(\frac{N_s}{N_j}\right) v_j \quad (2.4.29)$$

$$\lambda'_j = \left(\frac{N_s}{N_j}\right) \lambda_j \quad (2.4.30)$$

em que "j" denota os enrolamentos "kq1", "kq2", "fd" e "kd". Desta forma, a matriz de fluxo pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda'_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{sr} \\ \frac{2}{3}(\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{qdr} \end{bmatrix} \quad (2.4.31)$$

Sendo \mathbf{L}_s expresso em (2.4.9), as matrizes \mathbf{L}'_{sr} e \mathbf{L}'_r podem ser representadas por (2.4.32) e (2.4.33).

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{mq} \cos \theta_r & L_{mq} \cos \theta_r & L_{md} \sin \theta_r & L_{md} \sin \theta_r \\ L_{mq} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{mq} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{md} \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{md} \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mq} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{mq} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{md} \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{md} \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.4.32)$$

$$\mathbf{L}'_r = \begin{bmatrix} L'_{lkq1} + L_{mq} & L_{mq} & 0 & 0 \\ L_{mq} & L'_{lkq2} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lfd} + L_{md} & L_{md} \\ 0 & 0 & L_{md} & L'_{lkd} + L_{md} \end{bmatrix} \quad (2.4.33)$$

As equações de tensão em termos das variáveis do rotor referidas ao estator são dadas por:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs} \\ \mathbf{v}'_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s + \frac{d\mathbf{L}_s}{dt} & \frac{d\mathbf{L}'_{sr}}{dt} \\ \left(\frac{2}{3}\right) \frac{d(\mathbf{L}'_{sr})^T}{dt} & \mathbf{r}'_r + \frac{d\mathbf{L}'_r}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{qdr} \end{bmatrix} \quad (2.4.34)$$

Sendo novamente "j" índice referente à "kq1", "kq2", "fd" e "kd". Tem-se:

$$r'_j = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{N_s}{N_j}\right)^2 r_j \quad (2.4.35)$$

$$L'_{lj} = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{N_s}{N_j}\right)^2 L_{lj} \quad (2.4.36)$$

2.5.2 Equações do torque eletromagnético pelas variáveis da máquina

O desenvolvimento das equações é baseado em Krause et al. (2013), onde a equação da energia armazenada no campo magnético da máquina síncrona é expressa por:

$$W_f = \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{abcs})^T \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abcs} + (\mathbf{i}_{abcs})^T \mathbf{L}'_{sr} \mathbf{i}'_{qdr} + \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{3}{2}\right) (\mathbf{i}'_{qdr})^T \mathbf{L}'_r \mathbf{i}'_{qdr} \quad (2.4.37)$$

Como o sistema magnético da máquina é adotado como linear, e considerando a posição mecânica do rotor sendo dada por (2.4.38), o torque eletromagnético dado em função da posição do rotor pode ser expresso pela equação (2.4.39).

$$\theta_r = \left(\frac{P}{2}\right) \theta_m \quad (2.4.38)$$

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \left\{ \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{abcs})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\mathbf{L}_s] \mathbf{i}_{abcs} + (\mathbf{i}_{abcs})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\mathbf{L}'_{sr}] \mathbf{i}'_{qdr} \right\} \quad (2.4.39)$$

Expandindo a equação (2.4.39), tem-se:

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \left\{ \begin{array}{l} \frac{L_{md} - L_{mq}}{3} \left[\left(i_{as}^2 - \frac{1}{2} i_{bs}^2 - \frac{1}{2} i_{cs}^2 - i_{as} i_{bs} - i_{as} i_{cs} + 2 i_{bs} i_{cs} \right) \text{sen} 2\theta_r \right. \\ \quad \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs}^2 - i_{cs}^2 - 2 i_{as} i_{bs} + 2 i_{as} i_{cs}) \text{cos} 2\theta_r \right] \\ + L_{mq} (i'_{kq1} + i'_{kq2}) \left[\left(i_{as} - \frac{1}{2} i_{bs} - \frac{1}{2} i_{cs} \right) \text{sen} \theta_r - \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs} - i_{cs}) \text{cos} \theta_r \right] \\ - L_{md} (i'_{fd} + i'_{kd}) \left[\left(i_{as} - \frac{1}{2} i_{bs} - \frac{1}{2} i_{cs} \right) \text{cos} \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs} - i_{cs}) \text{sen} \theta_r \right] \end{array} \right\} \quad (2.4.40)$$

Na expressão acima, o torque eletromagnético é positivo para operação como motor, e o torque e a velocidade podem ser relacionados pela expressão (2.4.41).

$$T_e = J \left(\frac{P}{2} \right) \frac{d}{dt} \omega_r + T_L \quad (2.4.41)$$

Onde,

- J - Momento de inércia do rotor [kg.m²] ou [J.s²];
- T_L - Torque Mecânico ou de carga [N.m];
- ω_r - Velocidade angular do rotor [rad/s].

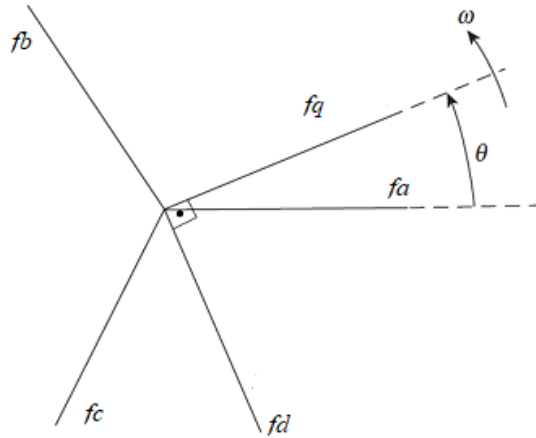
2.5.3 Equações de tensão nas variáveis do eixo de referência no rotor, transformada de Park

As equações apresentadas no início do capítulo foram desenvolvidas por coordenadas de fase abc , o que torna sua solução um tanto complexa. Para simplificar a análise, R. H. Park desenvolveu um novo modelo que utiliza dois eixos ortogonais no mesmo plano, conhecidos como $qd0$, eliminando alguns coeficientes da indutância mútua. Esses eixos têm a mesma velocidade de rotação do rotor, mantendo constante o ângulo entre o referencial do estator e o referencial rotórico. Isso faz com que as indutâncias sejam independentes do ângulo de posição do rotor ou do movimento do rotor (KIMPARA, 2012).

A figura 2.12 mostra a relação entre as variáveis dos eixos abc e $qd0$ para a transformação de Park. Essa transformação é crucial para simplificar a análise e o controle de máquinas síncronas, permitindo representar as grandezas do sistema em um referencial fixo no espaço (abc) para um referencial rotativo ($qd0$), onde os eixos dq estão alinhados com os eixos magnéticos do estator.

Essa abordagem simplificada é de suma importância para diversas aplicações, incluindo o controle de máquinas síncronas em sistemas de energia elétrica. Ao utilizar os eixos $qd0$, é possível simplificar as equações do sistema e desenvolver estratégias de controle mais eficazes, tornando a análise e o projeto de sistema de potência mais acessíveis e eficientes.

Figura 2.12 – Relação das variáveis abc e dq0. Adaptado (KRAUSE et al., 2013).



A transformada de Park, dada pela equação (2.4.42), possibilita a conversão das variáveis do referencial abc associadas ao estator para um referencial qd fictício no rotor.

$$\mathbf{f}_{qdo} = \mathbf{K}\mathbf{f}_{abc} \quad (2.4.42)$$

Onde,

$$(\mathbf{f}_{qdo})^T = [f_q \ f_d \ f_0] \quad (2.4.43)$$

$$(\mathbf{f}_{abc})^T = [f_a \ f_b \ f_c] \quad (2.4.44)$$

$$\mathbf{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.4.45)$$

$$\mathbf{K}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.4.46)$$

Onde \mathbf{f} representa o vetor a ser transformado. Essas equações são fundamentais para converter as variáveis do referencial do estator para um referencial rotativo no rotor, facilitando a análise e o controle das máquinas síncronas.

A equação (2.4.47) relaciona a velocidade arbitrária definida por ω com a taxa de mudança da posição angular de referência girante θ :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (2.4.47)$$

Assumindo que a velocidade arbitrária é igual à velocidade do rotor $\omega = \omega_r$ e definindo $\theta = \theta_r$, pode-se escrever as seguintes equações para variáveis referenciadas ao rotor no sistema qd :

Equação de tensão para variáveis do estator (subscrito s) em (2.4.48):

$$\mathbf{v}^r_{qd0s} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}^r_{qd0s} + \omega_r \boldsymbol{\lambda}^r_{qds} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}^r_{qd0s}}{dt} \quad (2.4.48)$$

Variáveis do rotor (subscrito r) referidas ao estator no novo referencial qd em (2.4.49):

$$\mathbf{v}^r_{qdr} = \mathbf{r}'_r \mathbf{i}^r_{qdr} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}^r_{qdr}}{dt} \quad (2.4.49)$$

Para sistemas magnéticos lineares, as equações de ligação do fluxo podem ser expressas na forma (2.4.50), que é obtida com a transformação das variáveis do estator para o referencial de referência arbitrário incorporado.

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}^r_{qd0s} \\ \boldsymbol{\lambda}^r_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_s^r \mathbf{L}_s (\mathbf{K}_s^r)^{-1} & \mathbf{K}_s^r \mathbf{L}'_{sr} \\ \frac{2}{3} (\mathbf{L}'_{sr})^T (\mathbf{K}_s^r)^{-1} & \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}^r_{qd0s} \\ \mathbf{i}^r_{qdr} \end{bmatrix} \quad (2.4.50)$$

Onde,

$$\mathbf{f} = \mathbf{f}^r \quad (2.4.51)$$

$$\mathbf{K}_s^r \mathbf{L}_s (\mathbf{K}_s^r)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{mq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (2.4.52)$$

$$\mathbf{K}_S^r \mathbf{L}'_{SR} = \begin{bmatrix} L_{mq} & L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{md} & L_{md} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.4.53)$$

$$\frac{2}{3} (\mathbf{L}'_{SR})^T (\mathbf{K}_S^r)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 & 0 \\ L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.4.54)$$

As relações (2.4.55) e (2.4.56).

$$(\boldsymbol{\lambda}^r_{qd0s})^T = [\lambda^r_{ds} \quad -\lambda^r_{ds} \quad 0] \quad (2.4.55)$$

$$(\boldsymbol{\lambda}^r_{qdr})^T = [\lambda^r_{dr} \quad -\lambda^r_{dr} \quad 0] \quad (2.4.56)$$

A partir da relação (2.4.55) e (2.4.56), pode-se expandir (2.4.48) e (2.4.49), obtendo as equações (2.4.57) e (2.4.63).

$$v^r_{qs} = r_s i^r_{qs} + \omega_r \lambda^r_{ds} + \frac{d\lambda^r_{qs}}{dt} \quad (2.4.57)$$

$$v^r_{ds} = r_s i^r_{ds} - \omega_r \lambda^r_{qs} + \frac{d\lambda^r_{ds}}{dt} \quad (2.4.58)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d\lambda_{0s}}{dt} \quad (2.4.59)$$

$$v^r_{kq1} = r'_{kq1} i^r_{kq1} + \frac{d\lambda^r_{kq1}}{dt} \quad (2.4.60)$$

$$v^r_{kq2} = r'_{kq2} i^r_{kq2} + \frac{d\lambda^r_{kq2}}{dt} \quad (2.4.61)$$

$$v^r_{fd} = r'_{fd} i^r_{fd} + \frac{d\lambda^r_{fd}}{dt} \quad (2.4.62)$$

$$v^r_{kd} = r'_{kd} i^r_{kd} + \frac{d\lambda^r_{kd}}{dt} \quad (2.4.63)$$

Substituindo (2.4.52) -(2.4.54) em (2.4.50), obtêm-se a forma expandida dos fluxos concatenados.

$$\lambda_{qs}^r = L_{ls} i_{qs}^r + L_{mq} (i_{qs}^r + i_{kq1}^{r'} + i_{kq2}^{r'}) \quad (2.4.64)$$

$$\lambda_{ds}^r = L_{ls} i_{ds}^r + L_{md} (i_{ds}^r + i_{fd}^{r'} + i_{kd}^{r'}) \quad (2.4.65)$$

$$\lambda_{0s} = L_{ls} i_{0s} \quad (2.4.66)$$

$$\lambda_{kq1}^{r'} = L'_{lkq1} i_{kq1}^{r'} + L_{mq} (i_{qs}^r + i_{kq1}^{r'} + i_{kq2}^{r'}) \quad (2.4.67)$$

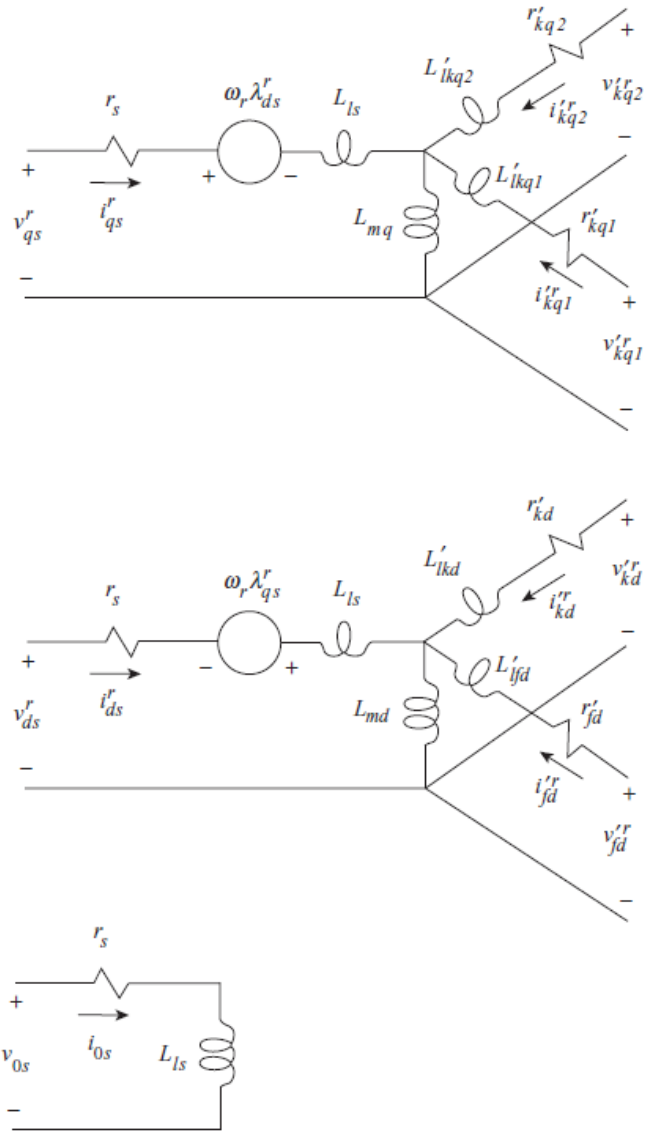
$$\lambda_{kq2}^{r'} = L'_{lkq2} i_{kq2}^{r'} + L_{mq} (i_{qs}^r + i_{kq1}^{r'} + i_{kq2}^{r'}) \quad (2.3.68)$$

$$\lambda_{fd}^{r'} = L'_{lfd} i_{fd}^{r'} + L_{md} (i_{ds}^r + i_{fd}^{r'} + i_{kd}^{r'}) \quad (2.4.69)$$

$$\lambda_{kd}^{r'} = L'_{lkd} i_{kd}^{r'} + L_{md} (i_{ds}^r + i_{fd}^{r'} + i_{kd}^{r'}) \quad (2.4.70)$$

A partir das equações de tensão e fluxo, obtêm-se os circuitos equivalentes mostrado na Figura 2.13.

Figura 2.13 – Circuito equivalente de uma máquina síncrona trifásica com referência no rotor:
Equação de Park. (KRAUSE et al., 2013).



A fim de simplificar as unidades e tornar mais conveniente a expressão das equações de tensão de fluxo concatenado, é frequentemente útil expressá-las em termos de reatâncias em vez de indutâncias. Assim, as equações são escritas como:

$$v_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{ds}^r + \frac{d\psi_{qs}^r}{\omega_b dt} \quad (2.4.71)$$

$$v_{ds}^r = r_s i_{ds}^r + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{qs}^r + \frac{d\psi_{ds}^r}{\omega_b dt} \quad (2.4.72)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d\Psi_{0s}}{\omega_b dt} \quad (2.4.73)$$

$$v_{kq1}^r = r'_{kq1} i_{kq1}^r + \frac{d\Psi_{kq1}^r}{\omega_b dt} \quad (2.4.74)$$

$$v_{kq2}^r = r'_{kq2} i_{kq2}^r + \frac{d\Psi_{kq2}^r}{\omega_b dt} \quad (2.4.75)$$

$$v_{fd}^r = r'_{fd} i_{fd}^r + \frac{d\Psi_{fd}^r}{\omega_b dt} \quad (2.4.76)$$

$$v_{kd}^r = r'_{kd} i_{kd}^r + \frac{d\Psi_{kd}^r}{\omega_b dt} \quad (2.4.77)$$

Aqui, ω_b é a velocidade angular elétrica de base, utilizada para calcular as reatâncias indutivas. As equações de fluxo concatenado são dadas:

$$\Psi_{qs}^r = X_{ls} i_{qs}^r + X_{mq} (i_{qs}^r + i_{kq1}^r + i_{kq2}^r) \quad (2.4.78)$$

$$\Psi_{ds}^r = X_{ls} i_{ds}^r + X_{md} (i_{ds}^r + i_{fd}^r + i_{kd}^r) \quad (2.4.79)$$

$$\Psi_{0s} = X_{ls} i_{0s} \quad (2.4.80)$$

$$\Psi_{kq1}^r = X'_{lkq1} i_{kq1}^r + X_{mq} (i_{qs}^r + i_{kq1}^r + i_{kq2}^r) \quad (2.4.81)$$

$$\Psi_{kq2}^r = X'_{lkq2} i_{kq2}^r + X_{mq} (i_{qs}^r + i_{kq1}^r + i_{kq2}^r) \quad (2.4.82)$$

$$\Psi_{fd}^r = X'_{lfd} i_{fd}^r + X_{md} (i_{ds}^r + i_{fd}^r + i_{kd}^r) \quad (2.4.83)$$

$$\Psi_{kd}^r = X'_{lkd} i_{kd}^r + X_{md} (i_{ds}^r + i_{fd}^r + i_{kd}^r) \quad (2.4.84)$$

As equações propostas por Park's são geralmente escritas sem o subscrito r e s , que indicam a relações referidas. Assim, nesse caso é interessante definir que:

$$e_{x'fd}^r = v_{fd}^r \frac{X_{md}}{r_{fd}'} \quad (2.4.85)$$

Substituindo a equação (2.4.76) na equação (2.4.85), obtém-se a equação:

$$e_{x'fd}^r = \frac{X_{md}}{r_{fd}'} \left(r_{fd}' i_{fd}^r + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\Psi_{fd}^r}{dt} \right) \quad (2.4.86)$$

Nas equações apresentadas, observa-se que a corrente e fluxo estão relacionados e não são variáveis independentes nem variáveis de estado. Para solução computacional, é necessário expressar o fluxo em função da corrente em forma matricial. Nesse caso, o operador p apresentado nas matrizes representa a derivada $\frac{d}{dt}$. Assim, as equações de tensão descritas conforme (2.4.71) a (2.4.77) podem se reescritas pela matriz da Equação (2.4.87).

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \\ v_{0s} \\ v_{kq1}^r \\ v_{kq2}^r \\ e_{x'fd}^r \\ v_{kd}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \frac{p}{\omega_b} X_q & \frac{\omega_r}{\omega_b} X_q & 0 & \frac{p}{\omega_b} X_{mq} & \frac{p}{\omega_b} X_{mq} & \frac{\omega_r}{\omega_b} X_{md} & \frac{\omega_r}{\omega_b} X_{md} \\ -\frac{\omega_r}{\omega_b} X_q & r_s + \frac{p}{\omega_b} X_d & 0 & -\frac{\omega_r}{\omega_b} X_{mq} & -\frac{\omega_r}{\omega_b} X_{mq} & \frac{p}{\omega_b} X_{md} & \frac{p}{\omega_b} X_{md} \\ 0 & 0 & r_s + \frac{p}{\omega_b} X_d & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{p}{\omega_b} X_{mq} & 0 & 0 & r'_{kq1} + \frac{p}{\omega_b} X'_{kq1} & \frac{p}{\omega_b} X_{mq} & 0 & 0 \\ \frac{p}{\omega_b} X_{mq} & 0 & 0 & \frac{p}{\omega_b} X_{mq} & r'_{kq2} + \frac{p}{\omega_b} X'_{kq2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{X_{md}}{r_{fd}'} \left(\frac{p}{\omega_b} X_{md} \right) & 0 & 0 & 0 & \frac{X_{md}}{r_{fd}'} \left(r_{fd}' + \frac{p}{\omega_b} X_{md} \right) & \frac{X_{md}}{r_{fd}'} \left(\frac{p}{\omega_b} X_{md} \right) \\ 0 & \frac{p}{\omega_b} X_{md} & 0 & 0 & 0 & \frac{p}{\omega_b} X_{md} & r'_{kq} + \frac{p}{\omega_b} X'_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{0s} \\ i_{kq1}^r \\ i_{kq2}^r \\ i_{fd}^r \\ i_{kd}^r \end{bmatrix} \quad (2.4.87)$$

Onde:

$$X_q = X_{ls} + X_{mq} \quad (2.4.88)$$

$$X_d = X_{ls} + X_{md} \quad (2.4.89)$$

$$X'_{kq1} = X'_{lkq1} + X_{mq} \quad (2.4.90)$$

$$X'_{kq2} = X'_{lkq2} + X_{mq} \quad (2.4.91)$$

$$X'_{fd} = X'_{lfd} + X_{md} \quad (2.4.92)$$

$$X'_{kd} = X'_{lkd} + X_{md} \quad (2.4.93)$$

As reatâncias X_d e X_q são respectivamente as reatâncias do eixo d e q . Os fluxos anteriormente representados pelas equações (2.4.78) a (2.4.84), agora são representados por:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{qs}^r \\ \Psi_{ds}^r \\ \Psi_{0s} \\ \Psi_{kq1}^r \\ \Psi_{kq2}^r \\ \Psi_{fd}^r \\ \Psi_{kd}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_q & 0 & 0 & X_{mq} & X_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & X_d & 0 & 0 & 0 & X_{md} & X_{md} \\ 0 & 0 & X_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ X_{mq} & 0 & 0 & X'_{kq1} & X_{mq} & 0 & 0 \\ X_{mq} & 0 & 0 & X_{mq} & X'_{kq2} & 0 & 0 \\ 0 & X_{md} & 0 & 0 & 0 & X'_{fd} & X_{md} \\ 0 & X_{md} & 0 & 0 & 0 & X_{md} & X'_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{0s} \\ i_{kq1}^r \\ i_{kq2}^r \\ i_{fd}^r \\ i_{kd}^r \end{bmatrix} \quad (2.4.94)$$

Considerando os fluxos como variáveis independentes, é conveniente particionar a matriz (2.4.94) em:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{qs}^r \\ \Psi_{kq1}^r \\ \Psi_{kq2}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_q & X_{mq} & X_{mq} \\ X_{mq} & X'_{kq1} & X_{mq} \\ X_{mq} & X_{mq} & X'_{kq2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{kq1}^r \\ i_{kq2}^r \end{bmatrix} \quad (2.4.95)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ds}^r \\ \Psi_{fd}^r \\ \Psi_{kd}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_d & X_{md} & X_{md} \\ X_{md} & X'_{fd} & X_{md} \\ X_{md} & X_{md} & X'_{kd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{fd}^r \\ i_{kd}^r \end{bmatrix} \quad (2.4.96)$$

E:

$$\Psi_{0s} = X_{ls} i_{0s} \quad (2.4.97)$$

Através das equações anteriormente mostradas para as correntes de campo, encontram-se as equações determinadas:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{kq1}^r \\ i_{kq2}^r \end{bmatrix} = \frac{1}{D_q} \begin{bmatrix} X'_{kq1}X'_{kq2} - X_{mq}^2 & -X_{mq}X'_{kq2} + X_{mq}^2 & -X_{mq}X'_{kq1} - X_{mq}^2 \\ -X_{mq}X'_{kq2} + X_{mq}^2 & X_qX'_{kq2} - X_{mq}^2 & -X_qX_{mq} + X_{mq}^2 \\ -X_{mq}X'_{kq1} + X_{mq}^2 & -X_qX_{mq} + X_{mq}^2 & X_qX'_{kq1} - X_{mq}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{qs}^r \\ \Psi_{kq1}^r \\ \Psi_{kq2}^r \end{bmatrix} \quad (2.4.98)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{fd}^r \\ i_{kd}^r \end{bmatrix} = \frac{1}{D_d} \begin{bmatrix} X'_{fd}X'_{kd} - X_{md}^2 & -X_{md}X'_{kd} + X_{md}^2 & -X_{md}X'_{fd} - X_{md}^2 \\ -X_{md}X'_{kd} + X_{md}^2 & X_dX'_{kd} - X_{md}^2 & -X_dX_{md} + X_{md}^2 \\ -X_{md}X'_{fd} + X_{md}^2 & -X_dX_{md} + X_{md}^2 & X_dX'_{fd} - X_{md}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{ds}^r \\ \Psi_{fd}^r \\ \Psi_{kd}^r \end{bmatrix} \quad (2.4.99)$$

$$i_{0s} = \frac{1}{X_{ls}} \Psi_{0s} \quad (2.4.100)$$

Onde:

$$D_q = -X_{mq}^2(X_q - 2X_{mq} + X'_{kq1} + X'_{kq2}) + X_qX'_{kq1}X'_{kq2} \quad (2.4.101)$$

$$D_d = -X_{md}^2(X_d - 2X_{md} + X'_{fd} + X'_{kd}) + X_dX'_{fd}X'_{kd} \quad (2.4.102)$$

Substituindo as correntes representadas por (2.4.98) a (2.4.100) nas equações de tensão expressas de (2.4.71) e (2.4.75), juntamente com (2.4.86) e (2.4.87), resultam em:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \\ v_{0s}^r \\ v_{kq1}^r \\ v_{kq2}^r \\ e_{xfd}^r \\ v_{kd}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s a_{11} + \frac{p}{\omega_b} X_q & \frac{\omega_r}{\omega_b} & 0 & -r_s a_{12} & -r_s a_{13} & 0 & 0 \\ -\frac{\omega_r}{\omega_b} & r_s b_{11} + \frac{p}{\omega_b} & 0 & 0 & 0 & -r_s a_{12} & -r_s a_{13} \\ 0 & 0 & \frac{r_s}{X_{ls}} + \frac{p}{\omega_b} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ r'_{kq1} a_{21} & 0 & 0 & r'_{kq1} a_{22} + \frac{p}{\omega_b} & r'_{kq1} a_{23} & 0 & 0 \\ r'_{kq2} a_{31} & 0 & 0 & r'_{kq2} a_{32} & r'_{kq2} a_{33} + \frac{p}{\omega_b} & 0 & 0 \\ 0 & X_{md} b_{21} & 0 & 0 & 0 & X_{md} b_{22} + \frac{X_{md}}{r'_{fd}} & X_{md} b_{23} \\ 0 & r'_{kd} b_{31} & 0 & 0 & 0 & r'_{kq} b_{32} & r'_{kq} b_{33} + \frac{p}{\omega_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{qs}^r \\ \Psi_{ds}^r \\ \Psi_{0s}^r \\ \Psi_{kq1}^r \\ \Psi_{kq2}^r \\ \Psi_{fd}^r \\ \Psi_{kd}^r \end{bmatrix} \quad (2.4.103)$$

Sendo, a_{ij} e b_{ij} elementos da matriz 3X3 dada em (2.4.98) e (2.4.99), respectivamente. A matriz (2.4.103) é necessária para relacionar o fluxo das variáveis elétricas como variáveis de estado a partir das correntes, que são variáveis de estado da equação (2.4.87).

2.5.4 Análise da Ação Geradora

Houve uma convenção desde o início para análise, considerando a corrente positiva no estator da máquina síncrona, em função de sua aplicação principal fosse para geração, ou seja,

a corrente com sentido para fora do estator. Neste contexto, também será tratado da mesma forma. A Figura 2.14, representa as correntes saindo do estator como sentido positivo. É importante salientar que as correntes do enrolamento de campo e do amortecedor são positivas na máquina. Não se faz necessária alteração de todo equacionamento até o desenvolvimento das matrizes finais; pode-se simplesmente alterar nas equações de estado o sinal das correntes do estator, ou mudar o sinal das variáveis I_{qs}^r e I_{ds}^r , conforme apresentado na Figura 2.15.

Figura 2.14 – Esquema representativo dos eixos magnéticos e dos enrolamentos de um gerador síncrono de polos salientes ligados em estrela. Adaptado de (KRAUSE et al., 2013).

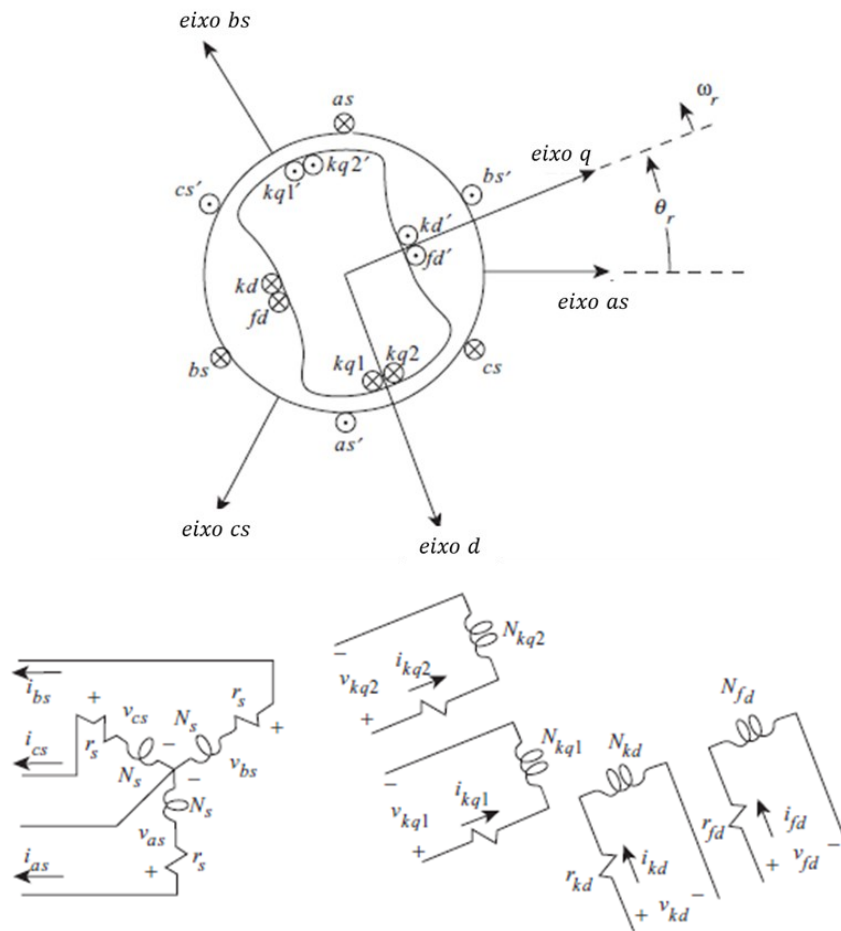
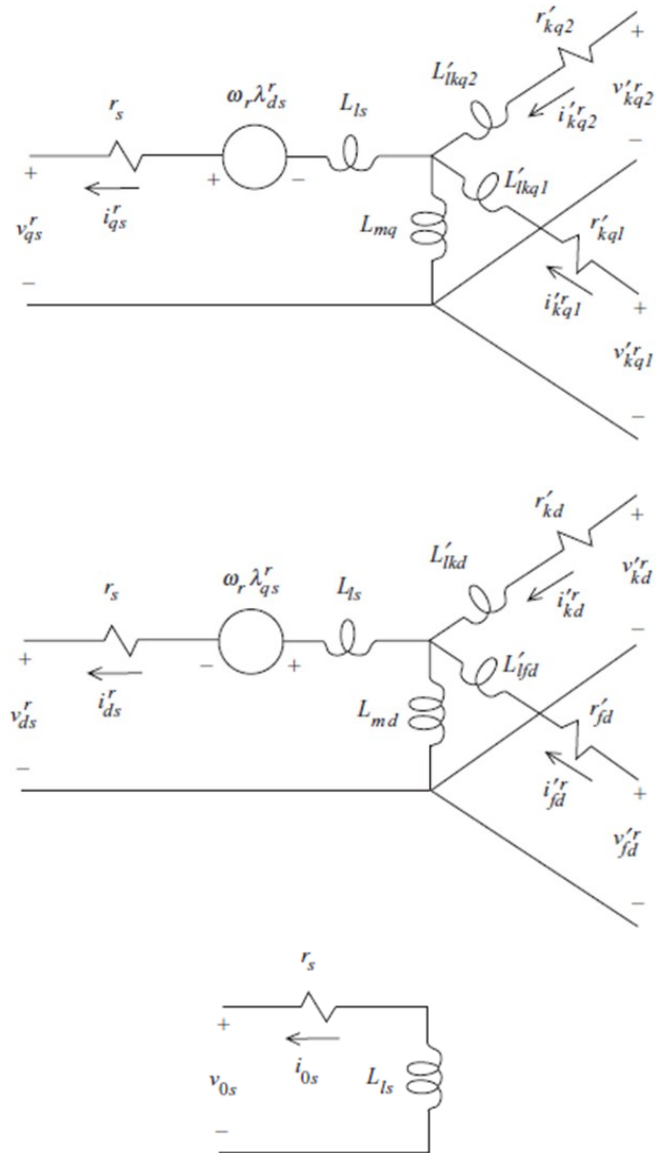


Figura 2.15 – Circuito equivalente de um gerador síncrono trifásico com referência no rotor:
Equação de Park. (KRAUSE et al., 2013).



No item 2.5.2, é descrita a equação do torque elétrico, que é relacionado ao torque mecânico e a velocidade do rotor. Para a operação como gerador, a equação (2.4.41) será:

$$T_e = -J \left(\frac{2}{P} \right) \frac{d}{dt} \omega_r + T_L \quad (2.4.104)$$

Dessa forma, na equação (2.4.104), o torque será positivo para operação como gerador e negativo para operação como motor.

2.5.5 Equação de torque eletromagnético em referência no rotor

Considerando a corrente como positiva para dentro da máquina, ou seja, para ação motora, o torque eletromagnético em termos das variáveis referenciadas ao rotor pode ser escrito por:

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) [(\mathbf{K}_s^r)^{-1} \mathbf{i}_{qd0s}^r]^T \left\{ \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\mathbf{L}_s] (\mathbf{K}_s^r)^{-1} \mathbf{i}_{qd0s}^r + \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\mathbf{L}'_{sr}] \mathbf{i}_{qdr}^r \right\} \quad (2.4.105)$$

A equação (2.4.105) pode ser simplificada após a realização de operações matemáticas, resultando em (2.4.106):

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) [L_{md}(i_{ds}^r + i_{fd}^r + i_{kd}^r)i_{qs}^r - L_{mq}(i_{qs}^r + i_{kq1}^r + i_{kq2}^r)i_{ds}^r] \quad (2.4.106)$$

Assim, a equação (2.4.106) pode ser resumida considerando o fluxo concatenado e a velocidade base, passando a ser expressa por:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{1}{\omega_b}\right) [\psi_{ds}^r i_{qs}^r - \psi_{qs}^r i_{ds}^r] \quad (2.4.107)$$

2.5.6 Valores em pu das equações elétricas e mecânicas

Considerando os valores *pu*, as equações das grandezas bases para o estator são dadas, segundo Kundur (1993), como mostrado a seguir:

$$V_{sbase} = \frac{V_n \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (2.4.108)$$

$$I_{sbase} = \frac{P_n \sqrt{2}}{V_n \sqrt{3}} \quad (2.4.109)$$

$$Z_{sbase} = \frac{V_{sbase}}{I_{sbase}} = \frac{V_n^2}{P_n} \quad (2.4.110)$$

$$\omega_{sbase} = 2\pi f_n \quad (2.4.111)$$

$$I_{sbase} = \frac{Z_{sbase}}{\omega_{sbase}} \quad (2.4.112)$$

Onde,

- V_{sbase} - Tensão de base nominal de pico de fase [V];
- I_{sbase} - Corrente de base nominal de pico de fase [A];
- Z_{sbase} - Impedância de base em módulo [Ω];
- L_{sbase} - Indutância de base [H];
- ω_{sbase} - Frequência angular de base [rad/s];
- P_n - Potência trifásica nominal [VA];
- V_n - Tensão fase-fase em valor eficaz [V];
- f_n - Frequência nominal [Hz];

Levando em conta os valores base, os parâmetros a seguir são apresentados em *pu*:

$$r_{spu} = \frac{r_s}{Z_{sbase}} \quad (2.4.113)$$

$$L_{lpu} = \frac{L_l}{L_{sbase}} \quad (2.4.114)$$

$$L_{mdpu} = \frac{L_{md}}{L_{sbase}} \quad (2.4.115)$$

$$L_{mqpu} = \frac{L_{mq}}{L_{sbase}} \quad (2.4.116)$$

Em que,

- r_{spu} - Resistência de uma das fases do estator [pu];
- L_{lpu} - Indutância de dispersão do estator em [pu];
- L_{mdpu} - Indutância de magnetização do eixo direto em [pu];

- $L_{mq_{pu}}$ - Indutância de magnetização do eixo de quadratura em [pu];
 r_s - Resistência do estator [Ω];
 L_l - Indutância de dispersão do estator [H];
 L_{md} - Indutância do eixo direto [H];
 L_{mq} - Indutância do eixo de quadratura [H];

Os valores de base para o enrolamento de campo são expressos em (2.4.117) a (2.4.122), onde " f " denota os enrolamentos " $kq1$ ", " $kq2$ ", " fd " e " kd ".

$$I_{f_{base}} = I_{fn} L_{md_{pu}} \quad (2.4.117)$$

$$V_{l_{base}} = \frac{P_n}{I_{f_{base}}} \quad (2.4.118)$$

$$Z_{f_{base}} = \frac{V_{f_{base}}}{I_{s_{base}}} \quad (2.4.119)$$

$$L_{f_{base}} = \frac{Z_{f_{base}}}{\omega_{base}} \quad (2.4.120)$$

$$r_{f_{pu}} = \frac{r_f}{Z_{f_{d_{base}}}} \quad (2.4.121)$$

$$L_{l_{fd_{pu}}} = \frac{L_{l_{fd}}}{L_{f_{base}}} \quad (2.4.122)$$

Em que,

- $r_{f_{pu}}$ - Resistência de campo [pu];
 $L_{l_{fd_{pu}}}$ - Indutância de dispersão do enrolamento de campo [pu];
 $I_{f_{d_{base}}}$ - Corrente de campo de base [A];
 $V_{f_{base}}$ - Tensão de campo base [V];
 $Z_{f_{base}}$ - Impedância de campo base [Ω];
 $L_{f_{base}}$ - Indutância de base [H];

- i_{fn} - Corrente de campo nominal para produzir tensão nominal a vazio [A];
- r_f - Resistência de campo [Ω];
- L_{lfd} - Indutância de dispersão do enrolamento de campo [pu];

Considerando as equações (2.3.117) a (2.3.122), pode-se escrever a relação:

$$L_{sfd} = \left(\frac{2}{3}\right) \left(\frac{N_f}{N_s}\right) L_{md} = \frac{V_{sbase}}{i_{fn} \omega_{base}} \quad (2.4.123)$$

Para valores das variáveis do rotor ao estator, as equações (2.4.28), (2.4.29), (2.4.35) e (2.4.36) podem ser também calculadas de maneira mais simplificada a partir da equação (2.4.124). Da última igualdade, após substituições pelas equações apresentadas acima nesse tópico e fazendo algumas manipulações matemáticas, chega-se a relação final expressa por:

$$\frac{N_s}{N_f} = \left(\frac{2}{3}\right) \frac{I_{fbase}}{I_{sbase}} \quad (2.4.124)$$

A resistência e a indutância de dispersão do enrolamento de campo referidos no estator são calculadas respectivamente por:

$$r'_{fd} = r_{fd_{pu}} Z_{sbase} \quad (2.4.125)$$

$$L'_{lfd} = L_{fd_{pu}} L_{sbase} \quad (2.4.126)$$

Para encontrar o valor da tensão de campo nominal, que é suficiente para excitar a máquina síncrona na tensão terminal a vazio, utiliza-se a equação (2.4.127). Em casos em que não se tenha o valor específico da corrente de campo nominal, pode-se calcular a tensão e corrente de campo nominal referida do rotor para estator através das equações (2.4.128) e (2.4.129).

$$V_{fn} = r_{fd} i_{fn} \quad (2.4.127)$$

$$V'_{fn} = \left(\frac{r'_{fdpu}}{L_{mdpu}} \right) V_{Sbase} = \left(\frac{r'_{fd}}{L_{mdbase} \omega_{base}} \right) V_{Sbase} \quad (2.4.128)$$

$$I'_{fn} = \frac{I_{Sbase}}{L_{mdpu}} = \frac{I_{Sbase}}{I_{fdbase}} \quad (2.4.129)$$

O torque base pode ser dado por:

$$T_{base} = \frac{P_{base}}{\left(\frac{2}{P} \right) \omega_{base}} = \frac{\left(\frac{3}{2} \right) V_{base_{dq0}} I_{base_{dq0}}}{\left(\frac{2}{P} \right) \omega_{base}} \quad (2.4.130)$$

Em que,

- P_{base} - Potência de base [W];
- $V_{base_{dq0}}$ - Tensão de base pico [V];
- $I_{base_{dq0}}$ - Corrente de base pico [A];

Dividindo a equação (2.4.107) por (2.4.130), é obtido o torque em pu , dado por:

$$T_{epu} = \lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds} \quad (2.4.131)$$

A velocidade mecânica em pu pode ser desenvolvida a partir da equação (2.4.41). Pode-se obter duas relações, a do torque elétrico em pu (2.4.132) e a relação da velocidade mecânica (2.4.133), e a partir dessas duas equações obter a relação dada por (2.4.134). Dessa forma, pode-se obter a equação da posição mecânica em pu apresentada em (2.4.135).

$$T_{epu} = 2H \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_r}{\omega_{base}} \right) + T_{Lpu} \quad (2.4.132)$$

$$\omega_m = \left(\frac{2}{P} \right) \omega_r \quad (2.4.133)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{2H} (T_{epu} - T_{Lpu}) \quad (2.4.134)$$

$$\frac{d}{dt}\theta_m = \omega_m \quad (2.4.135)$$

A constante de inércia H , cuja unidade é em segundos [s], pode ser calculado por (2.4.136):

$$H = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{1}{P}\right)^2 \frac{J\omega_{base}^2}{P_{base}} \quad (2.4.136)$$

onde,

J - Momento de inércia [kgm²];

2.5.7 Demais parâmetros elétricos da máquina síncrona de polos salientes

As reatâncias transitórias de eixo direto e de quadratura podem ser calculadas pelas equações (2.4.137) e (2.4.138), respectivamente. Enquanto as reatâncias subtransitórias de eixo direto e de quadratura podem ser calculadas por (2.4.139) e (2.4.140), conforme apresentado em Krause et al. (2013).

$$X'_q = X_{ls} + \frac{X_{mq}X'_{lkq1}}{X'_{lqk1} + X_{mq}} \quad (2.4.137)$$

$$X'_d = X_{ls} + \frac{X_{md}X'_{lfd}}{X'_{lfd} + X_{md}} \quad (2.4.138)$$

$$X''_q = X_{ls} + \frac{X_{mq}X'_{lkq1}X'_{lkq2}}{X_{mq}X'_{lqk1} + X_{mq}X'_{lqk2} + X'_{lqk1}X'_{lqk2}} \quad (2.4.139)$$

$$X''_d = X_{ls} + \frac{X_{md}X'_{lfd}X'_{lkd}}{X_{md}X'_{lfd} + X_{md}X'_{lkd} + X'_{lfd}X'_{lkd}} \quad (2.4.140)$$

Ressaltando que as reatâncias atuam sobre um tempo muito curto, sendo substituídas pelas reatâncias de eixo direto e em quadratura assim que a máquina síncrona entra em regime permanente. As constantes de tempo transitória e subtransitória de circuito aberto são expressas respectivamente, de (2.4.141) a (2.4.144).

$$\tau'_{q0} = \frac{1}{\omega_b r'_{kq1}} (X'_{lkq1} + X_{mq}) \quad (2.4.141)$$

$$\tau'_{d0} = \frac{1}{\omega_b r'_{fd}} (X'_{lfd} + X_{md}) \quad (2.4.142)$$

$$\tau''_{q0} = \frac{1}{\omega_b r'_{kq2}} \left(X'_{lkq2} + \frac{X_{mq} X'_{lkq1}}{X'_{lkq1} + X_{mq}} \right) \quad (2.4.143)$$

$$\tau''_{d0} = \frac{1}{\omega_b r'_{kd}} \left(X'_{lkd} + \frac{X_{md} X'_{lfd}}{X'_{lfd} + X_{md}} \right) \quad (2.4.144)$$

Nos modelos das simulações computacionais, são utilizadas a constante de tempo transitória e a constante de tempo subtransitória de curto-circuito, ambas obtidas via ensaios experimentais em laboratório, conforme descrito por Altino (1984). Essas constantes também podem ser encontradas em Krause et al. (2013) e são demonstradas a seguir:

$$\tau'_q = \frac{1}{\omega_b r'_{kq1}} \left(X'_{lkq1} + \frac{X_{ls} X_{mq}}{X_{ls} + X_{mq}} \right) \quad (2.4.145)$$

$$\tau'_d = \frac{1}{\omega_b r'_{kd}} \left(X'_{lfd} + \frac{X_{ls} X_{md}}{X_{ls} + X_{md}} \right) \quad (2.4.146)$$

$$\tau''_q = \frac{1}{\omega_b r'_{kq2}} \left(X'_{lkq2} + \frac{X_{mq} X_{ls} X'_{lkq1}}{X_{mq} X_{ls} + X_{mq} X'_{lkq1} + X_{ls} X'_{lkq1}} \right) \quad (2.4.147)$$

$$\tau_d'' = \frac{1}{\omega_b r'_{kd}} \left(X'_{lkd} + \frac{X_{md} X_{ls} X'_{lfd}}{X_{md} X_{ls} + X_{md} X'_{lfd} + X_{ls} X'_{lfd}} \right) \quad (2.4.148)$$

2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo tratou do equacionamento para o modelamento matemático das características de funcionamento de uma máquina de indução trifásica com rotor gaiola de esquilo, operando tanto como motor quanto como gerador, destacando principalmente sua operação como GICF. Além disso, foram realizados os equacionamentos da máquina síncrona de polos salientes, apresentando o modelamento matemático das características de funcionamento tanto como motor quanto como gerador. Esses modelos são estudados para demonstrar o modelo matemático utilizado nas simulações. O próximo capítulo apresentará a metodologia aplicada no princípio de funcionamento do sistema de excitação do gerador síncrono, utilizando um GITA em configuração monofásica (Fukami), em substituição de uma excitatriz PMG. Destaca-se aqui a operação do gerador de indução utilizando um motor de indução de 6 polos como excitatriz, montado no mesmo eixo do gerador principal, um gerador síncrono.

CAPÍTULO III

3 METODOLOGIA APLICADA E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DA EXCITATRIZ ROTATIVA PROPOSTA PARA GERADORES SÍNCRONOS

3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a metodologia aplicada e o princípio de funcionamento de um sistema de excitação proposto para substituir em um GMG uma excitatriz PMG por uma excitatriz que utiliza um gerador de indução como uma máquina de indução trifásica tipo gaiola de esquilo autoexcitada com capacitor em configuração monofásica Fukami. Destaca-se também a configuração da máquina de indução de 6 polos, conectada ao mesmo eixo do gerador síncrono, acionada por uma máquina primária: um motor CC, utilizado para representar o motor diesel. Além disso, são abordados os controles de velocidade e tensão do sistema de geração, em operação com o gerador alimentando uma carga resistiva e uma carga dinâmica, como um motor de indução.

3.2 METODOLOGIA APLICADA

O circuito que constitui a excitatriz do gerador síncrono é formado por uma máquina de indução trifásica com rotor tipo gaiola de esquilo de 6 polos, como descrito anteriormente. Este está ligado na configuração Fukami para gerar uma tensão monofásica constante. O gerador está acoplado no mesmo eixo da máquina síncrona e da máquina primária, um motor de corrente contínua de 2 kW, 220V e 1800 RPM. Dessa forma, o gerador de indução na configuração Fukami girará a uma velocidade acima da rotação nominal, fornecendo assim potência suficiente para a excitação do campo do gerador síncrono.

O gerador de indução na configuração Fukami irá gerar uma tensão monofásica, porém com uma rotação acima da nominal, resultando em uma frequência de 90 Hz. Isso poderia ser um problema, mas como a função desse gerador é ser a excitatriz, e os geradores síncronos necessitam de tensão em CC para alimentar o campo, isso não será um problema. A tensão

gerada pelo gerador de indução Fukami, que é monofásica, é retificada por uma ponte retificadora e depois filtrada para gerar uma tensão CC mais constante, reduzindo as oscilações da retificação e aumentando o valor médio da tensão. Nessa condição, a frequência elevada não implicará em problema para o fornecimento dessa tensão, e essa velocidade garantirá energia suficiente pelo gerador de indução monofásico até a velocidade síncrona, o que não seria possível em um gerador de 4 polos, que necessitaria de uma velocidade acima da síncrona.

A tensão gerada, retificada e filtrada, que será entregue ao campo do gerador síncrono, precisa ser controlada para manter a tensão constante na saída do enrolamento da armadura do gerador síncrono que é enviado para carga. Para isso, será utilizado um circuito de controle automático de tensão que monitorará a tensão de saída do gerador síncrono e utilizará essa informação para compará-la com uma tensão de referência através de um controlador PI, a fim de responder às variações de carga do sistema de geração.

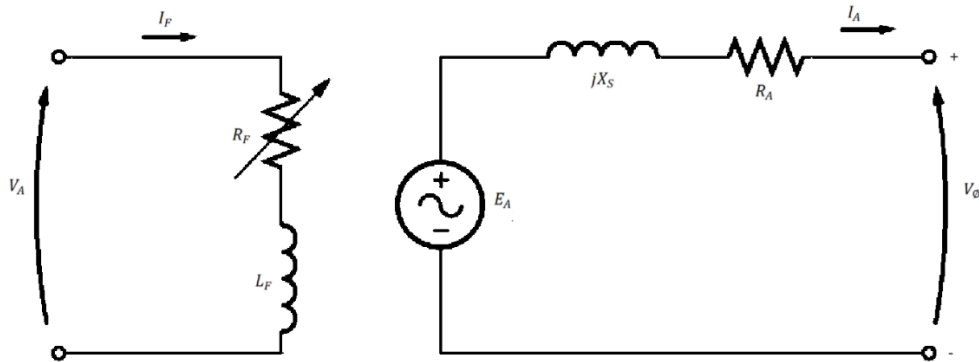
Também como já apresentado, é proposto que o sistema de geração tenha, em conjunto, um circuito de controle que amostrará a rotação do eixo da máquina primária através de um sensor Hall e ímãs no eixo. Essa amostragem será utilizada para comparar com uma referência determinada para essa rotação, e utilizando um circuito de controle automático utilizando um controlador PI, para manter essa rotação constante para qualquer mudança de perfil de carga.

3.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO GERADOR SÍNCRONO

3.3.1 Circuito equivalente do gerador síncrono

Os geradores síncronos, por definição, são sincronizados, o que significa que a frequência elétrica produzida está sincronizada ou vinculada à velocidade mecânica de rotação do gerador (CHAPMAN, 2013). O rotor de um gerador síncrono forma um eletroímã quando uma tensão de CC é aplicada em seu enrolamento. O equacionamento do gerador síncrono utilizado para representação matemática é o apresentado em (CHAPMAN, 2013).

Figura 3.1 – Circuito equivalente do gerador síncrono por fase. (CHAPMAN, 2013)



Considerando que todas as fases do gerador são idênticas, pode-se utilizar o circuito equivalente do gerador síncrono monofásico, que é apresentado na Figura 3.1, para replicar o comportamento das outras fases, onde o rotor é representado pelo enrolamento de campo e o estator pelo enrolamento da armadura. A partir do circuito equivalente, pode-se expressar a equação (3.3.1), que representa o comportamento do gerador síncrono em função da tensão.

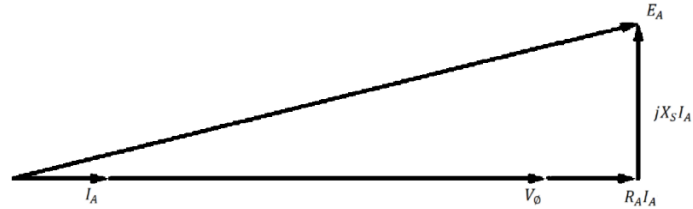
$$V_{\varphi} = E_A - jX_s I_A - R_A I_A \quad (3.3.1)$$

Onde,

- V_{φ} - Tensão de fase;
- E_A - Tensão na armadura;
- X_s - Reatância síncrona;
- I_A - Corrente na armadura;
- R_A - Resistência da armadura;
- V_F - Tensão de campo;
- I_F - Corrente de campo;
- L_F - Indutância de campo;
- R_F - Resistência de campo (associada à resistência de ajuste variável que controla a corrente de fluxo de campo).

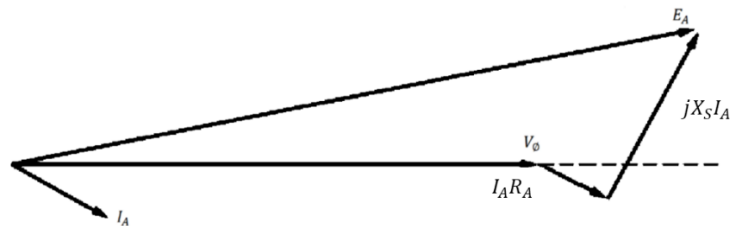
Outra forma de representar o comportamento do gerador síncrono é através do diagrama fasorial, apresentado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Diagrama fasorial do gerador síncrono com fator de potência unitário.
(CHAPMAN, 2013)



O comportamento apresentado no diagrama fasorial da Figura 3.3, onde o gerador funciona com fator de potência atrasado, permite analisar que, para uma tensão de fase V_ϕ e uma corrente I_A , será necessária uma tensão E_A maior, exigindo uma corrente de campo maior.

Figura 3.3 – Diagrama fasorial do gerador síncrono com fator de potência atrasado.
(CHAPMAN, 2013)



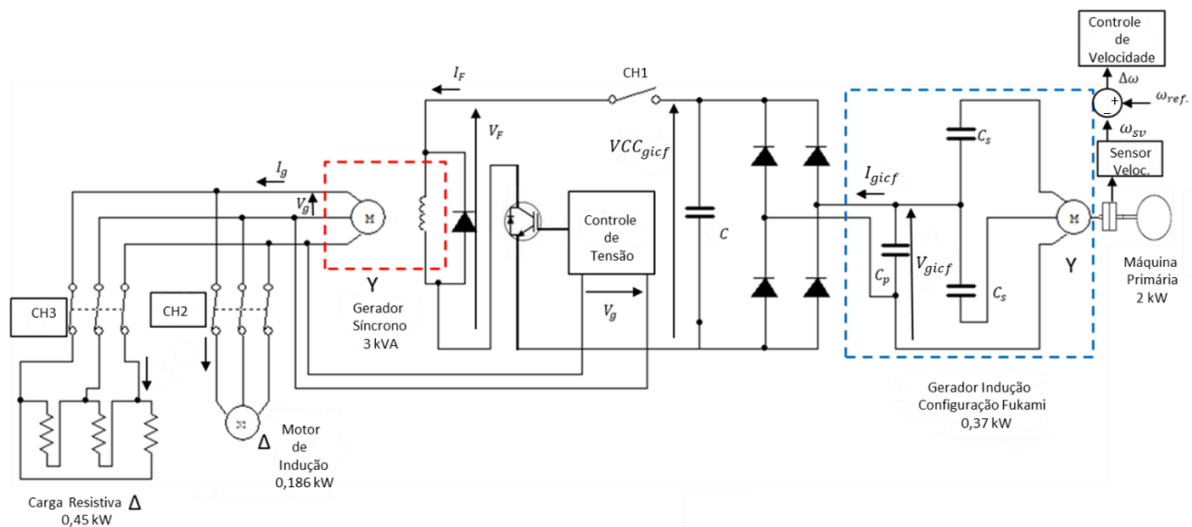
3.4 SISTEMA PROPOSTO PARA TESTE COM CARGA RESISTIVA E CARGA DINÂMICA

3.4.1 Diagrama do sistema proposto

A Figura 3.4 exibe o esquema elétrico e de blocos do sistema proposto, utilizado tanto para simulações computacionais quanto para ensaios experimentais. Neste sistema, uma máquina primária é representada por um motor de corrente contínua (MCC) de 2 kW, o qual é controlado por um dispositivo de controle de velocidade, mantendo a velocidade de referência (ω_{ref}) em 1800 rpm. O GICF, conectado ao eixo da máquina primária, possui uma potência de 0,37 kW e 6 polos, ligado em configuração Y, com capacitores conectados em seus terminais,

seguindo a configuração Fukami para induzir autoexcitação na máquina, operando na configuração monofásica. Além disso, o Gerador Síncrono Trifásico (GST), também conectado ao eixo da máquina primária, é de 3 kVA, ligado em configuração Y , com uma tensão fase-fase de 220 V.

Figura 3.4 – Diagrama elétrico e de blocos do sistema proposto.



A carga empregada é ativada individualmente, consistindo em uma carga resistiva trifásica de potência de 0,45 kW, ligada em configuração (Δ), e um MIT de 0,18 kW, também ligada em configuração (Δ). Ambas são utilizadas para avaliar o desempenho do GST em conjunto com a excitatriz proposta e seus controles de velocidade e tensão, visando verificar sua eficiência.

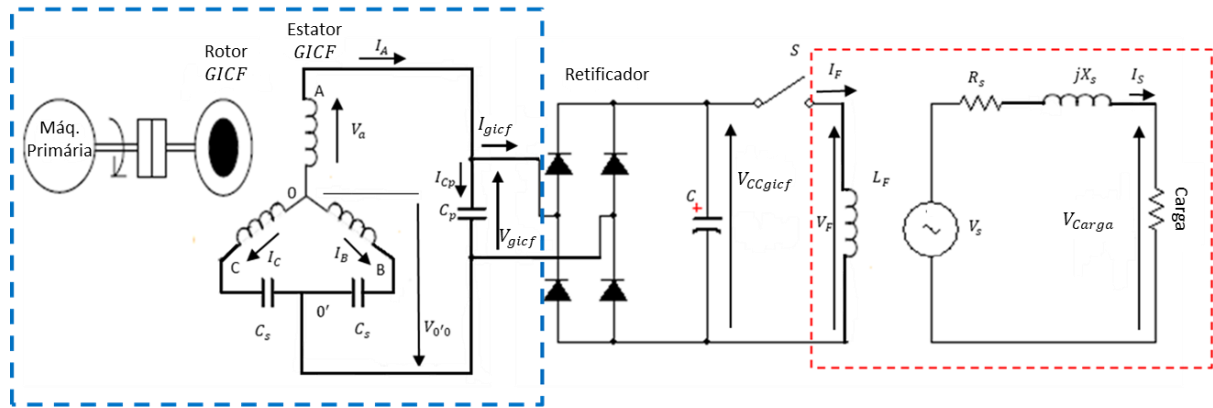
3.4.2 Princípio matemático de operação

A Figura 3.5 ilustra o diagrama de ligação da configuração autoexcitada do GICF, (tracejado em azul na figura), interligado a um sistema de retificação e filtragem, que alimenta a representação monofásica do gerador síncrono (tracejado em vermelho na figura).

Na Figura 3.5, os elementos do circuito elétrico do gerador de indução na conexão Fukami são representados da seguinte forma: as correntes que saem das fases, sendo I_A a corrente do enrolamento A , I_B a corrente do enrolamento B e I_C a corrente do enrolamento C . O ponto 0 é a referência do sistema em Y , enquanto os capacitores C_S estão em série com os enrolamentos B e C . A nova referência da configuração monofásica, $0'$, é estabelecida no ponto

central entre os capacitores C_s . Um sistema de retificação e filtragem é interligado em paralelo com capacitor C_p para alimentar o sistema de excitação proposto nesse trabalho. Conforme demonstrado por Fukami et al. (1995), a tensão de V_{gicf} é expressa como a soma vetorial da tensão de fase V_a e a tensão $V_{0'0}$ através dos terminais $0'0$.

Figura 3.5 - Circuito representando o GICF com a retificação e filtragem e o circuito equivalente por fase do GST (Adpatado: FUKAMI et al., 1995).



A corrente I_A é a representação vetorial da corrente que circula no enrolamento A , e I_{BC} é a representação vetorial da interação das duas correntes das fases B e C com os capacitores C_s . Dessa forma, segundo Fukami et al. (1995), a tensão de saída V_{gicf} pode ser expressa como:

$$V_{gicf} = V_a - V_{0'0} \quad (3.3.3)$$

onde,

$$V_{0'0} = V_b + \left(\frac{j}{\omega C_s}\right) \left(-\frac{I_A}{2} + I_{BC}\right). \quad (3.3.4)$$

Substituindo a equação 3.3.4 em 3.3.3, tem-se:

$$V_{gicf} = V_a - \left\{V_b + \left(\frac{j}{\omega C_s}\right) \left(-\frac{I_A}{2} + I_{BC}\right)\right\} \quad (3.3.5)$$

Calculando a equação 3.3.5, obtém-se a expressão vetorial de:

$$V_{gicf} = V_{ab} - \left(\frac{j}{\omega C_s}\right) \left(-\frac{I_A}{2} + I_{BC}\right) \quad (3.3.6)$$

Onde $\omega = 2\pi f$ e f é a frequência de saída, V_b é a tensão de fase no enrolamento B e V_{ab} é a tensão de linha entre os enrolamentos A e B .

A tensão gerada V_{gicf} será entregue ao circuito retificador, gerando uma tensão CC constante VCC_{gicf} . A chave S , conforme representada na Figura 3.5, controla o circuito de chaveamento do controle de tensão. A corrente I_F é então entregue ao enrolamento de campo L_F no rotor, que gera uma tensão V_S , onde X_S e R_S são a reatância e resistência do estator do GST. Quando alimentando uma carga, uma corrente I_S circula no circuito, causando uma queda de tensão nos elementos X_S e R_S , resultando na tensão terminal de fase na carga V_{carga} . Com a variação da exigência da carga, a corrente I_S varia, exigindo mais excitação do campo, controlado pela chave S . Assim, o GICF, que alimenta o sistema de excitação, deve garantir a corrente necessária para atender às exigências do sistema de geração.

3.4.3 Gerador de indução

O GI com rotor de gaiola de esquilo é um sistema de excitação que emprega um banco de capacitores conectado aos seus terminais. Quando o gerador atinge a velocidade adequada, o magnetismo residual presente em seu circuito de campo gera uma pequena tensão que é aplicada ao banco de capacitores, induzindo a autoexcitação. Conforme discutido por Simões e Farret (2015), a potência fornecida pelo GI depende da velocidade. Como a máquina primária opera a 1800 rpm, que é a velocidade síncrona do GST, optou-se por uma máquina de 6 polos para garantir a potência adequada fornecida pelo GI, permitindo que o gerador opere acima de sua velocidade nominal de 1200 rpm.

A ligação dos capacitores segue a configuração descrita por Fukami et al. (1995), formando o GICF, conforme ilustrado na Figura 3.5 e descrito nas características apresentadas também por Fukami et al. (1995). A tensão gerada é retificada para alimentar a excitatriz do GST.

A determinação dos valores dos capacitores utilizados pelo GICF é detalhada no Apêndice B.

O modelo matemático utilizado para analisar o comportamento do GICF em simulações computacionais é apresentado por Krause et al. (2013), onde o circuito é interpretado em seu referencial arbitrário $dq0$. As equações mecânicas e elétricas são descritas no Apêndice A.

A reatância de magnetização (X_m) do GICF apresenta um comportamento não linear, e o modelo computacional é parametrizado para representar esse comportamento utilizando a curva de magnetização do gerador. Essa curva é obtida por meio de ensaios em laboratório,

conforme demonstrado por Simões e Farret (2015) e apresentada na Figura A.1 do Apêndice A.

3.4.4 Controle de velocidade

O diagrama de blocos do circuito de controle de velocidade é apresentado na Figura 3.6, o qual atua na máquina primária composta por um MCC de 2 kW. O enrolamento de campo é alimentado com uma tensão constante de 220 VCC. Para o controle de velocidade, o enrolamento da armadura é alimentado por um circuito de chaveamento com IGBT com uma fonte de CC de 350 VCC. O acionamento é realizado por um drive que utiliza um TIP 31 para amplificar o nível da PWM da saída do microcontrolador de 3,3 VCC para controle em 12 VCC.

Para amostrar o sinal de controle do PWM, foi utilizado um sensor Hall para medir as rotações com ímãs acoplados ao eixo do MCC, gerando pulsos que servem como base de tempo e são entregues ao microcontrolador ESP32. Nesse microcontrolador, através de uma entrada analógica, esse sinal é convertido para digital por meio do seu Conversor Analógico Digital (CAD) de 12 bits. Assim, é criado um vetor para análise de um conjunto de amostras que representa o sinal do sensor de velocidade (ω_{sv}), comparado com um valor de referência obtido em ensaios a uma rotação de 1800 rpm (ω_{ref}), mantendo a frequência de geração em 60 Hz.

O valor amostrado é comparado e passa por um controlador Proporcional Integral (PI), no qual é definido um ciclo de trabalho entre 60% e 85%, demonstrando eficiência em termos de níveis de geração em função dos limites de carga. Dentro dessa faixa, é gerado o sinal PWM na saída do ESP32, utilizando o drive para aumentar o nível de tensão entregue ao IGBT. Assim, sempre que ocorrer alguma mudança de carga no sistema, o controle de velocidade ajustará o chaveamento do PWM para manter a rotação constante. Os ganhos utilizados no controlador PI são $K_p = 0,4$ e $K_i = 0,2$. O controlador de velocidade montado em bancada é apresentado na Figura 3.7.

Figura 3.6- Diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade da máquina primária.

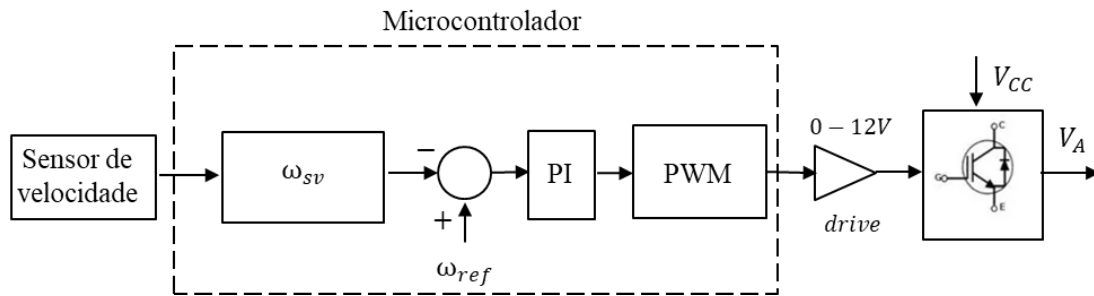
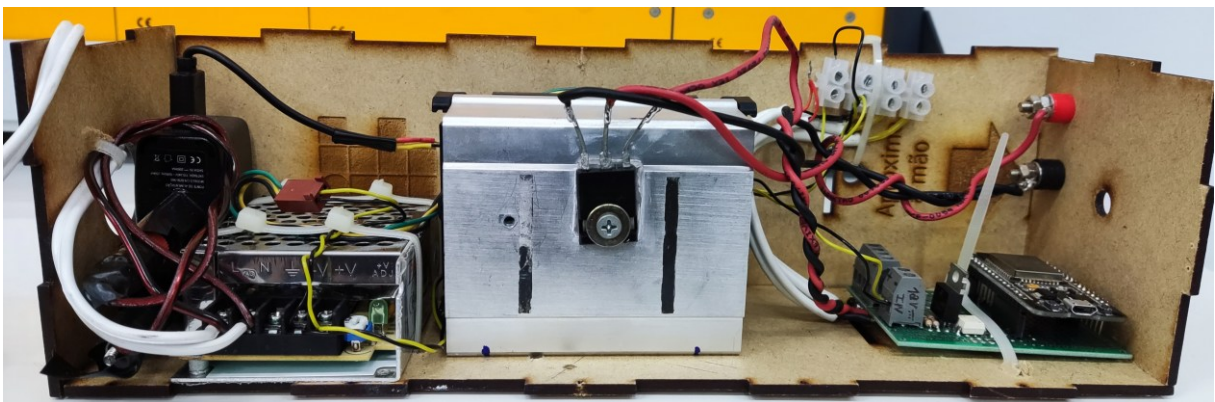


Figura 3.7 – Circuito montado do controlador de velocidade da máquina primária.



3.4.5 Controle de tensão

O controle da tensão do sistema de geração é ilustrado na Figura 3.8. Este sistema é composto por um circuito de instrumentação que atenua a tensão da linha de 310 VCA para 1,3 VCA e um filtro passa-baixa (FPB) para eliminar ruídos. Este valor é então direcionado para uma entrada analógica de um microcontrolador ESP32. O sinal amostrado é convertido pelo Conversor Analógico-Digital (CAD) de 12 bits do microcontrolador, criando um vetor de amostras para ser comparado com um valor de referência obtido em ensaios. Esta amostra representa o valor de controle, que é a tensão gerada de referência (V_{gref}) de 220 V rms (tensão da linha). Este sinal é definido em um ciclo de trabalho entre 50% e 80%, demonstrando eficácia em termos de níveis de geração em função dos limites de carga identificados nos ensaios.

Após a comparação dos sinais de tensão amostrados, utiliza-se um controlador Proporcional Integral (PI) dentro do microcontrolador para responder e manter a tensão de saída do gerador constante no valor de referência. O sinal PWM gerado pelo controlador é enviado

para um optoacoplador que alimenta um drive, o qual eleva a tensão para o acionamento do IGBT. Desta forma, controla-se a tensão do enrolamento de campo (V_F) do GST, mantendo-a constante. O IGBT recebe a tensão retificada (VCC_{gicf}) fornecida pelo GICF.

Os ganhos utilizados no controlador PI são $K_p = 0,5$ e $K_i = 1,2$. O controlador de tensão montado em bancada é apresentado na Figura 3.9.

Figura 3.8 – Diagrama de blocos do sistema de controle de tensão.

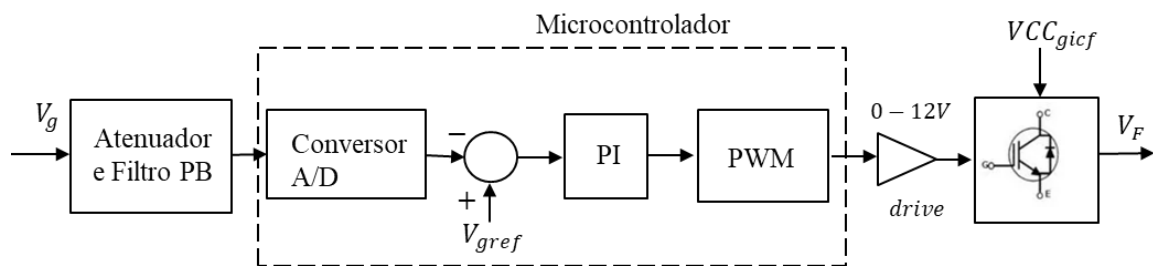
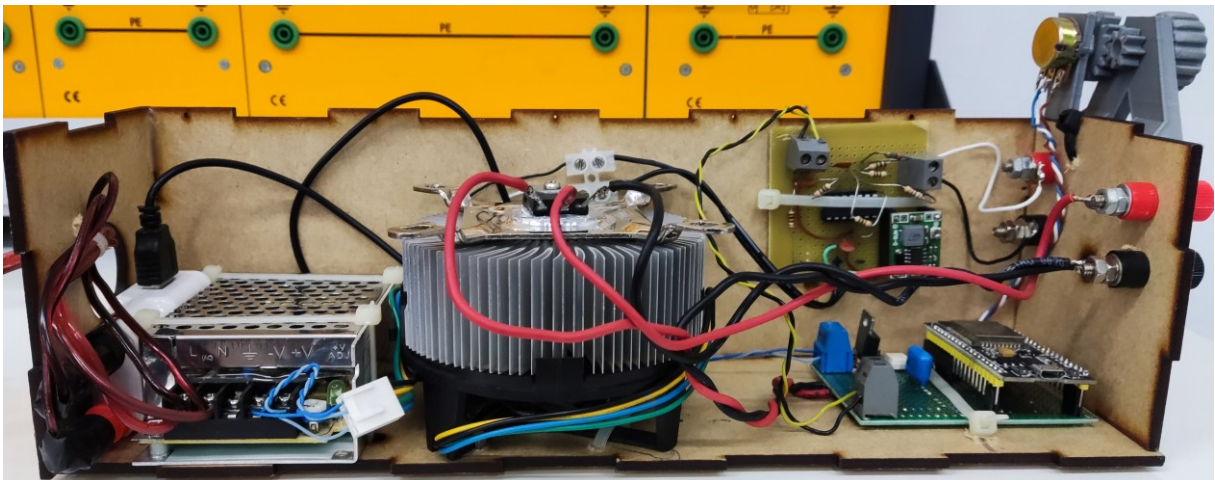


Figura 3.9 – Circuito montado do controlador de tensão.



CAPÍTULO IV

4 ANÁLISE DOS RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS DO SISTEMA

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo apresentar os resultados de um GICF utilizado como excitatriz para um sistema de geração síncrona com controle de velocidade e tensão, em substituição ao PMG, como uma proposta para utilização em Grupo Gerador Diesel (GGD).

Os resultados do desempenho do GICF foram obtidos para operação com carga dinâmica, um MIT, e carga resistiva. Estes resultados foram obtidos por meio de simulações computacionais e testes experimentais.

Os resultados detalhados serão apresentados nas seções subsequentes deste capítulo.

4.2 DESCRIÇÃO DA SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL E DO TESTE EXPERIMENTAL

As simulações computacionais e os testes experimentais são realizados para o circuito representado na Figura 3.4, que consiste em um sistema de geração para simular um GGD, com uma excitatriz utilizando um GICF. Como descrito anteriormente, este sistema inclui um MIT de 0,37 kW com 6 polos ligados em configuração estrela (Y), cujos dados são apresentados na Tabela 4.1. Este motor, juntamente com os capacitores cujos valores estão listados na Tabela 4.2 e ligados na configuração mostrada na Figura 3.5, gera uma tensão de saída monofásica em Root Mean Square (RMS) V_{gicf} . Essa tensão gerada é retificada por uma ponte de diodos e filtrada através de um capacitor (C_F) de 212 μF , sendo transformada em uma tensão de CC que é utilizada para excitar o campo do GST.

O GST utiliza uma máquina síncrona de 3 kVA com polos salientes e enrolamento de campo no rotor, utilizando anéis coletores e escovas para alimentação, juntamente com sua

armadura ligada em configuração estrela (Y) com uma tensão de linha V_L de 220 V rms, cujos dados são apresentados na Tabela 4.3.

A tensão CC entregue ao enrolamento de campo do GST precisa ser controlada para manter a tensão de geração (V_g) constante. Para isso, é utilizado um controlador de tensão baseado na configuração do diagrama apresentado na Figura 3.8 e explicado no item 3.4.5.

No enrolamento de armadura do GST, que está ligado em configuração estrela (Y), é fornecida uma tensão de linha V_L de 220 V, à qual as cargas estão conectadas. Como as tensões de fase das cargas também são de 220 V, elas foram ligadas em configuração delta (Δ).

Para as cargas, foi utilizada uma carga resistiva constituída por 3 lâmpadas com uma potência trifásica total de 0,450 kW ligadas em configuração delta (Δ), e uma carga dinâmica representada por um MIT, que é uma carga mais crítica devido ao alto pico de corrente exigido durante a partida direta. Um motor de indução trifásico de 0,18 kW, com seus parâmetros listados na Tabela 4.4, é ligado em configuração delta (Δ).

Como mencionado anteriormente, ambos os geradores são acoplados ao mesmo eixo da máquina primária, garantindo que a velocidade seja a mesma para ambas as máquinas, com o sistema de controle de velocidade mantendo a rotação em 1800 rpm. Isso garante a frequência de geração de 60 Hz do GST e uma rotação acima da nominal no GICF, o que é necessário para garantir a autoexcitação que gera potência suficiente para excitar o GST sob demanda de cargas variáveis.

Tabela 4.1 - Parâmetros do MIT do Gerador Indução configuração Fukami.

Parâmetros	Valores
Potência	0,37 [kW]
Tensão	220/380 [V rms]
Corrente	4,43/2,56 [A rms]
Polos	6
Ligação	Δ/Y
Fator de potência	0,70
Rendimento	0,753
Frequência	60 [Hz]
Resistência do estator	19,0 [Ω]
Resistência do rotor	20,58 [Ω]

Reatância de magnetização	264,75 [Ω]
Reatância do estator	10,45 [Ω]
Reatância do rotor	24,39 [Ω]
Inércia do rotor	0,0025 [kgm^2]

Tabela 4.2 - Banco de Capacitores

Parâmetros	Valores
Tensão nominal	450 [V rms]
Frequência	60 [Hz]
Ligação	FUKAMI
Cs	5 [μF]
Cp	4 [μF]

Tabela 4.3 - Parâmetros do Gerador Síncrono

Parâmetros	Valores
Potência	3 [kVA]
Tensão	110/220 [V rms]
Corrente armadura	7,9 [A rms]
Corrente de campo	1,45 [A rms]
Polos	4
Ligação	Δ / Y
Fator de potência	1
Frequência	60 [Hz]
Rotação	1800 [rpm]
Momento de inércia	0,0466 [kgm^2]
Constante de inércia	0,414 [s]
Reatância de eixo direto, X_d	2,125 [pu]
Reatância de eixo direto saturada, X_{ds}	1,724 [pu]
Reatância de eixo em quadratura, X_q	1,4875 [pu]
Reatância transitória de eixo direto, X'_d	0,425 [pu]
Reatância subtransitória de eixo direto, X''_d	0,255 [pu]
Reatância subtransitória de eixo em quadratura, X''_q	0,2295 [pu]

Constante de tempo transitória de curto circuito de eixo direto, T'_d	2,4 [s]
Constante de tempo subtransitória de curto circuito de eixo direto, T''_d	0,02 [s]
Constante de tempo subtransitória de curto circuito de eixo em quadratura, T''_q	0,02 [s]
Reatância de dispersão, X_l	0,215 [pu]
Resistência dc do estator, R_s	0,0681 [pu]

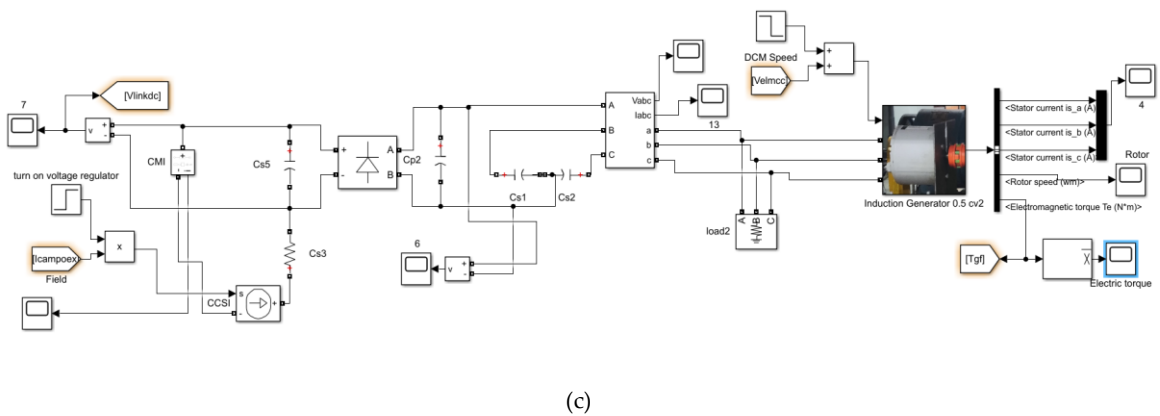
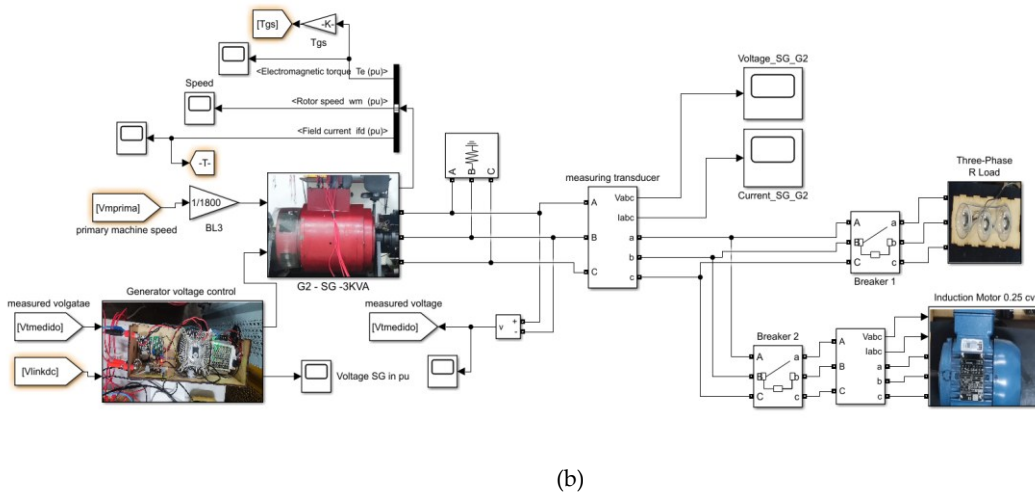
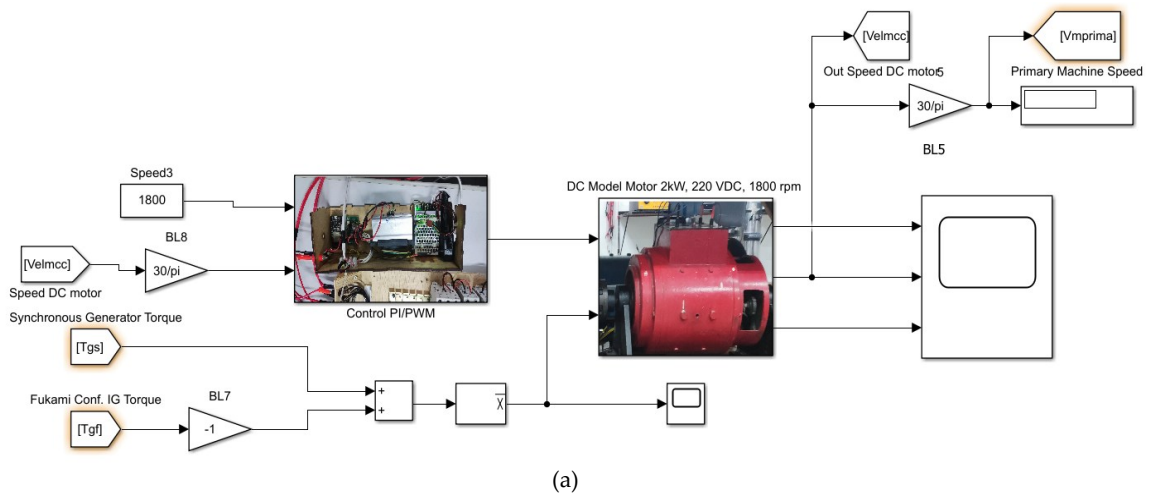
Tabela 4.4 - Parâmetros do Motor de Indução

Parâmetros	Valores
Potência	0,18 [kW]
Tensão	220/380 [V rms]
Corrente	1,14/0,66 [A rms]
Polos	4
Ligação	Δ/Y
Fator de potência	0,65
Rendimento	0,64
Frequência	60 [Hz]
Inércia do rotor	0,0006 [kgm ²]

4.2.1 Simulação Computacional

O circuito da Figura 3.4 é implementado em um modelo computacional utilizando Simulink (uma caixa de ferramenta para MATLAB® software), para comprovação teórica em comparação com a experimental. E é apresentado na Figura 4.1.

Figura 4.1 – Diagrama utilizado para simulação no MATLAB do sistema de geração com cargas. Sendo: (a) diagrama da máquina primária MCC; (b) diagrama do GST; (c) diagrama do GICF.



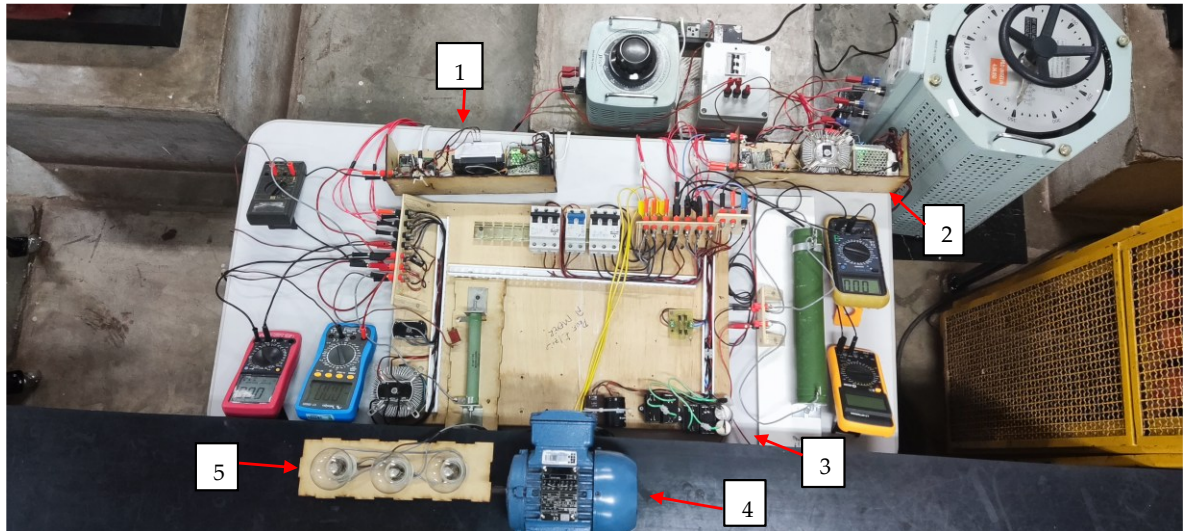
4.2.2 Teste Experimental

O circuito experimental montado em bancada pode ser visto na Figura 4.2, onde é apresentado o acoplamento direto entre a máquina primária, o gerador síncrono e o gerador na conexão Fukami, que tem o papel de fornecer potência ao circuito de campo do gerador síncrono. O gerador de indução na conexão Fukami possui uma tensão de 380 V rms de linha, enquanto o GST apresenta uma tensão nominal de 220 V rms de linha na conexão em Y . Para ajustar essa característica de tensão do GST, optou-se pela ligação das cargas na configuração em Δ .

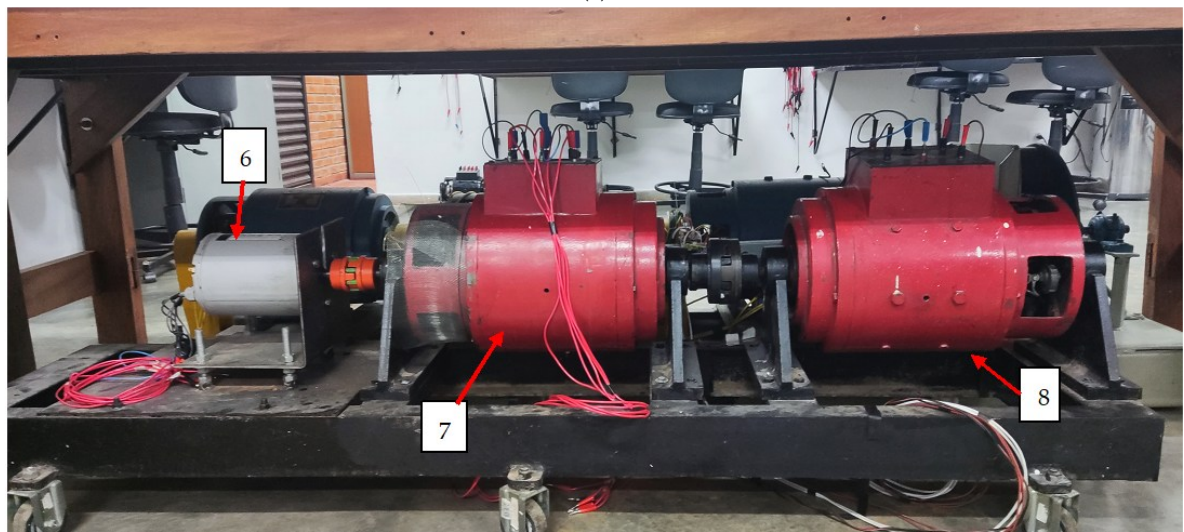
As cargas utilizadas incluem um conjunto de lâmpadas resistivas com potência trifásica total de 0,45 kW e uma carga dinâmica, um MIT, cuja alimentação em Δ fase-fase é de 220 V rms com potência de 0,18 kW. O diagrama do circuito utilizado é o mesmo apresentado na Figura 3.4. O procedimento da sequência de acionamento dos elementos é o mesmo da simulação.

Os testes experimentais foram realizados para verificar o desempenho da proposta do trabalho. As formas de onda das correntes e tensões foram registradas por um osciloscópio, sendo verificado o comportamento da tensão nos terminais do gerador para ambas as cargas. Esses resultados foram comparados com os valores obtidos nas simulações.

Figura 4.2 – Experimento montado para teste; (a) 1- Controle de Velocidade, 2- Controle de Tensão, 3-Capacitores do GICF; 4-Carga Dinâmica, 5-Carga Resistiva; (b) 6- GICF, 7-GST, 8- Máquina Primária MCC.



(a)



(b)

4.3 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Utilizando a bancada de testes experimentais, conforme apresentado na Figura 4.2 e na simulação apresentada na Figura 4.1, ambas montadas na configuração apresentada na Figura 3.4, obtém-se o resultado da tensão de geração V_g e a corrente de geração I_g tanto simulado como experimental em função da carga resistiva e a carga dinâmica.

Em função dessas cargas é demonstrado o comportamento do GICF em regime permanente, alimentando a excitação do GST, apresentando o valor da tensão monofásica V_{gicf} e a corrente I_{gicf} e suas respectivas frequências $freq$, tanto os valores simulados e experimentais. É apresentado também os resultados do comportamento da tensão e corrente de geração com inserção das cargas, para verificar em atuação com controle da tensão, em valores simulados e experimentais.

4.3.1 Resultados para o GICF sem carga, valores simulados e experimentais

As Figuras 4.3 e 4.4 demonstram o resultado da tensão de saída monofásica V_{gicf} , em resultado experimental e simulado, demonstrando quanto a efetividade dos valores em relação as capacitâncias utilizadas na autoexcitação na velocidade síncrona de 1800 rpm sem carga, com os valores utilizados da capacitância C_s e C_p apresentados na Tabela B.1 do Apêndice B.

O método utilizado para especificação dos valores dos capacitores utilizados em C_s e C_p , é apresentado no Apêndice B.

Figura 4.3– Tensão monofásica V_{gicf} de saída em ensaio experimental sem carga do GICF.

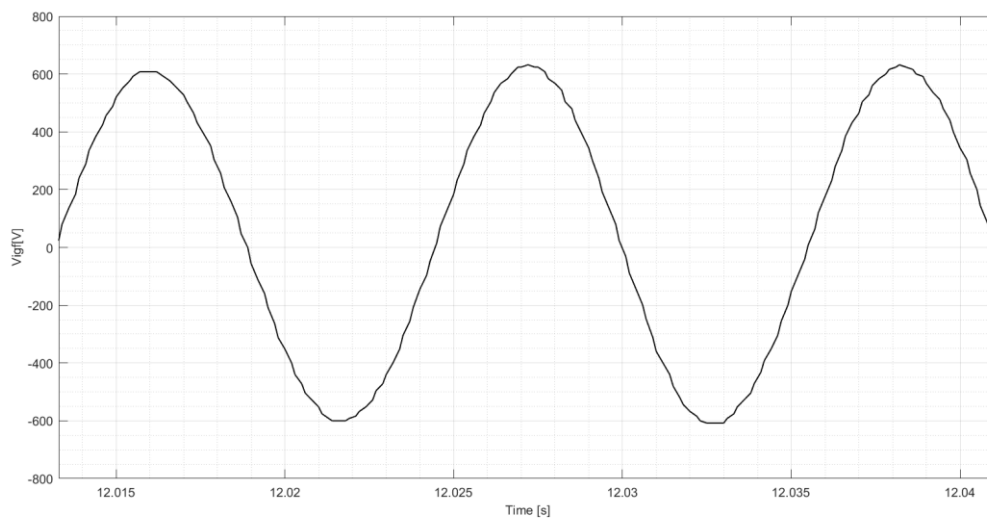
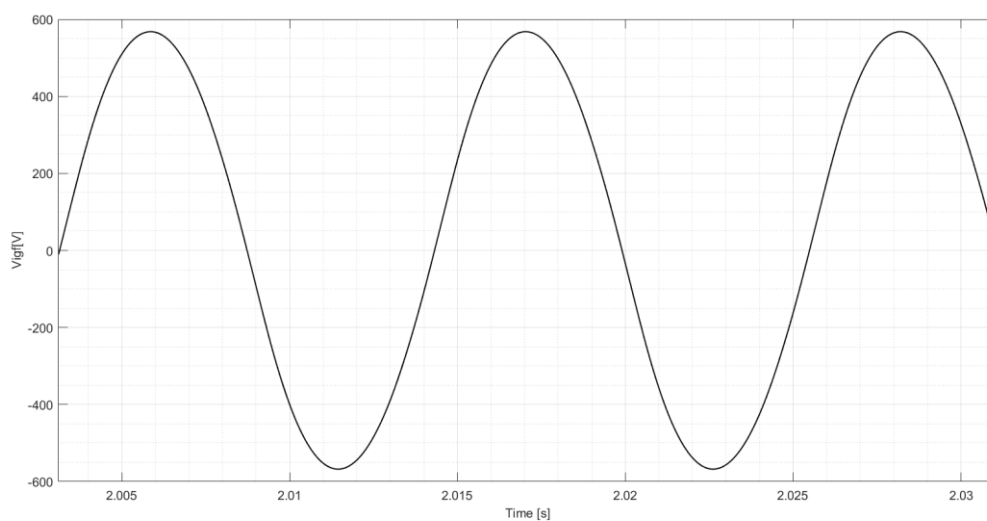


Figura 4.4– Tensão monofásica V_{gicf} de saída em simulação sem carga do GICF.



4.3.2 Resultados do GST e do GICF com Cargas Dinâmica (MIT) e Resistiva: Valores Simulados e Experimentais

Na Figura 4.5 são apresentados os valores em regime permanente tensão de linha V_g e da corrente de linha I_g em corrente alternada (CA) do GST alimentando o MIT de 0,18 kW. O MIT está conectado em delta com tensão de alimentação de 220 V, enquanto o GST está em

ligação Y , também com tensão de linha de 220 V. Observa-se uma defasagem nos resultados devido ao comportamento indutivo da carga, além de um conteúdo harmônico. Esse mesmo comportamento é ilustrado na Figura 4.6, para ambos os valores, mas em uma simulação sem conteúdo harmônico.

A Tabela 4.5 apresenta os resultados do comportamento do GICF, fornecendo tensão e corrente de geração monofásica V_{gicf} e I_{gicf} em regime, na excitação do GST que alimenta o MIT. Embora haja uma diferença entre os comportamentos experimental e simulado, os valores são próximos, demonstrando a capacidade do GICF de fornecer a alimentação de excitação do GST. Além disso, pode ser observada a relação da frequência em função do número de polos do GICF, que apresenta uma frequência significativamente maior que a do GST. No entanto, essa tensão é convertida em CC após a retificação e filtragem, conforme já mencionado.

A Tabela 4.6 apresenta o GST, também em regime, alimentando a carga do MIT. Os resultados demonstram que o GICF consegue fornecer potência suficiente para manter o GST alimentando a carga. Os resultados experimentais e simulados apresentam valores próximos da tensão e corrente do GST.

Figura 4.5 – Tensão e corrente de linha V_g e I_g experimental com carga dinâmica ampliada do GST.

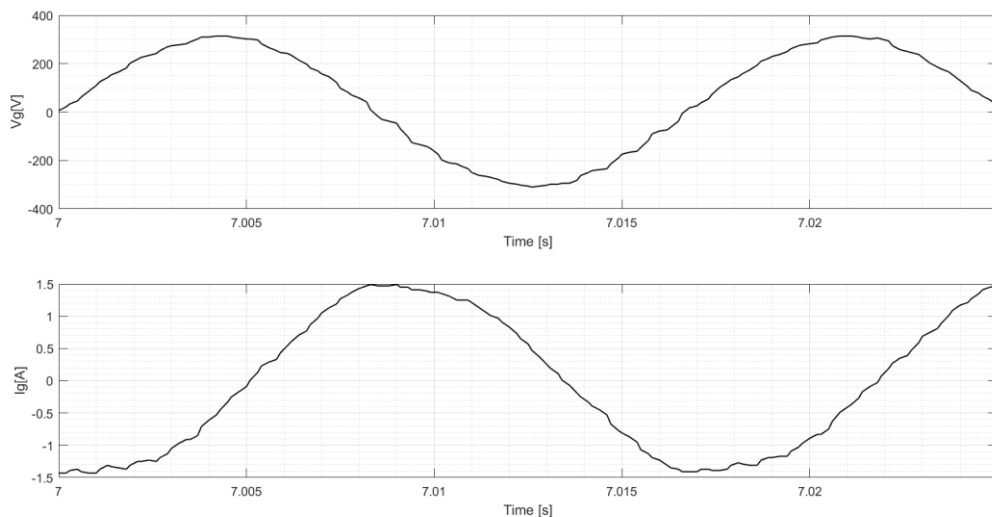


Figura 4.6 – Tensão e corrente de linha V_g e I_g simulada com carga dinâmica ampliada do GST.

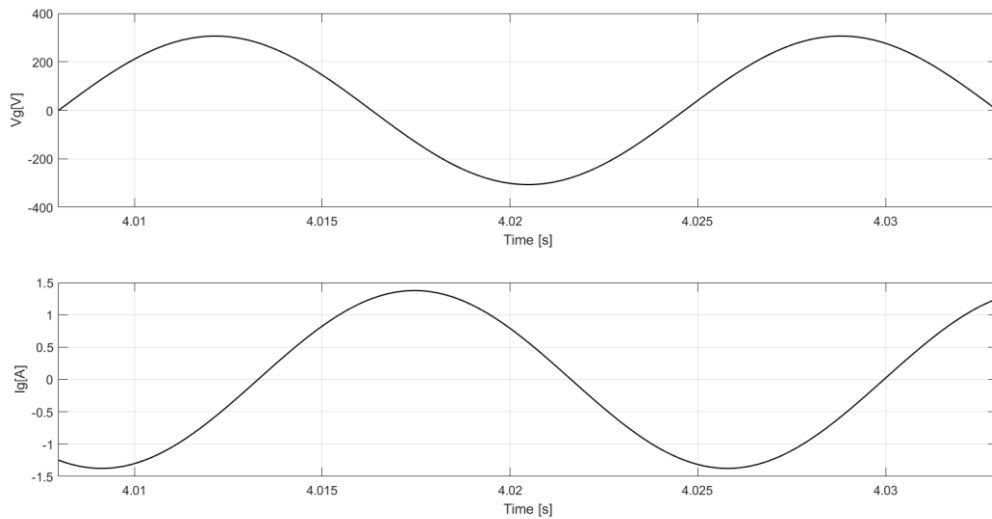


Tabela 4.5 – Comparação dos resultados do GICF com carga dinâmica (MIT).

Gerador Indução Trifásico na Configuração Fukami		
	Simulado	Experimental
V_{fcig}	332 [V rms]	351 [V rms]
I_{fcig}	0,49 [A rms]	0,47 [A rms]
$freq.$	87,95 [Hz]	88,1 [Hz]

Tabela 4.6 – Comparação dos resultados do GST com carga dinâmica (MIT).

Gerador Síncrono Trifásico		
	Simulado	Experimental
V_g	217 [V rms]	224 [V rms]
I_g	0,97 [A rms]	0,96 [A rms]
$freq.$	60 [Hz]	60 [Hz]

Na Figura 4.7 são apresentados os valores em regime permanente da tensão de linha V_g e da corrente de linha I_g em CA do GST alimentando uma carga resistiva trifásica de 0,45 kW. A carga está conectada em delta com tensão de alimentação de 220 V, enquanto o GST está em ligação Y, com tensão de linha de 220 V. Entretanto, não se observa o mesmo comportamento de defasagem visto anteriormente, devido ao comportamento resistivo da carga, embora ainda

haja um conteúdo harmônico. Esse mesmo comportamento é ilustrado na Figura 4.8, para ambos os valores, mas em uma simulação sem conteúdo harmônico.

A Tabela 4.7 apresenta os resultados do comportamento do GICF, fornecendo tensão e corrente de geração monofásica V_{gicf} e I_{gicf} em regime, na excitação do GST que alimenta a carga resistiva. Embora haja uma diferença entre os comportamentos experimental e simulado, os valores são próximos, demonstrando a capacidade do GICF de fornecer a alimentação de excitação do GST. Observa-se uma pequena variação em relação à carga do MIT, devido às características diferentes das cargas. Também pode ser observada a relação da frequência em função do número de polos do GICF, que apresenta uma frequência significativamente maior que a do GST.

A Tabela 4.8 apresenta os resultados para o GST, também em regime, alimentando a carga resistiva. Os resultados demonstram que o GICF consegue fornecer potência suficiente para manter o GST alimentando a carga. Os resultados experimentais e simulados apresentam valores próximos da tensão e corrente do GST.

Figura 4.7 – Tensão e corrente de linha V_g e I_g experimental com carga resistiva ampliada do GST.

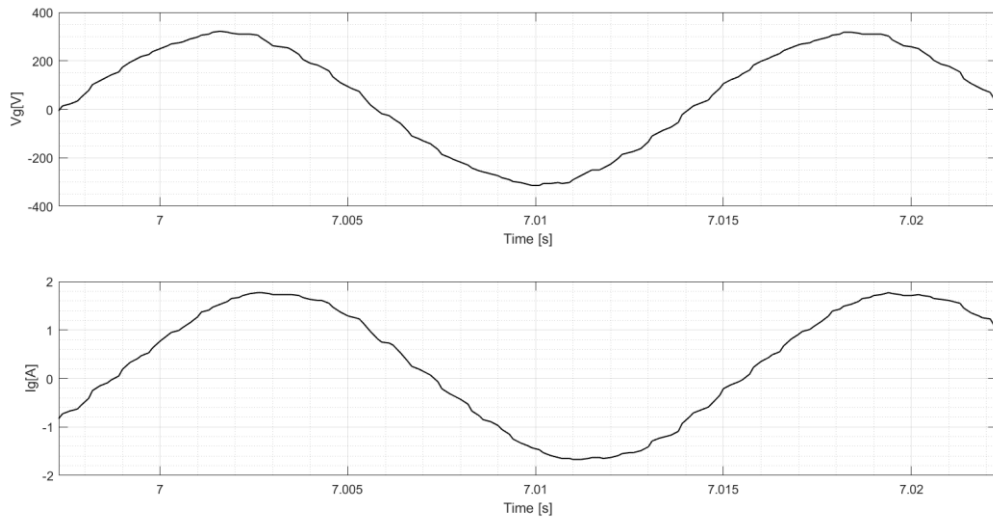


Figura 4.8 – Tensão e corrente de linha V_g e I_g experimental com carga resistiva ampliada do GST.

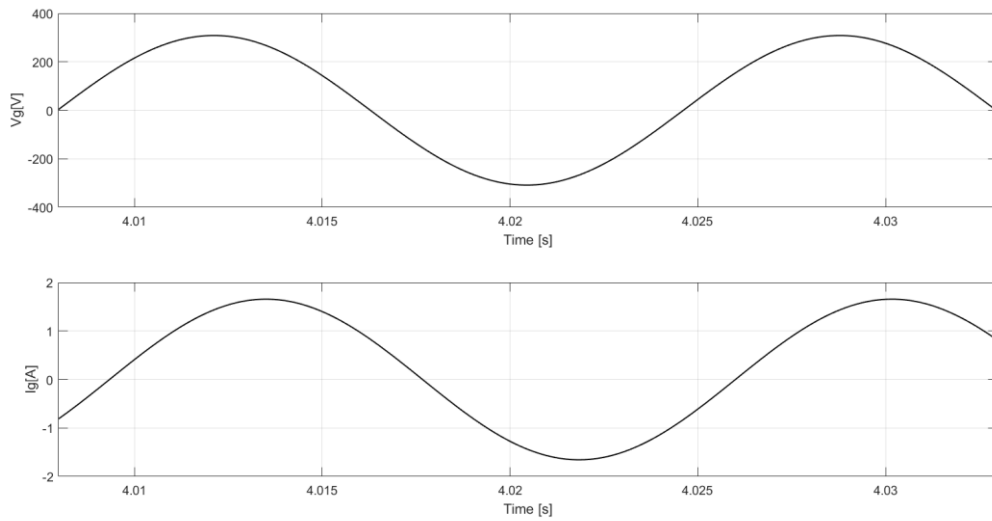


Tabela 4.7– Comparação dos resultados do GICF com carga resistiva.

Gerador Indução Trifásico na Configuração Fukami		
	Simulado	Experimental
V_{fcig}	336 [V rms]	356 [V rms]
I_{fcig}	0,41[A rms]	0,39 [A rms]
$freq.$	88,72 [Hz]	88,39 [Hz]

Tabela 4.8 – Comparação dos resultados do GST com carga resistiva.

Gerador Síncrono Trifásico		
	Simulado	Experimental
V_g	216 [V rms]	224 [V rms]
I_g	1,17 [A rms]	1,24 [A rms]
$freq.$	60 [Hz]	60 [Hz]

4.3.3 Resultados em regime do comportamento do controle GST com carga dinâmica (MIT) e resistiva: valores simulados e experimentais.

Na Figura 4.9, são apresentados os resultados da tensão V_g e da corrente I_g do GST com a inserção de carga dinâmica e o retorno ao regime permanente, demonstrando o controle do sistema de geração. Os resultados evidenciam a recuperação do sistema de geração através do controle, com o afundamento da tensão ocorrendo no instante 6,3 s após a inserção do MIT (carga dinâmica), seguido pela recuperação. Similarmente, na Figura 4.11, é inserida a carga resistiva, observando-se um pequeno afundamento da tensão no instante 5,87 s, acompanhado por um breve transitório durante o afundamento e um pequeno overshoot, seguido da recuperação. Nas Figuras 4.10 e 4.12, observa-se um comportamento semelhante, com pequenas variações em relação aos valores experimentais tanto na tensão quanto na corrente, demonstrando a eficácia do sistema de geração na inserção de carga e na subsequente recuperação dos valores de tensão.

Figura 4.9 – Forma de onda de V_g e I_g com carga dinâmica: experimental do GST.

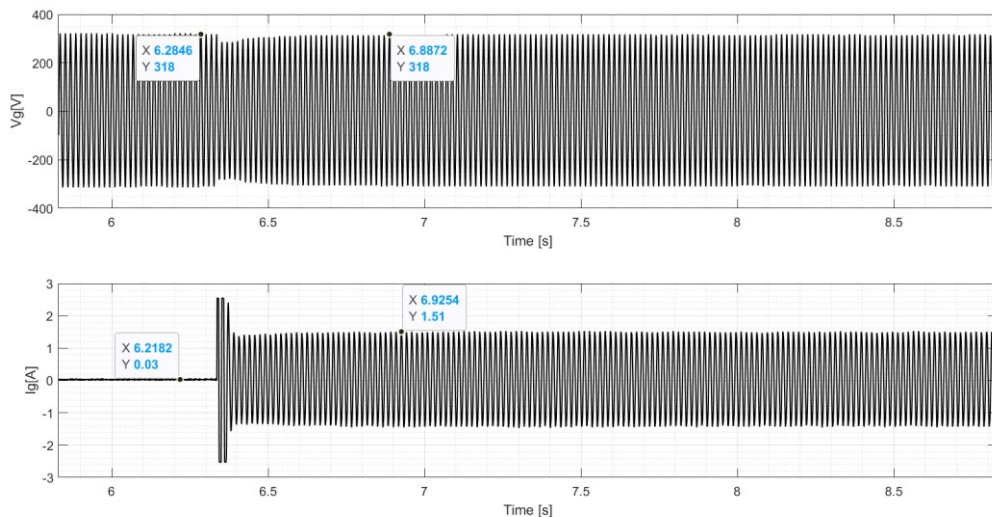


Figura 4.10 – Forma de onda de V_g e I_g com carga dinâmica: simulação do GST.

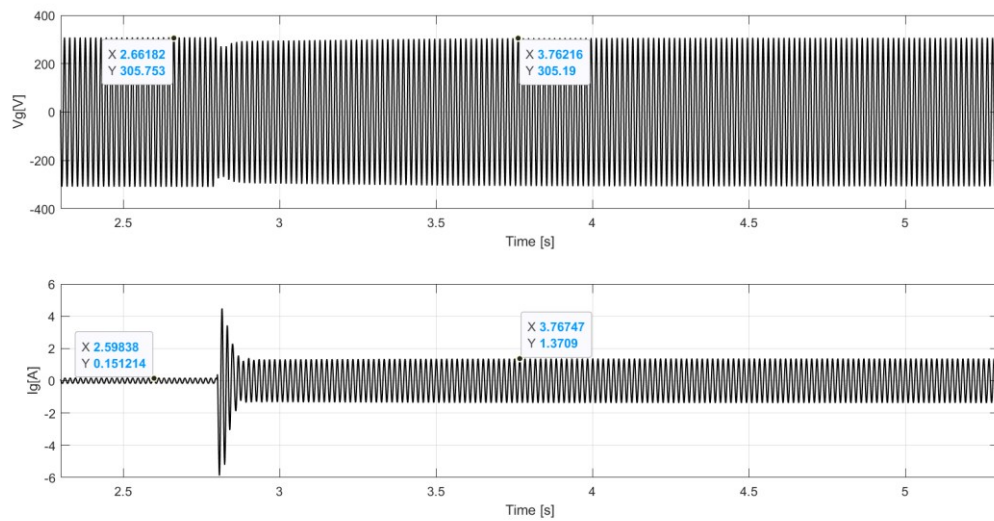


Figura 4.11 – Forma de onda de V_g e I_g com carga resistiva: experimental do GST.

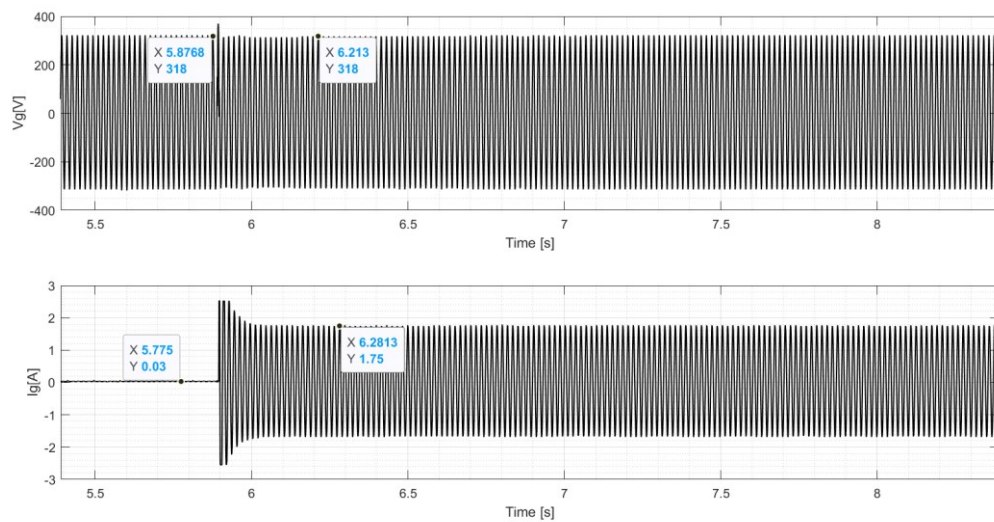
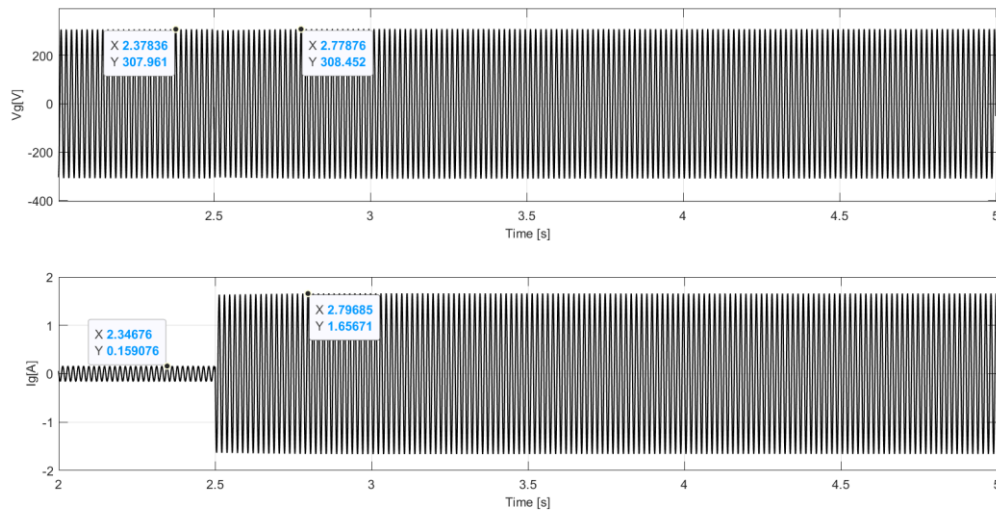


Figura 4.12 – Forma de onda de V_g e I_g com carga resistiva: simulação do GST.

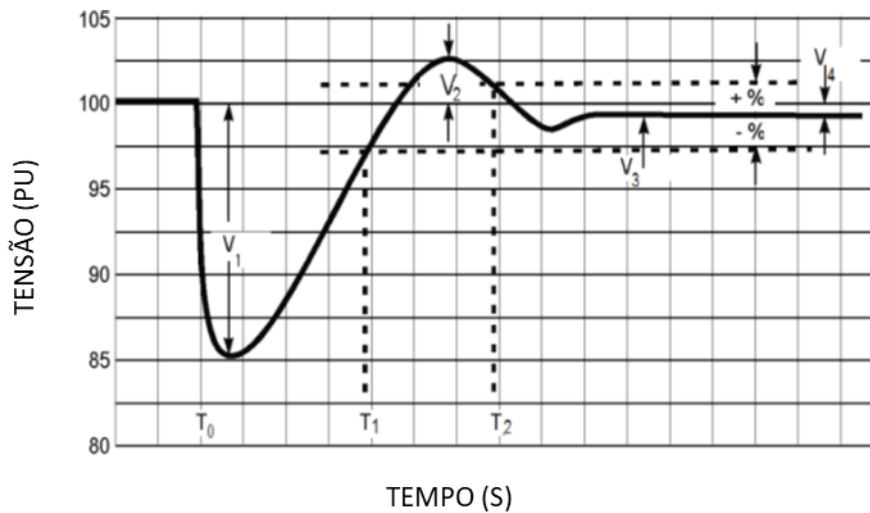


Com relação à inserção de carga, houve uma limitação em função da máquina primária. O GGD tem uma potência de 2 kW e o GST de 3 kVA, em conjunto com a potência do GICF, o que fez com que a máquina primária trabalhasse no seu limite de corrente.

4.3.4 Resultados do desempenho do controle de excitação do GST com carga dinâmica (MIT) e resistiva: valores experimentais.

A norma NEMA MG1 (2016) apresenta qual deve ser comportamento de um GST sobre como se deve comportar a corrente e a tensão com a inserção de cargas, esse comportamento pode ser visto na Figura 4.13.

Figura 4.13 – Variação da tensão no tempo em decorrência de uma mudança repentina de carga (Adaptada: NEMA MG1, 2016).



Sendo:

V_1 = *Voltage dip* (queda de tensão)

V_2 = *Maximum transient voltage overshoot* (pico máximo de sobretensão transitória)

V_3 = *Recovery voltage* (tensão de recuperação)

V_4 = *Steady-state regulator within the specified band* (Regulador de regime permanente dentro da faixa especificada)

T_0 = *Point at which load is applied* (Ponto em que a carga é aplicada)

T_1 = *Time to recover to a specified band* (Tempo para se recuperar para uma faixa especificada)

T_2 = *Time to recover to and remain* (Tempo para se recuperar e permanecer)

A análise do desempenho do controle de tensão apresentado no item 3.4.5 é realizada em função da norma NEMA MG1(2016) quanto à inserção das cargas utilizadas. Ela é realizada a partir das Figuras 4.14 e 4.15, onde os resultados dos níveis e tempos apresentados são levantados em função da norma.

O trabalho apresentado em Silva et al. (2016) é utilizado como referência para as definições dos pontos a serem levantados para análise segundo a norma NEMA MG1(2016), com o objetivo de levantar o comportamento e determinar os resultados em função do desempenho do controle do sistema de geração.

Figura 4.14 – Forma de onda de V_g com carga dinâmica experimental do GST com tempos para análise do controle.

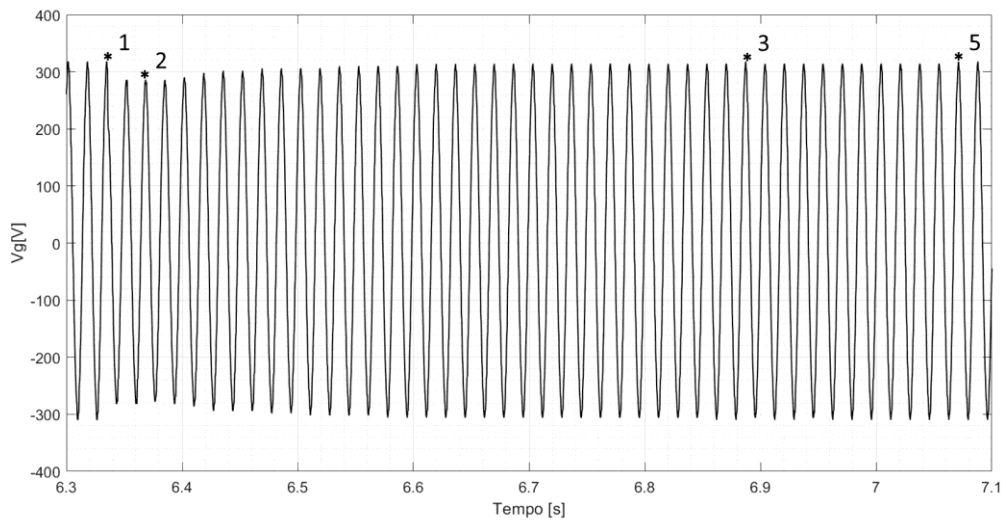


Tabela 4.9 – Coordenadas dos pontos, valores de tempo e valores de pico da tensão.

Gerador Síncrono Trifásico					
Figura	Ponto 1	Ponto 2	Ponto 3	Ponto 4	Ponto 5
4.14	6,33 [s]	6,38 [s]	6,88 [s]	0 [s]	7,07 [s]
	318 [V]	286 [V]	318 [V]	0 [V]	318 [V]
4.15	5,86 [s]	5,91[s]	5,96 [s]	0 [s]	6,69 [s]
	322 [V]	306 [V]	322 [V]	0 [V]	322 [V]

Figura 4.15 – Forma de onda de V_g com carga resistiva experimental do GST com tempos para análise do controle.

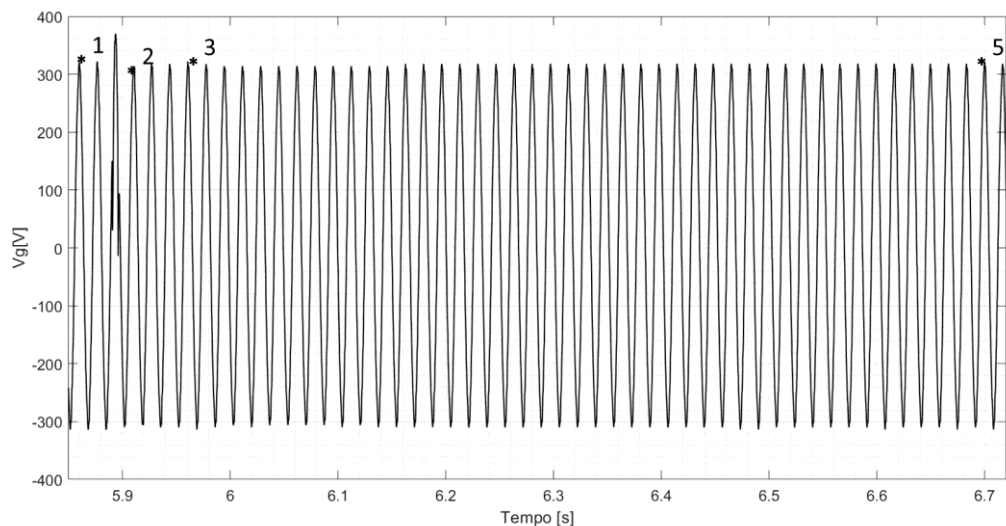


Tabela 4.10 – Resultado do desempenho apresentado em função dos termos da Norma NEMA MG1 (2016).

Gerador Síncrono Trifásico					
Figura	V1(%)	V2(%)	V3(%)	V4(%)	Tempo de Recuperação (s)
4.14	10,06	0	0	100	0,55
4.15	4,96	0	0	100	0,10

Embora, como já mencionado no item anterior, em função da limitação da potência da máquina primária, o que limitou a inserção de cargas com perfil mais agressivo para o gerador, os resultados apresentados na Tabela 4.9 e na Tabela 4.10 demonstram que o controle operou de forma satisfatória, de acordo com o que é exigido pela norma NEMA MG1(2016).

CAPÍTULO V

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 CONCLUSÕES

Esta tese apresentou um sistema de geração com a substituição do sistema de excitação PMG utilizado em GGD por outro, utilizando um gerador de indução monofásico auto-regulado, com uma máquina de indução trifásica no mesmo eixo da máquina síncrona do GMG. Nesse contexto, foi utilizado o trabalho pioneiro de Fukami et al. (1995) como referência no desenvolvimento da configuração do gerador de indução monofásico, que também foi apresentada em outros trabalhos, como o recente de Kim et al. (2017), demonstrando a eficiência dessa configuração.

Também foi evidenciado, na revisão da literatura, que embora o sistema PMG tenha características de eficiência em GMG, há um apelo ambiental em sua utilização, pois emprega ímãs de alta eficiência, fabricados com elementos químicos conhecidos como Terras Raras. Esses geradores utilizam ímãs de neodímio-ferro-boro, sendo o neodímio amplamente empregado e pertencente a categoria das Terras Raras. No processo de produção desses ímãs, conforme apresentado por Marx et al. (2018), há impactos ambientais consideráveis. Boldea et al. (2014) também discutem os altos custos, o monopólio e o impacto ambiental na utilização desses ímãs.

Com relação às máquinas utilizadas, foi apresentada a modelagem matemática e as características de funcionamento da máquina de indução com rotor gaiola de esquilo, tanto para operação como motor quanto como gerador. Para esses dois modos de operação, foram apresentados os circuitos equivalentes, cujos parâmetros foram obtidos por meio de ensaios. O modelamento matemático desenvolvido por Fukami et al. (1999) foi utilizado para demonstrar o comportamento da configuração. Em relação à máquina síncrona de polos salientes, também foram apresentadas a modelagem matemática, as características de funcionamento como motor e gerador, bem como os circuitos equivalentes, cujos parâmetros foram obtidos através de ensaios.

Em relação aos sistemas de controle de velocidade e tensão do sistema de geração, foi apresentada a estrutura de funcionamento e seu desenvolvimento. A análise foi realizada

conforme a norma NEMA MG1 (2016), verificando-se a eficiência desses controles em relação aos limites estabelecidos pelos resultados de saída do sistema de geração.

O sistema de excitação proposto para substituir o controle de excitação PMG utilizado em GGD apresentou resultados satisfatórios, demonstrando sua viabilidade. Isso foi amplamente demonstrado no desempenho dos resultados, tanto pelo apelo ambiental, por não utilizar materiais com elementos de Terras Raras, quanto pelo uso do GIAE, que se destaca por suas características de funcionamento e baixo custo de aquisição.

Um dos problemas resolvidos nesse sistema foi a autoexcitação do GICF em velocidade síncrona. A proposta de utilizar o motor de 6 polos mostrou-se viável para o funcionamento, embora pudesse haver problemas com a maior frequência da tensão gerada. No entanto, isso não ocasionou dificuldades, visto que a tensão gerada pelo GICF foi retificada e filtrada para alimentar a tensão de campo do GST.

Assim, através da comparação dos resultados simulados e experimentais, verifica-se que, mesmo diante de carga dinâmica, o sistema de excitação rotativa com GICF conseguiu restaurar a tensão do GST ao valor nominal, conforme estabelecido na norma NEMA MG1 (2016). Dessa forma, a proposta apresentada nesta tese foi validada, contribuindo de forma pioneira para os sistemas de excitatrizes rotativas com geradores de indução.

5.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Estudos futuros podem abranger os seguintes temas:

- Realizar análises com máquinas de indução trifásicas em configurações de outros tipos de geradores monofásicos propostos na literatura, utilizá-los como excitatrizes e comparar os resultados.
- Fazer uma análise comparativa de máquinas de indução trifásicas de 4 polos e 6 polos na geração em configuração monofásica, utilizadas como excitatrizes, para verificar a viabilidade e a capacidade de carga máxima de ambos os geradores com diferentes números de polos.

Com resultados obtidos no desenvolvimento desta tese foi publicado o artigo descrito abaixo:

METELLO, E. et al. Study of a Self-Excited Three-Phase Induction Generator Operating as a Single-Phase Induction Generator for Use in Rotating Excitation Systems for Synchronous Generators. *Energies*, v. 17(16), n. 3900, 2024. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en17163900>

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT NBR 17094-3:2018 Versão Corrigida: 2018. ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas. Máquinas Elétricas Girantes Parte 1: Motores de Indução Trifásicos – Ensaio. Avenida Treze de maio, 13 - 28o andar 2003-900 - Rio de Janeiro – RJ: [s.n.]. Disponível em: <https://www.abntcatalogo.com.br/norma.aspx?ID=398450>, 2018.

ALTINO, L. M. Máquinas Síncronas - Teoria e aplicações. Recife: Universitária UFPE, 1984. 423 p.

BARAKAT, A. et al. Output voltage control of synchronous generator using diode and thyristor excitation structures combined with multivariable H controllers. *IET Electric Power Applications*, v. 6, n. 4, p. 203–213, 2012. Disponível em: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2011.0013>

BASSETT, E. D.; POTTER, F. M. Capacitive Excitation for Induction Generator. *AIEE Trans. on E. E.*, Vol.54, pp.540-544, 1935. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/EE.1935.6540048>

BEST, R.J.; MORROW, D.J.; MCGOWAN, D.J.; CROSSLEY, P.A. Synchronous islanded operation of a diesel generator. *IEEE Trans. Power Syst.* 22 (Nov (4)) (2007)2170–2176. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2007.907449>

BIM, E. Máquinas Elétricas e Acionamentos. 2a ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2012.

BOLDEA, I. Variable Speed Generators (The Electric Generators Handbook). ed. Boca Raton: CRC Press, 2005.

BOLDEA, I.; TUTELEA, L. N.; PARSA, L.; DORRELL, D. Automotive Electric Propulsion Systems with Reduced or No Permanent Magnets. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5696-5711, Oct. 2014. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2301754>

BRYAN SNYDER – Excitation selections – Electric Power, Caterpillar Inc. - LEXE1643-00 Feb 2020© 2020 Caterpillar. All Rights Reserved. Excitation Selections | Cat | Caterpillar.

Disponível em: https://www.cat.com/en_US/by-industry/electric-power/Articles/White-papers/excitation-selections.html

CHAN, T.F. Performance analysis of a three-phase induction generator connected to a single-phase power system. in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 13, no. 3, pp. 205-213, Sept. 1998. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/60.707597>

CHAPALLAZ, J.; EICHENBERGER, P.; FISCHER, G. Manual on pumps used as turbines. Volume 11. Germany: Informatica International, 1992. 221 p.

CHAPMAN, S. J. Fundamento de máquinas elétricas. 5º Edição Ed. Porto Alegre, Brasil – AMGH 2013

CHATTERJEE, A.; CHATTERJEE, D. Analysis and control of photovoltaic-assisted three-phase induction machine operating as single-phase micro-wind generator. *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 10, no. 9, pp. 2165-2176, Jun. 2016. Disponível em: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2015.1207>

CHEN, Z. et al. Design and Implementation of Voltage Source Converter Excitation System to Improve Power System Stability. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 52, n. 4, p. 2778–2788, 2016. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/IAS.2015.7356790>

DA SILVA, R. C.; DE MARCHI NETO, I.; SEIFERT, S. S. Electricity supply security and the future role of renewable energy sources in Brazil. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 59 (Jun) (2016) 328–341. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.01.001>

DUOGLAS, Y. M.; ESPINOSA, J. W. M; SILVA, A. C. Os Elementos terras raras e seu papel em uma sociedade sustentável – Simpósio de Engenharia de produção Universidade federal de Goiás - regional Catalão – 9 a 11 agosto de 2017, catalão, Goiás, Brasil – issn:2594-410x). Disponível em: https://files.cercomp.ufg.br/weby/up/1012/o/Douglas_Yusuf_Marinho.pdf

FARAH, S.; WHALEY, D; SAMAN, W. Control strategies of domestic electrical storage for reducing electricity peak demand and life cycle cost. *Int. J. Hydrogen Energy* 41 (45) (2016) 20939–20949. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2016.06.164>.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY Jr. C.; UMANS, S. D.; Máquinas Elétricas com Introdução a Eletrônica de Potência, 6 ed., Porto Alegre: Bookman Companhia, 2006

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR., C.; UMANS, S.D. *Electric Machinery*, 6th ed., McGraw Hill, New York, USA, 2005, ISBN 978-0071230100..

FUKAMI, T.; IMAMURA, M; MIYAMOTO, T. A new self-regulated selfexcited single-phase induction generator using a squirrel-cage three-phase induction machine. *Trans. of IEE Japan*, vol. I15-D, no. I, July 1995, pp. 867-872. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/EMPD.1995.500744>

FUKAMI, T.; KABURAKI, Y.; KAWAHARA, S.; MIYAMOTO, T. Performance analysis of a self-regulated self-excited single-phase induction generator using a three-phase machine. in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 622-627, Sept. 1999. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/60.790925>

GAO, S.; BHUVANESWARI, G.; MURTHY, S.S.; KALLA, U. Efficient voltage regulation scheme for three-phase self-excited induction generator feeding single-phase load in remote locations. *IET Renewable Power Generation*, 8: 100-108. Disponível em: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2012.0204>.

GREG LALIBERTE. A Comparison of Generator. Excitation Systems. Our energy working for you.TM. Power topic #6008 | Technical information from Cummins Power - Bulletin 6451356 Produced in U.S.A. 2/23 ©2023 Cummins Inc. Disponível em: <https://mart.cummins.com/imagelibrary/data/assetfiles/0056590.pdf>

EBC- Conta de luz para os brasileiros em 2020 pode ter aumento de 2,42% - Agência Brasil - 31 Out 2019. Disponível em: <https://agenciabrasil.ebc.com.br/economia/noticia/2019-10/conta-de-luz-para-os-brasileiros-em-2020-pode-ter-aumento-de-242>

IEEE STD 112-2004. IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. [S.l:s.n.], 2004. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1353938&isnumber=29748>

KIM, B; PIETRZAK-DAVID, M.; MAUSSION, P.; BUN, L. Novel structure of single-phase generator from three-phase induction machine: Modeling and simulation. *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, China*, 2017, pp. 7653-7659. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8217341>.

KIMPARA, M. L. M. Modelagem e análise de geradores síncronos utilizando o método de reconstrução de campo. 2012. 55 fls. Dissertação Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Campo Grande.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S.; PEKAREK, S.; Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. Ed. 3, Hoboken, New Jersey, Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE PRESS, 2013.

KUNDUR, P. Power System Stability and Control. Pag 319. [S.l.]: McGraw Hill Inc, 1993.

MADESCU, G; BIRIESCU, M; MOT, M; MÜLLER, V. Analysis of the unsymmetrical induction motor supplied by unbalanced voltage system. Universidad Autónoma de Nuevo León. San Nicolas de los Garza, México – Ingenierias, Abril-junio 2007, Vol. X, No. 35. Disponível em: https://www.academia.edu/111993669/Analysis_of_the_unsymmetrical_induction_motor_supplied_by_unbalanced_voltage_system

MARX, J. et al. Comparative Life Cycle Assessment of NdFeB Permanent Magnet Production from Different Rare Earth Deposits. *ACS Sustainable Chemistry and Engineering*, v. 6, n. 5, p. 5858–5867, 2018. Disponível em: <https://doi.org/10.1021/acssuschemeng.7b04165>

MIYAIRI, S. University Course: Electro-Mechanical Energy Conversion, Maruzen, 1992, p. 155, 210.

MURTHY, S.S; MALIK, O.P.; TANDON, A.K. Analysis of self-excited induction generators. *IEE Proc.*, vol. 129, Pt. C. no. 6, November 1982, pp. 260-265. Disponível em: <https://doi.org/10.1049/ip-c.1982.0041>

NAKORN, P.; MACHOT, P.; KINNARES, V.; MANOP, C. Study of Three-phase Self-excited Induction Generator Operating as Single-phase Induction Generator Supplying Non-linear Load. 2021 18th *International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, Chiang Mai, Thailand, 2021, pp. 806-809. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ECTI-CON51831.2021.9454845>

NEMA, National Electrical Manufacturers Association. 1300 North 17th Street, suite 900, Rosslyn. Va 22209, Washington, USA, 2016.

NEVES, R. V. A. Controle de Tensão Terminal e Potência Reativa de um Grupo Motor Gerador Diesel Conectado à Rede de Distribuição. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2013.

NITTA, K. et al. University Course: Electrical Apparatus (I), OHMSHA, 1992, pp. 66-67.

RAHIM, Y.H.A.; ALOAH, A.I.; AI-MUDAIHEEM, R.I. Performance of single-phase induction generators. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 8, no. 3, September 1993, pp. 389-395. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/60.257050>

SEN, P. C. Principles of Electric Machines and Power Electronics. Third Edit ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. 618 p. .978-1-118-07887-7.

SILVA, F. B. et al. Application of bidirectional switches in the development of a voltage regulator for self-excited induction generators. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 98, p. 419–429, jun. 2018. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2017.12.025>

SILVA, F. B. Proposta para regulação de tensão em geradores de indução trifásicos autoexcitados: Análise com carga dinâmica e com carga desequilibrada. Universidade Federal de Uberlândia, 2018. 95 f. Tese Doutorado (Doutorado em Engenharia Elétrica).

SILVA, F.B. et al. Influence of Load in Performance of the Static Excitation Control of Synchronous Generator. in *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 4, pp. 1766-1773, April 2016. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TLA.2016.7483513>

SILVA, F.B.; VANCO, W.E.; DA SILVA GONCALVES, F.A.; BISSOCHI JUNIOR, C.A.; DE CARVALHO, D.P.; NETO, L.M. Experimental analysis of harmonic distortion in isolated induction generators. *IEEE Lat Am Trans* 2016;14(3):1245–51. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TLA.2016.7459605>

SIMÕES, M. G.; FARRET, F. A. Modeling and Analysis with Induction Generators, 3th ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2015, pg 87-91.

SIMÕES, M. G.; FARRET, F. A. Modeling and Analysis with Induction Generators, 3th ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2015, pg. 65-76.

SIMÕES, M. G.; FARRET, F. A. Modeling and Analysis with Induction Generators, 3th ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2015, pg. 27.

SINGH, B.; SAXENA, R. B.; MURTHY, S. S.; SINGH, B. P. A Single-phase Self-Excited Induction Generator for Lighting Loads in Remote Areas. *Int. J. Elect. Enging Educ.*, Vol. 25, pp.269-275,1988. Disponível em: <https://doi.org/10.1177/002072098802500319>

SINGH, G. K. Self-excited induction generator research - a survey. *Electr Power Syst Res* 2004; 2004(69):107–14. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2003.08.004>

SOUSOUNIS, M. C.; SHEK, J. K. H.; CROZIER, R. C.; MUELLER, M. A. Comparison of permanent magnet synchronous and induction generator for a tidal current conversion system with onshore converters. 2015 *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Seville, Spain, 2015, pp. 2481-2486. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ICIT.2015.7125463>

SUDJOKO, R. I.; DARWITO, P. A. Design and simulation of synchronous generator excitation system using buck converter at motor generator trainer model LEM-MGS. *International Conference on Advanced Mechatronics, Intelligent Manufacture, and Industrial Automation (ICAMIMIA)*, p. 41–45, 2017. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ICAMIMIA.2017.8387554>

SUH, Y.; LIPO, T. A. Field excitation scheme using a machine-side 4-leg converter in MW-range WRSG wind turbine systems. 2017 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, USA, 2017, pp. 3316-3323. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8096598>

VANÇO, W. E. et al. Analysis of the oscillations caused by harmonic pollution in isolated synchronous generators. *Electric Power Systems Research*, vol. 147, pp. 280-287, June 2017. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.03.003>

VANÇO, W. E. et al. Experimental analysis of a self-excited induction generators operating in parallel with synchronous generators applied to isolated load generation. *IEEE Latin America Transactions*, vol. 8, no. 4, pp. 1730-1736, April 2016. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TLA.2016.7483508>

XIAOGANG LUO; LIPO, T.A. A synchronous/permanent magnet hybrid AC machine. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference. IEMDC'99. Proceedings (Cat. No.99EX272)*, Seattle, WA, USA, 1999, pp. 19-21. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/IEMDC.1999.768672>

YAW-JUEN WANG; MING-HSUEH LEE. A Method for Balancing a Single-Phase Loaded Three-Phase Induction Generator. *Energies* 2012, 5, 3534-3549. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en5093534>

YOUSEFI-TALOUKI, A.; PES CETTO, P.; PELLEGRINO, G.; BOLDEA, I. Combined Active Flux and High-Frequency Injection Methods for Sensorless Direct-Flux Vector Control of Synchronous Reluctance Machines. in *IEEE Transactions on Power Electronics*. vol. 33, no. 3, pp. 2447-2457, March 2018. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2697209>.

YUKHALANG, S.; SAWETSAKULANOND, B.; KINNARES, V. Performance evaluation of three-phase induction generator operating as grid connected single-phase induction generator using electronic capacitor. 2015 *18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Pattaya, Thailand, 2015, pp. 743-747. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2015.7385132>

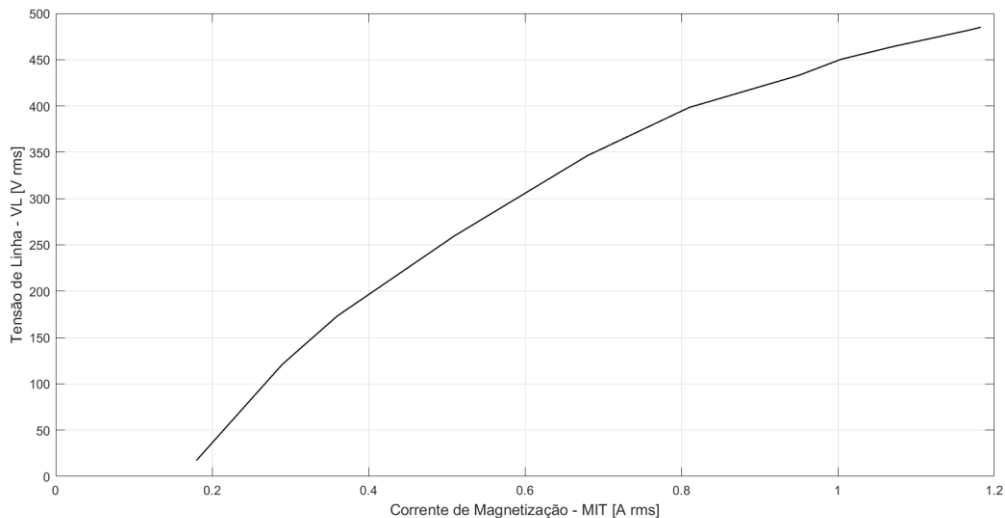
YUKHALANG, S.; SOPAPIRM, T.; KINNARES, V. Three-phase Self-Excited Induction Generator Operating as Single-phase Induction Generator using Static VAR Compensator. 2023 *20th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, Nakhon Phanom, Thailand, 2023, pp. 1-7. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/ECTI-CON58255.2023.10153314>

APÊNDICE A

DIMENSIONAMENTO DA CURVA DE MAGNETIZAÇÃO DO GERADOR DE INDUÇÃO

Na simulação do modelo computacional é necessária incluir o comportamento da reatância de magnetização do gerador de indução que conforme foi apresentado tem comportamento não linear e a parametrização do modelo computacional para representar esse comportamento utiliza a curva de magnetização do gerador. Essa curva foi obtida através de ensaio experimental em laboratório conforme demonstrado em Simões e Farret (2015) e é apresentada na Figura A.1.

Figura A.1 – Curva de magnetização da máquina de indução 0,37 kW.



APÊNDICE B

DIMENSIONAMENTO DO BANCO DE CAPACITORES UTILIZADO NA AUTOEXCITAÇÃO

Como no trabalho de Fukami et al. (1995), a determinação dos valores dos capacitores é realizada por testes experimentais, e não existem ainda trabalhos para determinação desses valores na forma de um modelo matemático.

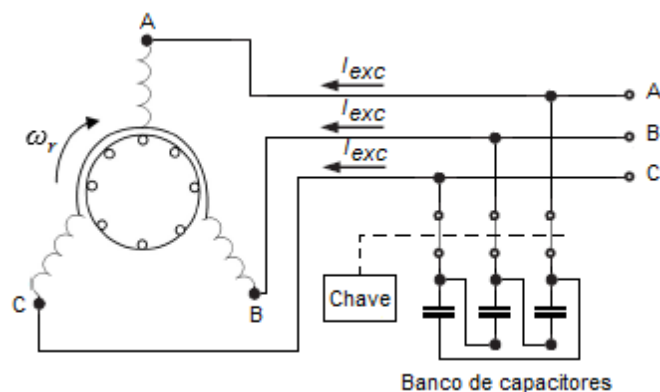
Para determinação dos valores dos capacitores, foi utilizado como base o cálculo do dimensionamento da capacitância mínima, como apresentado em Silva (2018), onde é levado em conta como se o gerador de indução estivesse a vazio sem carga e considerando que esse consumo de energia reativa é feita pela X_m reatância de magnetização, onde o cálculo para obter o valor dessa capacitância mínima por fase é dada por:

$$C_{min} = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times X_m} \quad (B.1)$$

Para o valor da reatância de magnetização obtido pelo ensaio da máquina de indução ($X_m = 264,75 \Omega$), e a frequência do motor 6 polos na rotação 1800 rpm é de 90Hz, calculando:

$$C_{min} = \frac{1}{2 \times \pi \times 90 \text{ Hz} \times 264,75 \Omega} = 6,679 [\mu F] \quad (B.2)$$

Figura B.1 – Ligação dos capacitores (SILVA, 2018).



Mas, esse cálculo para capacitância é realizado para configuração da ligação do motor de indução em paralelo com as capacitâncias em delta, conforme apresentado na Figura B1, nesse caso foi aplicado para determinação dos valores de C_s , no valor de C_p foi utilizado a relação do trabalho de Fukami et al. (1995), onde o valor de C_p é aproximadamente 62% do valor de C_s o que equivale a $C_p = 4,14 [\mu F]$, foram utilizados para teste os valores comerciais apresentados na Tabela B.1. O nível de tensão com capacitância calculada apresentou um valor de tensão muito alto nos terminais do gerador, dessa forma foram realizados testes com outros valores, os quais são apresentados na Tabela B.1, os resultados apresentados são da tensão medida no capacitor C_p que tensão monofásica gerada pelo Fukami em CA sem carga, dessa forma foram feitos testes com valores até o limite de excitação da máquina.

Tabela B.1 – Teste Autoexcitação Motor Indução

C_s	C_p	Tensão GICF
7 [μF]	4 [μF]	518 [V rms]
6 [μF]	4 [μF]	485 [V rms]
5 [μF]	4 [μF]	439 [V rms]

Com valores de C_s abaixo de 5 [μF] e C_p abaixo de 4 [μF] o GICF apresentou dificuldade para auto excitação.