

UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA
E DE COMPUTAÇÃO

**ATENUAÇÃO DAS COMPONENTES OSCILANTES DE
CONJUGADO NO GERADOR SÍNCRONO DE POLOS
SALIENTES**

Leovir Cardoso Aleluia Junior

[UFG] & [EMC]
[Goiânia - Goiás - Brasil]
15 de janeiro de 2019

**TERMO DE CIÊNCIA E DE AUTORIZAÇÃO PARA DISPONIBILIZAR
VERSÕES ELETRÔNICAS DE TESES E DISSERTAÇÕES
NA BIBLIOTECA DIGITAL DA UFG**

Na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Goiás (UFG) a disponibilizar, gratuitamente, por meio da Biblioteca Digital de Teses e Dissertações (BDTD/UFG), regulamentada pela Resolução CEPEC nº 832/2007, sem ressarcimento dos direitos autorais, de acordo com a Lei nº 9610/98, o documento conforme permissões assinaladas abaixo, para fins de leitura, impressão e/ou *download*, a título de divulgação da produção científica brasileira, a partir desta data.

1. Identificação do material bibliográfico: **Dissertação** **Tese**

2. Identificação da Tese ou Dissertação:

Nome completo do autor: Leovir Cardoso Aleluia Junior

Título do trabalho: **ATENUAÇÃO DAS COMPONENTES OSCILANTES DE CONJUGADO NO GERADOR SÍNCRONO DE POLOS SALIENTES**

3. Informações de acesso ao documento:

Concorda com a liberação total do documento **SIM** **NÃO**¹

Havendo concordância com a disponibilização eletrônica, torna-se imprescindível o envio do(s) arquivo(s) em formato digital PDF da tese ou dissertação.

Assinatura do(a) autor(a)²

Ciente e de acordo:

Assinatura do(a) orientador(a)²

Data: 15, 01, 19

¹ Neste caso o documento será embargado por até um ano a partir da data de defesa. A extensão deste prazo suscita justificativa junto à coordenação do curso. Os dados do documento não serão disponibilizados durante o período de embargo.

Casos de embargo:

- Solicitação de registro de patente;
- Submissão de artigo em revista científica;
- Publicação como capítulo de livro;
- Publicação da dissertação/tese em livro.

² A assinatura deve ser escaneada.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA
E DE COMPUTAÇÃO

**ATENUAÇÃO DAS COMPONENTES OSCILANTES DE
CONJUGADO NO GERADOR SÍNCRONO DE POLOS
SALIENTES**

Leovir Cardoso Aleluia Junior

Dissertação apresentada à Banca Examinadora como exigência parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação pela Universidade Federal de Goiás (UFG), Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação (EMC), sob a orientação do Prof. Dr. Wesley Pacheco Calixto e co-orientação do Prof. Dr. Aylton José Alves

[UFG] & [EMC]
[Goiânia - Goiás - Brasil]
15 de janeiro de 2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistemas da Bibliotecas da UFG, GO - Brasil

X123x Aleluia Junior, Leovir Cardoso, 30/08/1993.

Atenuação das componentes oscilantes de conjugado no gerador síncrono de polos salientes. [manuscrito]/ Leovir Cardoso Aleluia Junior. – [Goiânia - Goiás - Brasil]: [UFG] & [EMC], 15 de janeiro de 2019.

120 f. : il.

Orientador: Wesley Pacheco Calixto - UFG. Co-orientador: Aylton José Alves - IFG.

Dissertação - Universidade Federal de Goiás - UFG, Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação - EMC.

Inclui bibliografia.

1.Gerador Síncrono de Polos Salientes - Teses. 2.Modelagem Matemática e Computacional- Máquina Síncrona - Teses. 3.Conteúdos Harmônicos - Teses. 4.Oscilações de Conjugado Eletromagnético. I. Calixto, Wesley Pacheco; Alves, Aylton José. II. Universidade Federal de Goiás. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

CDU 621.3.537:681.5

Copyright © 15 de janeiro de 2019 by Federal University of Goias - UFG, Brazil. No part of this publication may be reproduced, stored in a retrieval system, or transmitted in any form or by any means, electronic, mechanical, photocopying, microfilming, recording or otherwise, without written permission from the Library of UFG, with the exception of any material supplied specifically for the purpose of being entered and executed on a computer system, for exclusive use of the reader of the work.



Ata de Dissertação de Mestrado

Ata da sessão de julgamento da Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação, área de concentração Engenharia Elétrica, do candidato **Leovir Cardoso Aleluia Júnior**, realizada em 30 de agosto de 2018.

Aos trinta dias do mês de agosto de dois mil e dezoito, às 14:00 horas, na sala Caryocar brasiliensis, bloco "A" da Escola de Engenharia Elétrica e de Computação (EMC), Universidade Federal de Goiás (UFG), reuniram-se os seguintes membros da Comissão Examinadora designada pela Coordenadoria do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação: Os Doutores Wesley Pacheco Calixto – Orientador (EMC/UFG), Aylton José Alves – (ECA-IFG) e Daywes Pinheiro Neto (ECA/IFG), José Luiz Domingos (ENG-IFG) e Marco Antônio Assfalk de Oliveira (EMC-UFG), para julgar a Dissertação de Mestrado de **Leovir Cardoso Aleluia Júnior**, intitulada "**Atenuação das Componentes Oscilantes de Conjugado no Gerador Síncrono de Polos Salientes**", apresentada pelo Candidato como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre, em conformidade com a regulamentação em vigor. O Professor Doutor Wesley Pacheco Calixto, Presidente da Comissão, abriu a sessão e apresentou o candidato que discorreu sobre seu trabalho, após o que, foi argüido pelos membros da Comissão na seguinte ordem: Aylton José Alves, Daywes Pinheiro Neto, José Luiz Domingos e Marco Antônio Assfalk de Oliveira. A parte pública da sessão foi então encerrada e a Comissão Examinadora reuniu-se em sessão reservada para deliberar. A Comissão julgou então que o candidato, tendo demonstrado conhecimento suficiente, capacidade de sistematização e argumentação sobre o tema de sua Dissertação, foi considerado **aprovado** e deve satisfazer as exigências listadas na Folha de Modificação de Dissertação de Mestrado, em anexo a esta Ata, no prazo máximo de 30 dias, ficando o professor orientador responsável por atestar o cumprimento dessas exigências. Os membros da Comissão Examinadora descreveram as justificativas para tal avaliação em suas respectivas Folhas de Avaliação, anexas a esta Ata. Nada mais havendo a tratar, o presidente da Comissão declarou encerrada a sessão. Nos termos do Regulamento Geral dos Cursos de Pós-graduação desta Universidade, a presente Ata foi lavrada, lida e, julgada conforme, segue assinada pelos membros da Comissão supracitados e pelo candidato. Goiânia, 30 de agosto de 2018.

Comissão Examinadora Designada:

Wesley Pacheco Calixto – Orientador (EMC/UFG)

(Avaliação: APROVADO)

Aylton José Alves – (ECA/IFG)

(Avaliação: APROVADO)

Daywes Pinheiro Neto – (ECA/UFG)

(Avaliação: APROVADO)

José Luiz Domingos – (ECA/UFG)

(Avaliação: APROVADO)

Marco Antônio Assfalk de Oliveira – (EMC/UFG)

(Avaliação: APROVADO)

Candidato:

Leovir Cardoso Aleluia Junior

“Quem vive dirigido pela Razão, se esforça, tanto quanto pode, por compensar pelo Amor e pela Generosidade, o Ódio e o Desprezo que tem outrem por ele.”

BARUCH SPINOZA

*A Deus. Aos meus pais. E a ela, mais uma vez e mais do
que nunca.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus. Ele me sustentou, Ele me guiou e Ele me perdoou e perdoa em todas as ocasiões em que minha rebeldia e insistente independência tentam afastar-me de Teu amor.

Aos meus pais que, em todos os momentos estiveram e, ainda, estão comigo. Me formaram, criaram e moldaram o meu caráter. Obrigado mãe e pai pela firmeza nas correções, pela assertividade nos conselhos e pelo afeto.

À minha querida Tia Maura, minha segunda mãe, por sempre estar disposta a ajudar quem quer que seja. Aos meus primos Fábio, Gisleide e Daniely pelo apoio nos momentos de dificuldades e alegria nos momentos de júbilo, pessoas com quem sempre pude e posso contar.

Ao meu querido primo Paulo Henrique pelos seus belos conselhos em todos os momentos. Aos seus filhos, Lis e Henrique, pela alegria que me proporcionam sempre que estamos juntos.

Às minhas tias Maria e Maraiza pela alegria e pelos exemplos. Ao meu tio Lázaro pela personalidade firme que tantas vezes me serviu de exemplo.

À toda minha família materna e paterna.

Agradeço à minha querida avó Sebastiana pela garra, pela virtude, pelo sucesso na criação de todos os teus filhos. Mesmo tendo ficado viúva tão precocemente, nunca recusou as responsabilidades dadas à ela por Deus. Sua memória vive em mim e, dia após dia, lembro-me de seus sábios conselhos.

Agradeço aos meus irmãos de fé que, tantas vezes, me auxiliaram com palavras e com carinho, mesmo nos momentos de afastamento do meio religioso.

À minha amiga e querida conselheira Alana que, por muitas vezes, me ouviu e aconselhou. À minha amiga e advogada Neilda Soares e aos seus filhos. Me sinto parte dessa família também.

Ao meu amigo Marcelo por quem tenho carinho e cuidado como de um padrinho por seu afilhado.

Aos meus amigos Paulo Henrique (e seus pais Elvira e Bardino), Leonildo (e seus pais Romildo e Silvanilda), Suzana (irmã de Leonildo), além de Adilson, Bruna, Sharon e outros aos quais peço perdão por não citar nominalmente.

Aos colegas de trabalho do SENAI, tais como Gessyca, Theófilo, Larissa e tantos outros desta instituição, como também a todos os outros amigos e colegas que acumulei em todos esses anos de vida e trabalho em indústrias e escolas.

Ao meu amigo Sóstenes, por todo o auxílio no que se refere à Otimização.

Ao Professor Pacheco pelas orientações e paciência.

Por fim, agradeço ao amigo e orientador Professor Aylton. Seus conselhos, orações e exemplo me enchem de admiração, muito me honra ter sido seu aluno em duas disciplinas durante o curso de engenharia (Eletrônica Analógica e Acionamentos Elétricos), ter sido seu orientando em um projeto de pesquisa, ter sido seu orientando nas disciplinas de Projeto Final de Curso (TCC 1 e TCC 2) e, agora, no Mestrado. Obrigado por toda a paciência, cordialidade e amizade.

RESUMO

O presente trabalho dedica-se ao desenvolvimento de metodologia para atenuação das oscilações de conjugado eletromagnético utilizando inserção de componentes CA somadas a componentes CC na excitação de campo do gerador síncrono de polos salientes submetido a condições não senoidais de tensão. Utiliza-se modelagem matemática capaz de considerar os efeitos das componentes harmônicas de corrente e tensão e realiza-se estudo sobre as oscilações de conjugado utilizando simulações computacionais. O gerador síncrono é conectado ao barramento e submetido a condições senoidais e não senoidais de tensão com a inserção de cargas lineares e não lineares. Verifica-se que as oscilações de conjugado são influenciadas pela inserção de cargas não lineares, induzindo ao comportamento periódico, sendo as principais componentes de sexta ordem e suas múltiplas. Os resultados obtidos reduzem em aproximadamente 50% as componentes oscilantes de conjugado eletromagnético.

ATTENUATION OF THE OSCILLATING CONJUGATE COMPONENTS IN THE SYNCHRONOUS GENERATOR OF SALIENT POLES

ABSTRACT

The present work is devoted to the development of a methodology for attenuation of the electromagnetic conjugate oscillations using insertion of AC components added to DC components in the field excitation of the synchronous generator of outgoing poles submitted to non-sinusoidal voltage conditions. It is used mathematical modeling able to consider the effects of harmonic components of current and voltage and study is carried out on the oscillations of conjugate using computational simulations. The synchronous generator is connected to the bus and subjected to sinusoidal and non-sinusoidal voltage conditions with the insertion of linear and non-linear loads. It is verified that the conjugate oscillations are influenced by the insertion of non-linear loads, inducing the periodic behavior, being the main components of the sixth order and their multiple. The results obtained reduce the oscillating electromagnetic torque components by approximately 50%.

SUMÁRIO

Pág.

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

LISTA DE SÍMBOLOS

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO	27
CAPÍTULO 2 ELETROMAGNETISMO APLICADO À MÁQUINA ROTATIVA	31
2.1 Circuitos magnéticos	31
2.2 Fluxo concatenado, indutância e energia	36
2.3 Máquinas elétricas rotativas	37
2.4 Circuitos elétricos não senoidais	41
2.5 Considerações	45
CAPÍTULO 3 MÁQUINA SÍNCRONA E PROCESSO DE OTIMIZAÇÃO APLICADA	47
3.1 Máquina síncrona operando em regime permanente não senoidal	47
3.2 Máquina síncrona de polos salientes com conteúdo harmônico	50
3.3 Otimização aplicada	58
3.4 Considerações	60
CAPÍTULO 4 METODOLOGIA	63
4.1 Construção do modelo	63
4.2 Simulação do modelo e análise do conjugado eletromagnético	64
4.3 Atenuação das componentes oscilantes do conjugado eletromagnético	66
4.4 Análise de comportamento do sistema e otimização	68
4.5 Considerações	70
CAPÍTULO 5 RESULTADOS	71
5.1 Simulação e validação do modelo	71
5.2 Simulação sem a presença de carga não linear	72

5.3	Simulação com a presença de carga não linear	74
5.3.1	Componentes do conjugado eletromagnético oscilante	76
5.4	Simulação com presença de carga não linear e sinal de entrada em 360Hz	77
5.4.1	Simulação com mudança do ângulo de fase	79
5.4.2	Aumento da amplitude de excitação CA em 360Hz	81
5.5	Simulação com a presença de carga não linear e sinais de entrada em 360Hz e 720Hz	82
5.6	Comportamento do sistema e processo de otimização	86
5.6.1	Comportamento das oscilações em função dos ângulos de fase dos sinais de entrada	86
5.6.2	Comportamento das oscilações em função das amplitudes dos sinais de entrada	87
5.6.3	Processo de otimização aplicada	89
5.7	Comentários	91
CAPÍTULO 6 CONCLUSÃO		95
6.1	Contribuições do trabalho	95
6.2	Sugestões para trabalhos futuros	96
CAPÍTULO A <i>Script</i> para Plotagem de Curvas de Indutância		97
CAPÍTULO B Formas Matriciais		101
CAPÍTULO C <i>Script</i> Fases		103
CAPÍTULO D <i>Script</i> Variação de Amplitude - Componente de 360 Hz		105
CAPÍTULO E <i>Script</i> Variação de Amplitude e Fase - Componente de 360 Hz		107
CAPÍTULO F <i>Script</i> Variação de Amplitude e Fase - Componente de 720 Hz		109
CAPÍTULO G Função Conjugado		111
CAPÍTULO H <i>Script</i> de Otimização		113
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		115
GLOSSÁRIO		119

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
2.1	Circuito magnético com entreferro de ar. 34
2.2	Circuito magnético em analogia ao circuito elétrico. 36
2.3	Curva da indutância: (a) em função da permeabilidade do núcleo e (b) em função do comprimento do entreferro. 38
2.4	Circuito elétrico T. 42
3.1	Eixos e distribuição das fases da máquina síncrona. 56
3.2	Fluxograma básico do processo de otimização. 59
4.1	Esquemático do sistema de potência simulado. 63
4.2	Fluxo de funcionamento do simulador proposto. 65
4.3	Fluxo da metodologia proposta. 69
5.1	Corrente de excitação do campo sem inserção de carga não linear. 73
5.2	Curva do conjugado eletromagnético sem inserção de carga não linear. 74
5.3	Curva do conjugado eletromagnético na condição com carga não linear. 74
5.4	Aproximação da curva do conjugado eletromagnético na condição com carga não linear. 75
5.5	Corrente de excitação de campo na condição com carga não linear. 75
5.6	Aproximação da corrente de excitação de campo na condição com carga não linear. 76
5.7	Curva do conjugado eletromagnético com inserção de componente de sexta ordem. 78
5.8	Aproximação da curva do conjugado eletromagnético com inserção de componente de sexta ordem. 78
5.9	Curva do conjugado eletromagnético após a inserção de componente de sexta ordem com ângulo de fase de 60° 80
5.10	Aproximação da curva do conjugado eletromagnético após a inserção de componente de sexta ordem com ângulo de fase de 60° 80
5.11	Conjugado eletromagnético após a inserção de sexta ordem com ângulo de fase 0° e amplitude de 20V. 81
5.12	Aproximação da curva do conjugado eletromagnético após a inserção de sexta ordem com ângulo de fase 0° e amplitude de 20V. 82
5.13	Curva do conjugado eletromagnético após a inserção de componente de sexta e décima segunda ordens. 83

5.14	Aproximação da curva do conjugado eletromagnético após a inserção de componente de sexta e décima segunda ordens.	83
5.15	Conjugado eletromagnético na melhor configuração encontrada de forma empírica.	85
5.16	Aproximação da curva do conjugado eletromagnético na melhor configuração encontrada de forma empírica.	86
5.17	Comportamento das oscilações em função do ângulo de fase para $360Hz$	87
5.18	Comportamento das oscilações em função do ângulo de fase para $720Hz$	87
5.19	Comportamento da componente oscilante de sexta ordem em função da amplitude.	88
5.20	Comportamento da componente oscilante de décima segunda ordem em função da amplitude.	88
5.21	Comportamento da componente oscilante sexta ordem em função da amplitude e da fase.	89
5.22	Comportamento da componente oscilante décima segunda ordem em função da amplitude e da fase.	89
5.23	Eficiência do processo de otimização.	90
5.24	Conjugado eletromagnético após a inserção das componentes de sexta e décima segunda ordens com valores de amplitude e fase otimizados.	91
5.25	Aproximação da curva do conjugado eletromagnético após a inserção das componentes de sexta e décima segunda ordens com valores de amplitude e fase otimizados.	91

LISTA DE TABELAS

	<u>Pág.</u>
5.1 Parâmetros da máquina síncrona utilizada no modelo proposto.	71
5.2 Parâmetros da máquina síncrona utilizada por Alves et al. (2011a). . . .	72
5.3 Componentes da fase <i>a</i> para validação do modelo.	72
5.4 Parâmetros da máquina síncrona para validação do modelo.	73
5.5 Comparação das componentes da fase <i>a</i> para validação do modelo.	73
5.6 Componentes oscilantes do conjugado eletromagnético.	77
5.7 Componentes do conjugado eletromagnético na situação com carga não linear e entrada de $360Hz$	79
5.8 Componentes oscilantes do conjugado eletromagnético com mudança do ângulo de fase.	79
5.9 Perfil harmônico do conjugado eletromagnético após inserção de $20V$ em $360Hz$	81
5.10 Componente <i>CA</i> em $360Hz$ inserida na excitação da máquina síncrona. . .	82
5.11 Perfil harmônico do conjugado eletromagnético após inserções de $360Hz$ e $720Hz$	84
5.12 Excitação do rotor com inserções de $360Hz$ e $720Hz$	84
5.13 Valores de entrada obtidos empiricamente.	85
5.14 Perfil harmônico do conjugado eletromagnético para valores de entrada obtidos empiricamente.	85
5.15 Valores iniciais para o algoritmo de otimização.	88
5.16 Resultados do processo de otimização sem restrição.	90
5.17 Resultados do processo de otimização com restrição.	90
5.18 Perfil harmônico do conjugado eletromagnético para valores de entrada otimizados.	92
5.19 Comparação dos resultados obtidos.	93

LISTA DE SÍMBOLOS

α_1, α_2	– Fatores para Modelagem do Comprimento do Entreferro
β_j	– Passo Angular da Bobina
γ	– Coeficiente de Contração
Δ	– Ligação Triângulo
δ_d	– Comprimento do Entreferro Percebido pelo Eixo Direto
δ_q	– Comprimento do Entreferro Percebido pelo Eixo em Quadratura
η	– Tolerância ao Erro do Algoritmo de Otimização
θ_h	– Fase da Componente Harmônica h
θ_j	– Posição do Centro da Distribuição das Bobinas
θ_k	– Fase da Componente Harmônica k
θ_R	– Passo Angular da Ranhura do Estator h
λ	– Fluxo Concatenado
λ_1	– Fluxo Concatenado do Enrolamento 1
λ'_1	– Fluxo Concatenado do Enrolamento 1 Referido ao Enrolamento 2
λ_2	– Fluxo Concatenado do Enrolamento 2
λ_a	– Fluxo Concatenado na Fase a
λ_b	– Fluxo Concatenado na Fase b
λ_c	– Fluxo Concatenado na Fase c
λ_d	– Fluxo Concatenado no Eixo Direto
λ_{d_s}	– Fluxo Concatenado no Eixo Direto do Estator
λ_f	– Fluxo Concatenado no Campo
λ_i	– Fluxo Concatenado no Enrolamento i
λ_{ij}	– Fluxo Concatenado no Enrolamento i Devido ao Enrolamento j
λ_{ijh}	– Fluxo Concatenado Total na Fase i Devido à Fase j na Componente Harmônica h
λ_q	– Fluxo Concatenado no Eixo em Quadratura
λ_{q_s}	– Fluxo Concatenado no Eixo em Quadratura do Estator
μ	– Permeabilidade Magnética
μ_o	– Permeabilidade Magnética do Núcleo
μ_r	– Permeabilidade Magnética Relativa
ρ	– Coeficiente de Reflexão
σ	– Coeficiente de Redução
ϕ	– Fluxo Magnético
ϕ_1	– Fluxo Magnético no Enrolamento 1
ϕ_2	– Fluxo Magnético no Enrolamento 2
ϕ_c	– Fluxo Magnético no Núcleo
ϕ_{l1}	– Fluxo produzido pela Corrente que flui da bobina 1
ϕ_{l2}	– Fluxo produzido pela Corrente que flui da bobina 2
ϕ_{m1}	– Fluxo Magnetizante produzido pela corrente que flui da bobina 2
ϕ_{m2}	– Fluxo Magnetizante produzido pela Corrente que flui da bobina 1
ϕ_n	– Fluxo Magnético no Nó

χ	–	Coefficiente de Expansão
ψ	–	Fluxo Magnético Instantâneo
ω	–	Frequência Angular
A_c	–	Área da Seção Transversal do Núcleo
A_g	–	Área da Seção Transversal do Entreferro
B	–	Densidade do Fluxo Magnético
B_c	–	Densidade de Fluxo Magnético no Núcleo
B_{djh}	–	Densidade do Fluxo Magnético do Eixo Direto do Enrolamento j da Componente Harmônica h
B_g	–	Densidade do Fluxo Magnético no Entreferro
B_{qjh}	–	Densidade do Fluxo Magnético do Eixo em Quadratura do Enrolamento j da Componente Harmônica h
D	–	Potência de Distorção
DHI_i	–	Taxa de Distorção Individual de Corrente
DHI_v	–	Taxa de Distorção Individual de Tensão
DHT_i	–	Taxa de Distorção Total de Corrente
DHT_v	–	Taxa de Distorção Total de Tensão
E	–	Campo Elétrico
f_{abc}	–	Fator em variáveis abc
F_D	–	Fator de Distorção
F_{des}	–	Fator de Descolamento
F_{djh}	–	Fator Multiplicativo do Eixo Direto do Enrolamento j na Componente Harmônica h
f_e	–	Frequência Elétrica
f_{mm}	–	Força Magnetomotriz
f_{mmdjh}	–	Força Magnetomotriz do Eixo Direto do Enrolamento j da Componente Harmônica h
f_{mmh}	–	Força Magnetomotriz da Componente Harmônica h
f_{mqjh}	–	Força Magnetomotriz do Eixo em Quadratura do Enrolamento j da Componente Harmônica h
F_p	–	Fator de Potência
f_{qd0s}	–	Fator em variáveis $qd0$
F_{qjh}	–	Fator Multiplicativo do Eixo em Quadratura do Enrolamento j na Componente Harmônica h
g	–	Comprimento do Entreferro
H	–	Componente Tangencial da Intensidade de Campo Magnético
H_c	–	Componente Tangencial da Intensidade de Campo Magnético no Núcleo
H_k	–	Componente Tangencial da Intensidade de Campo Magnético no k -ésimo Elemento do Circuito Magnético
i	–	Corrente Elétrica Instantânea
i_1	–	Corrente Elétrica Instantânea na Bobina 1
I_1	–	Corrente da Componente Fundamental h

i'_1	– Corrente do Primário Referida ao Secundário
i_2	– Corrente Elétrica Instantânea na Bobina 2
i'_2	– Corrente do Secundário Referida ao Primário
i_a	– Corrente da Fase a
i_{a_s}	– Corrente da Fase a do Estator
i_b	– Corrente da Fase b
i_{b_s}	– Corrente da Fase b do Estator
i_c	– Corrente da Fase c
i_{c_s}	– Corrente da Fase c do Estator
i_{d_s}	– Corrente do Eixo Direto do Estator
I_h	– Corrente da Componente Harmônica h
i_i	– Corrente Elétrica Instantânea no Enrolamento i
i_j	– Corrente na Fase j
i_k	– Corrente Elétrica do k -ésimo Elemento Resistivo
I_{max}	– Amplitude da Corrente Alternada
I_{max_h}	– Amplitude da Corrente Alternada da Componente Harmônica h
i_n	– Soma das Correntes no Nó
I_n	– Corrente da n -ésima Componente Harmônica
i_{q_s}	– Corrente do Eixo em Quadratura do Estator
$i'(t)$	– Corrente Elétrica Instantânea (Considerando conteúdo harmônico)
$I'(t)$	– Corrente Elétrica rms (Considerando conteúdo harmônico)
I_{rms}	– Corrente Elétrica rms
J	– Densidade da Corrente Elétrica
K	– Fator para Transformação de Variáveis
K_{djh}	– Fator de Distribuição
K_{pj_h}	– Fator de Passo
K_s	– Fator para Transformação de Variáveis do Estator
K_{wj_h}	– Produtor do Fator de Passo pelo Fator de Distribuição
L	– Indutância
L_1	– Indutância Total do Enrolamento 1
L_{11}	– Indutância Mútua do Enrolamento 1
L_{12}	– Indutância Mútua entre os Enrolamentos 1 e 2
L_{21}	– Indutância Mútua entre os Enrolamentos 2 e 1
L_{22}	– Indutância Mútua do Enrolamento 2
L_a	– Indutância da Fase a
L_b	– Indutância da Fase b
L_c	– Indutância da Fase c
L_{cr}	– Comprimento do Cilindro Rotórico
l_c	– Comprimento do Núcleo
L_d	– Indutância do Eixo Direto
L_f	– Indutância do Enrolamento de Campo
L_{ij_h}	– Indutância Mútua entre i e j na Componente Harmônica h

l_k	– Comprimento do k -ésimo Elemento do Circuito Magnético
L_{l1}	– Indutância de Dispersão na Bobina 1
L_{l2}	– Indutância de Dispersão na Bobina 2
L'_{l2}	– Indutância de Dispersão da Bobina 2 Referida à Bobina 1
L_{m1}	– Indutância de Magnetização no Enrolamento 1
L_{m2}	– Indutância de Magnetização no Enrolamento 2
L_q	– Indutância do Eixo em Quadratura
N_1	– Número de Espiras do Primário
N_2	– Número de Espiras do Secundário
N_j	– Número de Espiras do Enrolamento j
n_j	– Número de Bobinas do Enrolamento j
P	– Potência Ativa
P_{abc_s}	– Potência Ativa em Variáveis abc do Estator
P_{cc}	– Potência de Curto-Circuito
P_m	– Potência Mecânica
P_{qd0_s}	– Potência Ativa em Variáveis $qd0$ do Estator
$P'(t)$	– Potência Ativa Total (Considerando conteúdo harmônico)
P_{tot}	– Permeância Total
Q	– Potência Reativa
$Q'(t)$	– Potência Reativa Total (Considerando conteúdo harmônico)
r	– Matriz de Resistências
r_1	– Resistência do Enrolamento Primário
r_2	– Resistência do Enrolamento Secundário
r'_2	– Resistência do Enrolamento Secundário Referida ao Primário
r_a	– Resistência da Fase a
r_b	– Resistência da Fase b
r_c	– Resistência da Fase c
r_d	– Resistência do Eixo Direto
\mathfrak{R}_c	– Relutância do Núcleo
\mathfrak{R}_g	– Relutância do Entreferro
\mathfrak{R}_{tot}	– Relutância Total
r_f	– Resistência do Enrolamento de Campo
R_k	– k -ésimo Elemento Resistivo
r_q	– Resistência do Eixo em Quadratura
R_s	– Raio Interno do Estator
s	– Comprimento do Vetor x
S	– Potência Aparente
S'	– Potência Aparente Total (Considerando conteúdo harmônico)
T_e	– Conjugado Eletromagnético
V	– Tensão ou Diferença de Potencial ou Força Eletromotriz
v_1	– Tensão no Primário
v_2	– Tensão no Secundário

v_2'	–	Tensão no Secundário referido ao Primário
v_a	–	Tensão da Fase a
v_{a_s}	–	Tensão da Fase a do Estator
v_b	–	Tensão da Fase b
v_{b_s}	–	Tensão da Fase b do Estator
v_c	–	Tensão da Fase c
v_{c_s}	–	Tensão da Fase c do Estator
v_d	–	Tensão do Eixo Direto
v_{d_s}	–	Tensão do Eixo Direto do Estator
v_f	–	Tensão do Enrolamento de Campo
V_h	–	Tensão da Componente Harmônica h
v_i	–	Tensão no Enrolamento i
V_k	–	Tensão no K -ésimo Elemento do Circuito
V_{max}	–	Amplitude da Tensão Alternada
V_{max_h}	–	Amplitude da Tensão Alternada da Componente Harmônica h
V_n	–	Tensão da n -ésima Componente Harmônica
v_q	–	Tensão do Eixo em Quadratura
v_{q_s}	–	Tensão do Eixo em Quadratura do Estator
V_{rms}	–	Tensão rms
$v'(t)$	–	Tensão Instantânea (Considerando conteúdo harmônico)
$V'(t)$	–	Tensão rms (Considerando conteúdo harmônico)
x	–	Vetor de Parâmetros à serem Otimizados
x^*	–	Vetor com Parâmetros Otimizados
X	–	Reatância
X_d	–	Reatância de Eixo Direto
X_q	–	Reatância de Eixo em Quadratura
Y	–	Ligação Estrela

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	–	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	–	Alternating Current
CA	–	Corrente Alternada
CC	–	Corrente Contínua
DC	–	Direct Current
DHI	–	Taxa de Distorção Individual
DHT	–	Taxa de Distorção Total
FFT	–	Fast Fourier Transform (Transformada Rápida de Fourier)
GD	–	Geração Distribuída
GSPS	–	Gerador Síncrono de Polos Salientes
IEEE	–	Institute of Electrical and Electronics Engineers
MSPS	–	Máquina Síncrona de Polos Salientes
MEF	–	Método dos Elementos Finitos
NBR	–	Norma Brasileira Reguladora

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Ao longo das últimas décadas tem-se percebido os efeitos com os gastos da energia elétrica (LEITE, 2007). Tenta-se cada vez mais buscar a eficiência energética a fim de estabelecer o sistema de produção/consumo estável, confiável, ambiental e economicamente viável (JANNUZZI, 2000). Tolmasquim et al. (2007) e (TOLMASQUIM, 2012) observam e descrevem as dificuldades em aumentar a oferta de energia, especialmente utilizando as matrizes energéticas convencionais como as hidroelétricas e termoelétricas.

No Brasil, a matriz energética é composta por grandes usinas hidroelétricas, entretanto, tem-se ocorrido investimentos em fontes alternativas de energia. Estes investimentos geram estudos no sentido de compreender os fenômenos relacionados ao impacto ocasionado pelo acoplamento dos diversos tipos de gerações no sistema elétrico (PADUA et al., 2006) e (MACÊDO; ZILLES, 2005). Esta demanda por novas fontes e por efficientização das atuais implica necessariamente no desenvolvimento de estudos visando aumento da eficiência e produtividade (COSTA et al., 2010) e (FRIGO, 2013).

Uma das áreas investigadas com o intuito do aumento da eficiência e produtividade na geração de energia elétrica, é a eletrônica de potência, trazendo diversidade de opções para alcançar as desejadas condições no projeto e desenvolvimento de cargas consumidoras (RASHID, 1999), (HART, 2016) e (AHMED, 2008). Estas condições são alcançadas com a utilização de chaveamentos em altas frequências, possibilitando, até certo ponto, moldar o funcionamento das cargas. Estes chaveamentos provocam no alimentador o regime não senoidal de corrente, seguido por regime não senoidal de tensão (MELO et al., 2015).

Os efeitos da distorção harmônica causam problemas de qualidade de energia para a concessionária e para os usuários finais. Estas distorções relacionam-se à qualquer variação não desejada que possa ocorrer na magnitude, forma de onda, frequência da tensão e corrente elétrica, afetando o desempenho da geração, transmissão e distribuição e conseqüentemente, na qualidade do fornecimento de energia (DIAS, 2002).

Tem-se estudado os efeitos das distorções harmônicas nas cargas consumidoras, bem como o comportamento dos geradores quando estão alimentando cargas não linea-

res. Estes estudos são justificados, pois, dentre os grupos de equipamentos mais sensíveis à presença de conteúdos harmônicos, estão os equipamentos geradores de energia elétrica, geradores síncronos entre outros como equipamentos de comunicação e processamento de dados. Estes são alvos de estudos tanto na situação isolada da rede quanto na situação conectada à rede (KINDERMANN, 1999).

A maioria dos sistemas modernos de geração de energia elétrica contam com a participação dos chamados geradores síncronos (GS). Dos vários fenômenos ocorridos nas máquinas rotativas na presença de conteúdo harmônico, como o sobreaquecimento nos enrolamentos entre outros, está a presença de conteúdo harmônico no fluxo magnético. A presença deste conteúdo harmônico compromete a geração de tensão, produzindo alterações no acionamento, por exemplo: componentes oscilantes de conjugado eletromagnético (ALVES et al., 2011b).

Na análise de desempenho das máquinas síncronas submetidas às tensões harmônicas, a perda do rendimento e qualidade da geração de tensão, está associada ao surgimento de conjugado eletromagnético pulsante. As componentes harmônicas de corrente de sequência negativa produzem campos magnéticos girantes no sentido contrário ao da sequência positiva, gera-se conjugado em sentido contrário ao acionamento, o que ocasiona desde pequenas vibrações à quebra dos eixos das máquinas em casos extremos (LEÃO et al., 2014). As componentes oscilantes no conjugado eletromagnético são produzidas por harmônicos temporais e espaciais de corrente (ALVES et al., 2011b) e (ALVES et al., 2011a), entre outros fatores.

Goodman e Barton (1978) afirmam que durante o *Start-up* da máquina síncrona operando como motor, surgem componentes oscilantes de conjugado eletromagnético devido à saliência magnética e aos enrolamentos não uniformes do rotor. Os autores indicam a existência de componentes harmônicas de força magnetomotriz de alta ordem no enrolamento. Utilizando métodos de medição de conjugado eletromagnético diretamente no eixo, como ensaio de rotor bloqueado, observam que uma das causas das oscilações está na conexão com o barramento, que possui componentes harmônicas, especialmente no período transitório. Apesar de não realizar testes no sentido de minimizar tais componentes, propõem que a minimização se dará com a inserção de enrolamentos amortecedores de baixa impedância, devendo estas, ser o mais próximo possível da impedância dos eixos d e q .

Sihler e Miri (2005) abordam o problema das componentes oscilantes de conjugado eletromagnético em máquinas síncronas de elevada potência, geralmente encontradas com sistemas de rotores com longas hastes e elevada inércia. Utilizando simula-

ções computacionais, investigam os métodos convencionais baseados em filtros que aumentam a potência reativa e que influenciam no modo de torção do eixo, para atenuar as oscilações de conjugado eletromagnético. Os autores propõem estabilizador de conjugado projetado para amortecer a ressonância mecânica por meios de energia ativa. Este estabilizador é dispositivo eletrônico instalado diretamente nos barramentos do gerador e opera de forma totalmente isolada dos demais sistemas de controle. Com esta metodologia, os autores conseguem atenuação das componentes oscilantes de conjugado eletromagnético próximo a 60%.

Martinez et al. (2017) discutem as ondulações excessivas de conjugado eletromagnético nas máquinas síncronas. Os autores trabalham com solução clássica, utilizando a inclinação das ranhuras, fornecendo análise da estimativa do melhor ângulo de inclinação para minimização das ondulações. A abordagem utilizada é a de minimização das componentes espectrais do campo magnético a fim de reduzir as harmônicas de força magnetomotriz, sendo este método validado pelo método dos elementos finitos. Os resultados numéricos encontrados corroboram com a abordagem eletromagnética, indicando como pode ser realizada a redução das oscilações encontrando o ângulo apropriado para as ranhuras no estator.

Alves et al. (2011b) apresentam resultados experimentais onde componentes oscilantes de conjugado eletromagnético aparecem em gerador síncrono quando conectado ao barramento e submetido à tensões com presença de conteúdo harmônico. Os autores apresentam como proposta para minimização de tais componentes oscilantes de conjugado eletromagnético, a forma de onda que, utilizada como excitação do gerador síncrono, minimiza o comportamento oscilante do conjugado eletromagnético.

Aleluia et al. (2017b) analisam o conjugado eletromagnético oscilante utilizando a transformada rápida de Fourier (FFT), verificando as frequências das componentes oscilantes. Os autores propõem a utilização da inserção de forma de onda na excitação da máquina síncrona capaz de minimizar as componentes oscilantes de conjugado eletromagnético, uma vez que a inserção da componente harmônica de tensão no rotor, ocasiona a reação na armadura da máquina em ordens específicas, descrito por Sen (2007) e Aleluia et al. (2017a), obtendo resultados de atenuação de aproximadamente 40% nas amplitudes.

O comportamento oscilante do conjugado eletromagnético além de reduzir a vida útil e diminuir a eficiência da máquina, pode em caso extremo, ocasionar a quebra do eixo da máquina. Vários são os trabalhos desenvolvidos com o intuito de reduzir o conjugado eletromagnético oscilante em máquinas síncronas. No entanto, estudos

utilizando inserções de componentes senoidais de tensão no rotor com o objetivo de atenuar o comportamento oscilante do conjugado eletromagnético ainda são incipientes. Os trabalhos encontrados na literatura não abordam a aplicação do processo de otimização das componentes de tensão senoidais no rotor da máquina visando minimizar as componentes oscilantes de conjugado eletromagnético. Esta lacuna justifica este trabalho, uma vez que a proposta é a análise das oscilações de conjugado eletromagnético quanto a sua atenuação utilizando inserções de componentes senoidais de tensão, com parâmetros otimizados no rotor da máquina.

Desta forma, pode-se construir a hipótese primária: se é possível utilizar o rotor da máquina síncrona para a inserção de determinada forma de onda, que provoque no entreferro, fluxo de força magnetomotriz que gere componente de conjugado eletromagnético oscilante com amplitude e ângulo tal, que seja capaz de cancelar vetorialmente as componentes oscilantes indesejadas, então, pode-se utilizar do rotor para influenciar positivamente nas oscilações de conjugado eletromagnético no eixo da máquina de forma a atenuar o comportamento oscilante do conjugado eletromagnético. Pode-se ainda, otimizar o sinal de entrada a fim de obter o melhor valor de atenuação possível, realizando tal atenuação de conjugado oscilante sem realizar alterações no projeto da máquina ou utilizar aparelhos externos à ela.

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver metodologia para atenuar componentes oscilantes de conjugado eletromagnético na máquina síncrona de polos salientes, conectada ao barramento com cargas não lineares e operando em regime permanente não senoidal. Ainda como objetivo, têm-se: i) modelar causas e efeitos das variações de conjugado eletromagnético da máquina inserida no sistema elétrico, ii) identificar componentes do conjugado eletromagnético oscilante em condições **sem** e **com** cargas não lineares, iii) verificar o comportamento do conjugado eletromagnético com a inserção de componentes senoidais no rotor, utilizando algoritmo de otimização para obter valores ótimos de amplitude e fase para tais componentes e iv) propor metodologia de atenuação das componentes oscilantes de conjugado eletromagnético.

Este trabalho está estruturado em seis capítulos: no Capítulo 2 é realizada revisão sobre eletromagnetismo e máquinas elétricas. O Capítulo 3 descreve a modelagem físico-matemática da máquina síncrona de polos salientes em variáveis de Park em regime permanente não senoidal. No Capítulo 4 é apresentada a metodologia proposta e no Capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos. O Capítulo 6 descreve as conclusões obtidas neste trabalho.

CAPÍTULO 2

ELETROMAGNETISMO APLICADO À MÁQUINA ROTATIVA

Neste capítulo são apresentados os principais conceitos referentes ao estudo e análise das máquinas elétricas. São descritas as variações nos cálculos de tensão, corrente e demais variáveis elétricas em circuitos que apresentam condições não senoidais. Estes conceitos são importantes para a modelagem da máquina síncrona de polos salientes, bem como para a análise físico-matemática das oscilações de conjugado eletromagnético.

2.1 Circuitos magnéticos

O campo magnético e todas as suas aplicações utilizam de alguma forma as soluções das equações de Maxwell (FITZGERALD et al., 2006) e (JR; BUCK, 2013). Para soluções exatas algumas suposições são realizadas, por exemplo, as frequências e dimensões envolvidas são de tal forma, que possa ser desconsiderada o termo da corrente de deslocamento, alcançando forma magnética quase estática, relacionando os campos magnéticos às correntes que os produz (FITZGERALD et al., 2006).

A expressão (2.1) apresenta a integral de linha da componente tangencial da intensidade do campo magnético do contorno fechado C que é igual à corrente total que passa através de qualquer superfície S delimitada por este contorno. A expressão (2.2) apresenta a conservação da densidade de fluxo magnético B , onde na superfície fechada não há entrada nem saída de fluxo.

$$\oint_C H \, dl = \int_S J \cdot da \quad (2.1)$$

$$\oint_S B \cdot da = 0 \quad (2.2)$$

onde H é a componente tangencial da intensidade do campo magnético, B é a densidade do fluxo magnético e J é a densidade da corrente elétrica.

A suposição que o conceito de circuito magnético é análogo ao conceito de circuito elétrico pode ser utilizada. Desta forma, pode-se resolver problemas de geometrias complexas, de forma que problemas tridimensionais possam ser reduzidos a circuitos com menor dimensão. Nesta analogia aos circuitos elétricos, tem-se que o fluxo

magnético está para a corrente elétrica assim como a força magnetomotriz f_{mm} está para a força eletromotriz f_{em} . Esta força magnetomotriz por sua vez, está associada ao número de espiras do enrolamento e é dada em Amperes-Espiras.

Assim, define-se o fluxo magnético ϕ que atravessa a superfície S , como a integral de superfície da componente normal de B , dada por:

$$\phi = \int_S B \cdot da \quad (2.3)$$

De (2.2), qualquer fluxo magnético que atravessa a superfície que delimita o volume deve sair desta superfície por outra região, uma vez que as linhas de fluxo magnético formam contornos fechados (BOYCE; DIPRIMA, 1985). Logo, pode-se afirmar que a densidade de fluxo magnético é uniforme na secção reta do circuito magnético, sendo dado por:

$$\phi_c = B_c \cdot A_c \quad (2.4)$$

onde o índice c refere-se ao núcleo e portanto, ϕ_c é o fluxo no núcleo, B_c é a densidade de fluxo no núcleo e A_c é a área da secção transversal do núcleo. De (2.1) é possível definir a força magnetomotriz, dada por:

$$f_{mm} = Ni = \oint H \cdot dl \quad (2.5)$$

onde N é o número de espiras e i é a corrente que passa por estas espiras. Tomando o núcleo de dimensões tais, que o comprimento do caminho de qualquer linha de fluxo é aproximadamente igual ao comprimento do núcleo, tem-se:

$$f_{mm} = Ni = H_c \cdot l_c \quad (2.6)$$

onde l_c é o comprimento médio do entreferro do núcleo. Pode-se supor relação linear entre a intensidade do campo magnético e o fluxo magnético. Desta forma, define-se a permeabilidade magnética como a razão entre as grandezas B e H , dada por:

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (2.7)$$

Em unidades do **SI**, H é medido em $[A/m]$, B em $[Wb/m^2]$ ou em $[T]$ e μ em $[Wb/Aem]$ ou $[H/m]$.

Dispositivos conversores de energia que possuem elementos móveis devem conter entreferro de ar. Quando o comprimento deste entreferro $g \ll$ que as dimensões do núcleo, o fluxo magnético segue o caminho traçado pelo núcleo. Desta forma, o fluxo magnético segue caminho aproximado às linhas do fluxo, permitindo a utilização do circuito magnético. Portanto, análogo à (2.4) têm-se:

$$B_c = \frac{\phi}{A_c} \quad (2.8)$$

$$B_g = \frac{\phi}{A_g} \quad (2.9)$$

onde o índice $_g$ refere-se ao entreferro e portanto, B_g é a densidade de fluxo no entreferro e A_g é a área da secção transversal do entreferro. Desta forma, (2.6) pode ser reescrita como:

$$f_{mm} = H_c \cdot l_c + H_g \cdot g \quad (2.10)$$

Utilizando a relação linear dada em (2.9), tem-se:

$$f_{mm} = \frac{B_c}{\mu} \cdot l_c + \frac{B_g}{\mu_0} \cdot g \quad (2.11)$$

onde ϕ é o fluxo no circuito magnético, A_c é a área da secção transversal do núcleo, A_g é a secção reta do entreferro e g é o comprimento do entreferro.

Uma parte da f_{mm} em (2.6), dado por $f_{mm} = H_c \cdot l_c$ produz o campo magnético no núcleo e a outra produz o campo magnético no entreferro, desta forma tem-se:

$$f_{mm} = \frac{\phi}{A_c} \cdot \frac{l_c}{\mu_c} + \frac{\phi}{A_g} \cdot \frac{g}{\mu_g} = \phi \left(\frac{l_c}{A_c \mu_c} + \frac{g}{A_g \mu_g} \right) \quad (2.12)$$

Em termos do fluxo magnético total, os elementos multiplicadores do fluxo magnético em (2.12) são conhecidos respectivamente como \mathfrak{R}_c e \mathfrak{R}_g do núcleo e do entreferro, dado por:

$$\mathfrak{R}_c = \frac{l_c}{\mu \cdot A_c} \quad (2.13)$$

$$\mathfrak{R}_g = \frac{g}{\mu_0 \cdot A_g} \quad (2.14)$$

De (2.12), (2.13) e (2.14) obtém-se:

$$f_{mm} = \phi(\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g) \quad (2.15)$$

A partir de (2.15) pode-se isolar o fluxo magnético obtendo:

$$\phi = \frac{f_{mm}}{\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g} \quad (2.16)$$

$$\phi = \frac{f_{mm}}{\frac{l_c}{\mu \cdot A_c} + \frac{g}{\mu_0 \cdot A_g}} \quad (2.17)$$

A Figura 2.1, adaptada de Fitzgerald et al. (2006), ilustra o componente elétrico indutor identificando as espiras, o núcleo e o entreferro.

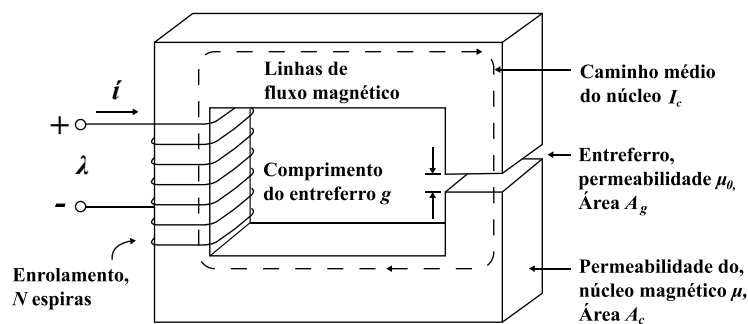


Figura 2.1 - Circuito magnético com entreferro de ar.

De forma geral e análoga aos circuitos elétricos, pode-se associar as relutâncias às resistências, assim como pode-se associar o fluxo magnético à corrente elétrica. Assim, pode-se de forma análoga aos circuitos elétricos, definir a relutância total como sendo a soma das demais relutâncias, dada por:

$$\phi = \frac{f_{mm}}{\mathfrak{R}_{tot}} \quad (2.18)$$

Da mesma forma, pode-se definir a permeância total como sendo o inverso da relutância total, dado por:

$$P_{tot} = \frac{1}{\mathfrak{R}_{tot}} \quad (2.19)$$

Da lei de Kirchoff para a análise de circuitos elétricos tem-se que a força eletromotriz f_{em} é o somatório das quedas de tensão nos k -elementos resistivos do circuito fechado e que a soma das correntes i de determinado nó elétrico é zero, dado por:

$$f_{em} = \sum_k R_k \cdot i_k \quad (2.20)$$

$$\sum_k i_n = 0 \quad (2.21)$$

Por analogia aos circuitos elétricos, tem-se que a força magnetomotriz é dada por:

$$f_{mm} = \sum_k H_k \cdot l_k \quad (2.22)$$

e o fluxo magnético é dado por:

$$\sum_k \phi_n = 0 \quad (2.23)$$

A Figura 2.2, adaptada de Fitzgerald et al. (2006), ilustra a analogia entre o circuito magnético e o circuito elétrico.

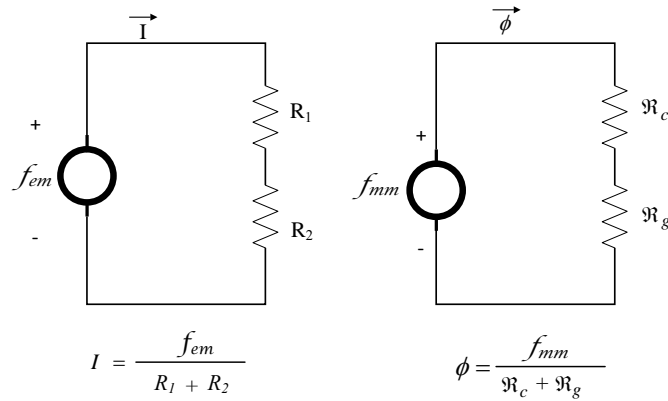


Figura 2.2 - Circuito magnético em analogia ao circuito elétrico.

2.2 Fluxo concatenado, indutância e energia

De acordo com a lei de Faraday, tem-se:

$$\oint_C E \cdot ds = -\frac{d}{dt} \int_S B \cdot da \quad (2.24)$$

Quando o campo magnético varia com o tempo, produz-se campo elétrico. Desta forma, tem-se que a integral de linha da intensidade do campo elétrico E ao longo do contorno fechado C é igual à razão, no tempo, da variação de fluxo magnético que concatena o contorno. Logo, o fluxo concatenado é o fluxo que passa através de determinado contorno. Sabendo que em estruturas magnéticas o campo elétrico E nos fios é extremamente pequeno e que o enrolamento concatena o fluxo N vezes, pode-se afirmar que:

$$e = N \cdot \frac{d\varphi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.25)$$

onde e é a energia e λ é o fluxo concatenado do enrolamento, dado por:

$$\lambda = N\Phi \quad (2.26)$$

onde Φ é o fluxo magnético instantâneo.

A indutância é a propriedade do elemento do circuito magnético na qual a energia pode ser armazenada no campo de fluxo magnético. A indutância L do circuito magnético do material com permeabilidade constante é dada por:

$$L = \frac{\lambda}{i} \quad (2.27)$$

A indutância somente aparece no circuito quando há corrente ou fluxo variável. Desta forma, mesmo que o elemento do circuito tenha indutância devido suas propriedades geométricas e magnéticas, sua presença no circuito somente é observada se ocorrer variação da corrente no tempo (TORO, 1994) e (Fitzgerald et al. (2006)). Assim, a partir de (2.6), (2.18) e (2.26), têm-se:

$$L = N \cdot \frac{\phi}{i} = \frac{N}{i} \cdot \frac{F}{\mathfrak{R}_{tot}} = \frac{N}{i} \cdot \frac{Ni}{\mathfrak{R}_{tot}} \quad (2.28)$$

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{tot}} \quad (2.29)$$

Geralmente, a relutância do núcleo é desprezível em comparação a do entreferro. A influência destas grandezas podem ser observadas na Figura 2.3, onde na Figura 2.3(a) ilustra a influência da permeabilidade do núcleo sobre a indutância L e na Figura 2.3(b) ilustra a influência do comprimento do entreferro sobre a indutância L . Observa-se a influência do comprimento do entreferro quando comparado a permeabilidade do núcleo. As especificações utilizadas para a produção da Figura 2.3 estão dispostas no Apêndice A.

2.3 Máquinas elétricas rotativas

Em máquinas elétricas, circuitos magnéticos com movimento relativo são magneticamente acoplados com a intenção de promover transferências de energia entre os sistemas mecânicos e elétricos em qualquer que seja a ordem. Considerando o componente da Figura 2.1 como magnético e linear, pode-se desconsiderar a saturação, resultando em expressões de fluxo como sendo a razão entre as componentes de força magnetomotriz e a relutância.

Considerando ϕ_{l1} como o fluxo que é produzido pela corrente que flui na bobina 1, o fluxo magnetizante ϕ_{m1} produzido pela corrente fluindo na bobina 1, mas que liga todas as voltas da bobina 1 e da bobina 2 e por fim, ϕ_{m2} o componente de

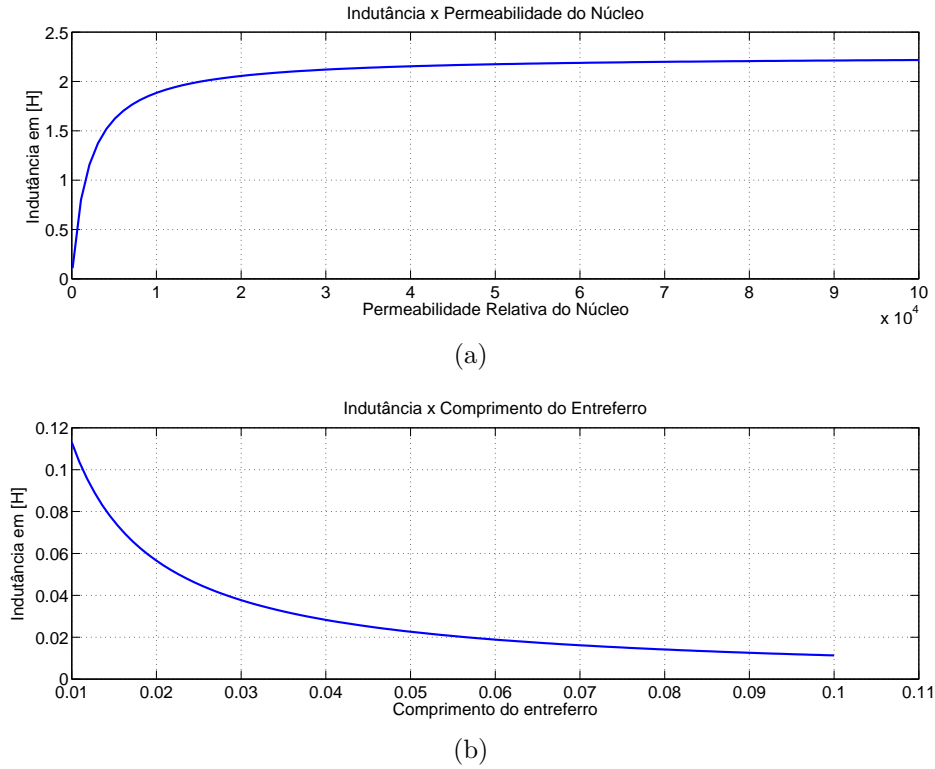


Figura 2.3 - Curva da indutância: (a) em função da permeabilidade do núcleo e (b) em função do comprimento do entreferro.

fluxo magnetizante que é adicionada a bobina 1, ocasionada pelo fluxo magnetizante produzido pela corrente positiva na outra bobina, dando origem à expressão (2.30) que por analogia pode ser aplicada a expressão (2.31).

$$\phi_1 = \phi_{l1} + \phi_{m1} + \phi_{m2} \quad (2.30)$$

$$\phi_2 = \phi_{l2} + \phi_{m2} + \phi_{m1} \quad (2.31)$$

O cálculo dos fluxos concatenados nas bobina 1 e bobina 2, respectivamente, é dado por:

$$\lambda_1 = N_1 \cdot \phi_1 \quad (2.32)$$

$$\lambda_2 = N_2 \cdot \phi_2 \quad (2.33)$$

As tensões podem ser expressas na forma matricial, dadas por:

$$v = ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.34)$$

$$r = \text{diag}[r_1 r_2] \quad (2.35)$$

Realizando algumas manipulações algébricas é possível calcular os valores dos fluxos em função da f_{mm} e de L , dado por:

$$\phi_1 = \frac{N_1 \cdot i_1}{\mathfrak{R}_{l1}} + \frac{N_1 \cdot i_1}{\mathfrak{R}_m} + \frac{N_2 \cdot i_2}{\mathfrak{R}_m} \quad (2.36)$$

$$\phi_2 = \frac{N_2 \cdot i_2}{\mathfrak{R}_{l2}} + \frac{N_2 \cdot i_2}{\mathfrak{R}_m} + \frac{N_1 \cdot i_1}{\mathfrak{R}_m} \quad (2.37)$$

e os fluxos concatenados são calculados por:

$$\lambda_1 = \frac{N_1^2 \cdot i_1}{\mathfrak{R}_{l1}} + \frac{N_1^2 \cdot i_1}{\mathfrak{R}_m} + \frac{N_1 \cdot N_2 \cdot i_2}{\mathfrak{R}_m} \quad (2.38)$$

$$\lambda_2 = \frac{N_2^2 \cdot i_2}{\mathfrak{R}_{l2}} + \frac{N_2^2 \cdot i_2}{\mathfrak{R}_m} + \frac{N_2 \cdot N_1 \cdot i_1}{\mathfrak{R}_m} \quad (2.39)$$

Por se tratar de circuito linear, utiliza-se as indutâncias para o cálculo dos fluxos concatenados e esta relação para as autoindutâncias é dada por:

$$L_{11} = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_{l1}} + \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_m} = L_{l1} + L_{m1} \quad (2.40)$$

$$L_{22} = \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_{l2}} + \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_m} = L_{l2} + L_{m2} \quad (2.41)$$

o cálculo das indutâncias de magnetização é dado por:

$$\frac{L_{m2}}{N_2^2} = \frac{L_{m1}}{N_1^2} \quad (2.42)$$

e o cálculo das indutâncias mútuas é dado por:

$$L_{12} = \frac{N_1 \cdot N_2}{\mathfrak{R}_m} \quad (2.43)$$

$$L_{21} = \frac{N_2 \cdot N_1}{\mathfrak{R}_m} \quad (2.44)$$

$$L_{12} = L_{21} \quad (2.45)$$

De (2.27) pode-se escrever a indutância em notação matricial, dado por:

$$L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{l1} + L_{m1} & \frac{N_2}{N_1} L_{m1} \\ \frac{N_1}{N_2} L_{m2} & L_{l2} + L_{m2} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

e o fluxo concatenado é dado por:

$$\lambda_1 = L_{l1} + L_{m1} \left(i_1 + \frac{N_2}{N_1} \cdot i_2 \right) \quad (2.47)$$

$$\lambda_2 = L_{l2} i_2 + L_{m2} \left(i_2 + \frac{N_1}{N_2} \cdot i_1 \right) \quad (2.48)$$

Considerando a influência da corrente da bobina 1 na bobina 2, têm-se:

$$N_1 \cdot i'_2 = N_2 \cdot i_2 \quad (2.49)$$

$$N_2 \cdot i'_1 = N_1 \cdot i_1 \quad (2.50)$$

onde i'_2 é o equivalente da corrente que flui através da bobina 1 que produz a mesma f_{mm} que i_2 , fluindo através da bobina 2. A potência deve permanecer inalterada, mesmo quando realiza-se a mudança de variáveis, referindo as grandezas do primário ou secundário, portanto, pode-se fazer a mesma substituição nas demais variáveis, reescrevendo:

$$v'_2 = \frac{N_1}{N_2} \cdot v_2 \quad (2.51)$$

$$\lambda'_2 = \frac{N_1}{N_2} \cdot \lambda_2 \quad (2.52)$$

$$\lambda_1 = L_{l1} \cdot i_1 + L_{m1}(i_1 + i'_2) \quad (2.53)$$

$$\lambda'_2 = L'_{l2} \cdot i'_2 + L_{m1}(i_1 + i'_2) \quad (2.54)$$

Alterando as expressões do fluxo concatenado, têm-se L'_{l2} dado por:

$$L'_{l2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot L_{l2} \quad (2.55)$$

e as tensões são reescritas como:

$$v_1 = r_1 \cdot i_1 + \frac{d\lambda_1}{dt} \quad (2.56)$$

$$v'_2 = r'_2 \cdot i'_2 + \frac{d\lambda'_2}{dt} \quad (2.57)$$

A Figura 2.4, adaptada de Krause et al. (2013), ilustra o circuito equivalente modelado.

2.4 Circuitos elétricos não senoidais

A máquina síncrona quando operando em regime permanente não senoidal, sofre alterações em seus princípios de funcionamento se comparada ao seu funcionamento

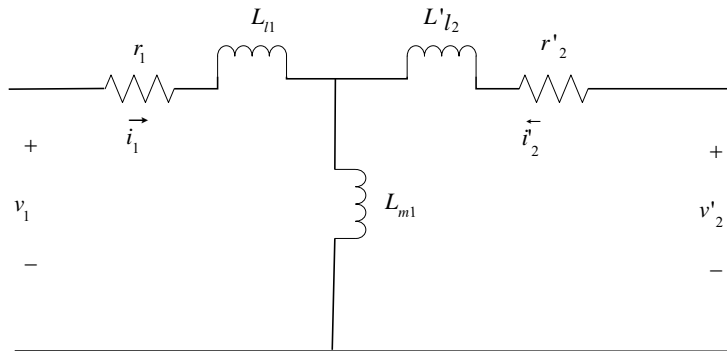


Figura 2.4 - Circuito elétrico T.

em regime senoidal. Levando em conta exclusivamente os valores fundamentais de tensão e corrente, pode-se expressar as referidas grandezas elétricas através das expressões:

$$v(t) = V_{max} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.58)$$

$$i(t) = I_{max} \cdot \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (2.59)$$

onde $\omega = 2\pi f$. Da mesma forma, pode-se calcular os valores *rms* da tensão e da corrente, dados por:

$$V_{rms} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \quad (2.60)$$

$$I_{rms} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \quad (2.61)$$

A potência instantânea, calculada como o produto entre os valores instantâneos de tensão e corrente é dada por:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (2.62)$$

De (2.62) calcula-se os valores da potência aparente S e suas componentes potência ativa P e potência reativa Q , dadas por:

$$S = \sqrt{3}V_{rms} \cdot I_{rms} \quad (2.63)$$

$$P = \sqrt{3}V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos(\theta) \quad (2.64)$$

$$Q = \sqrt{3}V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \sin(\theta) \quad (2.65)$$

onde S é medida em $[VA]$, P é medida em $[W]$, e Q é medida em $[VAR]$.

Estas expressões são válidas exclusivamente para sistemas senoidais. No caso de sistemas onde apareçam componentes não senoidais de corrente e/ou tensão, faz-se necessário o uso de funções instantâneas que levem em conta o somatório das componentes harmônicas h até o infinito. Há a necessidade de apresentar em tais expressões o somatório das componentes harmônicas h . Desta forma, tensão e corrente instantâneas são calculadas por:

$$v'(t) = \sum_{h=1}^{\infty} v_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_{maxh} \cdot \sin(h\omega_h t + \theta_h) \quad (2.66)$$

$$i'(t) = \sum_{h=1}^{\infty} i_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_{maxh} \cdot \sin(h\omega_h t + \theta_h) \quad (2.67)$$

De forma análoga, calcula-se os valores rms da tensão e corrente sobre a influência das componentes harmônicas, dadas por:

$$V'_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2(t)} \quad (2.68)$$

$$I'_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2(t)} \quad (2.69)$$

A partir das definições de tensão e corrente na presença de conteúdo harmônico, as potências também são calculadas considerando o conteúdo harmônico, dadas por:

$$P'(t) = \sum_{h=1}^{\infty} P_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos(\theta_h) \quad (2.70)$$

$$Q'(t) = \sum_{h=1}^{\infty} Q_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \sen(\theta_h) \quad (2.71)$$

Segundo Rosa (2006), no caso de sistemas sujeitos a componentes harmônicas de tensão e corrente, além das componentes de potência ativa P e reativa Q , existe também o fator D chamado de potência de distorção, dado por:

$$D = \sqrt{\sum_{h \neq k}^{h,k} (V_h^2 \cdot I_h^2 + V_k^2 \cdot I_k^2 - 2V_h \cdot I_h \cdot V_k \cdot I_k \cdot \cos(\theta_h - \theta_k))} \quad (2.72)$$

Desta forma, a potência aparente total é dada por:

$$S' = \sqrt{P'^2 + Q'^2 + D^2} \quad (2.73)$$

O fator de potência F_p em instalações puramente senoidais é calculado através do cosseno do ângulo formado pela componente da potência ativa e da potência aparente. O fator de deslocamento F_{des} é o cosseno do ângulo entre a componente fundamental de corrente e a componente fundamental de tensão. Porém, em instalações onde existe a presença de conteúdo harmônico, o F_p é influenciado pelas harmônicas, devendo ser calculado utilizando o F_{des} e o fator de distorção F_D , onde F_D é dado por:

$$F_{des} = \cos(\theta) \quad (2.74)$$

e o fator de distorção é dado por:

$$F_D = \frac{I_1}{\sqrt{I_h^2 + \sum_{h=2}^n I_n^2}} \quad (2.75)$$

De posse de (2.74) e (2.75), calcula-se o fator de potência, dado por:

$$F_p = F_{des} \cdot F_D \quad (2.76)$$

As taxas de distorções harmônicas podem ser apresentadas através de taxas individuais ou totais. Taxas individuais medem a influência de determinada componente harmônica no sistema, enquanto a taxa de distorção harmônica total mede a influência de todas as componentes. As componentes individuais de tensão e corrente, respectivamente, são dados por:

$$DHI_v = \frac{V_h}{V_1} \cdot 100 \quad (2.77)$$

$$DHI_I = \frac{I_h}{I_1} \cdot 100 \quad (2.78)$$

onde o índice v refere-se à tensão e o índice I refere-se à corrente. Os valores totais de distorção de corrente e tensão, respectivamente, são dados por:

$$DHT_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n V_n^2}}{V_1} \quad (2.79)$$

$$DHT_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_n^2}}{I_1} \quad (2.80)$$

2.5 Considerações

Neste capítulo foram apresentadas as aplicações do campo magnético, oriundas da solução das equações de Maxwell. Definiu-se os conceitos de fluxo magnético, total e instantâneo, indutância e força magnetomotriz. Construiu a analogia entre circuitos elétricos e circuitos magnéticos e apresentou a relação entre a corrente elétrica e o fluxo magnético. Apresentou ainda as variações nos cálculos elétricos em circuitos que apresentam conteúdos harmônicos. Estes conceitos e modelagens apresentadas

neste capítulo, auxiliarão no desenvolvimento do modelo matemático para a máquina síncrona de polos salientes.

CAPÍTULO 3

MÁQUINA SÍNCRONA E PROCESSO DE OTIMIZAÇÃO APLICADA

Neste capítulo, discute-se as oscilações de conjugado eletromagnético, bem como o comportamento da máquina síncrona de polos salientes submetida ao regime permanente não senoidal. Descreve-se ainda o processo de otimização aplicado utilizando método determinístico de Nelder-Mead.

3.1 Máquina síncrona operando em regime permanente não senoidal

Normalmente, para a análise de máquinas síncronas de polos salientes, utiliza-se mudança de variáveis, decompondo as grandezas da armadura em duas componentes fictícias e girantes, uma alinhada ao eixo do enrolamento de campo, chamada de componente de eixo direto e outra em quadratura ao eixo do enrolamento de campo, chamada de componente de eixo em quadratura. Esta mudança de variável torna-se útil à medida que cada uma das fases das máquinas síncronas com polos salientes, percebe a indutância variável no tempo. Tal percepção de indutância variável ocorre devido às saliências do rotor. Esta transformação provoca rotação nas componentes fictícias de forma a acoplá-las ao rotor, fazendo com que as equações diferenciais que definem as tensões nos enrolamentos da máquina passem a ter coeficientes constantes (FITZGERALD et al., 2006).

Esta mudança de variáveis é conhecida como transformação de Park ou transformada *dq-zero* (*dq0*) (PARK, 1929). A mudança de variável que expressa a transformação dos parâmetros trifásicos do circuito estacionário para referencial arbitrário é dada por:

$$f_{qd0_s} = K_s \cdot f_{abc_s} \quad (3.1)$$

onde o índice s refere-se ao estator da máquina. Os termos f_{qd0_s} e f_{abc_s} são matrizes, dadas respectivamente por:

$$f_{qd0_s} = [f_{q_s} \quad f_{d_s} \quad f_{0_s}]^T \quad (3.2)$$

$$f_{abc_s} = [f_{a_s} \quad f_{b_s} \quad f_{c_s}]^T \quad (3.3)$$

O parâmetro K_s em (3.1) é dado por:

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

onde K_s^{-1} é definido como:

$$K_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Utilizando análises de circuitos elétricos pode-se expressar a potência instantânea em variáveis $qd0$ e abc , dada por:

$$P_{abc_s} = v_{a_s} i_{a_s} + v_{b_s} i_{b_s} + v_{c_s} i_{c_s} \quad (3.6)$$

$$P_{qd0_s} = P_{abc_s} = \frac{3}{2}(v_{q_s} \cdot i_{q_s} + v_{d_s} \cdot i_{d_s} + 2v_{0_s} \cdot i_{0_s}) \quad (3.7)$$

Sen (2007) descreve a componente fundamental espacial de f_{mm} produzida pelo enrolamento trifásico do estator do gerador síncrono, quando neste circulam correntes não senoidais, dada por:

$$f_{mm_h} = KI_h \{ \cos(\theta) \cdot \cos(h\omega t) + \cos(\theta) \cdot \cos[h(\omega t - 120)] + \cos(\theta + 120) \cdot \cos[h(\omega t + 120)] \} \quad (3.8)$$

e a f_{mm} total é o somatório das componentes harmônicas da força magnetomotriz, dada por:

$$f_{mm} = \sum_{h=1}^{\infty} f_{mm_h} \quad (3.9)$$

Resolvendo (3.8) para valores ímpares de h , têm-se:

$$f_{mm_1} = \frac{3}{2}K \cdot I_1 \cdot \cos(\theta - \omega t) \quad \text{para } h = 1 \quad (3.10)$$

$$f_{mm_3} = 0 \quad \text{para } h = 3 \quad (3.11)$$

$$f_{mm_5} = \frac{3}{2}K \cdot I_5 \cdot \cos(\theta + 5\omega t) \quad \text{para } h = 5 \quad (3.12)$$

$$f_{mm_7} = \frac{3}{2}K \cdot I_7 \cdot \cos(\theta - 7\omega t) \quad \text{para } h = 7 \quad (3.13)$$

Observa-se nas expressões (3.10) à (3.13) que existe uma lei de formação, onde (3.13) com $h = 1$ é semelhante a (3.11) com $h = 7$ e assim sucessivamente (SEN, 2007). Estas expressões representam fisicamente as componentes da f_{mm} girantes com velocidade angular constante em relação ao estator. Assim, considerando a velocidade com referência no rotor, têm-se: i) a componente fundamental da f_{mm} tem velocidade angular ω , ii) a componente de quinta harmônica tem velocidade angular 5ω no sentido oposto à componente fundamental e iii) a componente de sétima harmônica de f_{mm} tem velocidade angular 7ω no mesmo sentido que a componente fundamental.

Com o rotor na velocidade ω , que corresponde ao funcionamento em regime permanente da máquina síncrona, o campo magnético produzido pela f_{mm} de quinta harmônica no estator, por estar em sentido oposto à fundamental quando atravessa o entreferro, induz no enrolamento do rotor tensão de frequência 6ω , resultante da soma vetorial da componente de quinta harmônica com a fundamental ($5\omega + \omega$).

O campo magnético produzido pela f_{mm} de sétima harmônica do estator, por estar em sentido igual ao sentido da fundamental quando atravessa o entreferro, induz no enrolamento de campo no rotor tensão de frequência, desta vez, resultante da subtração vetorial da componente de sexta harmônica com a fundamental 6ω ($7\omega - \omega$) (ALELUIA et al., 2017a). As tensões induzidas na frequência 6ω produzem corrente de excitação na mesma frequência. Esta corrente, por sua vez, produz campo magnético pulsante na frequência 6ω (SEN, 2007).

Quando se introduzem harmônicas de enrolamento, ou seja, componentes CA no rotor, outras oscilações ocorrem, porém estas estarão superpostas às já existentes

(SEN, 2007), (MARTINHO, 2009) e (LADJAVARDI et al., 2006). É possível influenciar o estator através de componentes inseridas no rotor (ALELUIA et al., 2017a). Assim como apresentado por Aleluia et al. (2017b) e com base na teoria de filtros ativos apresentada em Pertence (2015) e Souza (2000), é possível utilizar componentes oscilantes de conjugado eletromagnético ocasionando propositalmente a atenuação vetorial de componentes oscilantes indesejadas no conjugado eletromagnético.

3.2 Máquina síncrona de polos salientes com conteúdo harmônico

O regime de distribuição senoidal de forças magnetomotrizes é possível somente com número infinito de ranhuras e voltas dos enrolamentos distribuídos senoidalmente. Todavia, isto não é possível, uma vez que o rotor possui número finito de ranhuras. As correntes que fluem através dos enrolamentos, causadas pela distribuição de forças magnetomotriz, têm forma de onda que apesar de se aproximarem de senoides, não são senoidais.

Segundo Sen (2007) a distribuição da força f_{mm} contém a componente fundamental e uma família de componentes espaciais de ordem $h = 6m \pm 1$, sendo m número positivo. Para Sen (2007), componentes harmônicas de força magnetomotriz que giram na mesma direção da fundamental possuem forma $h = 6m + 1$, ao passo que componentes no formato $h = 6m - 1$ giram em sentido contrário à fundamental. Nota-se a necessidade de desenvolver modelo matemático suficientemente preciso que contemple as componentes harmônicas de distribuições espaciais da densidade de fluxo magnético. A interação entre estas componentes harmônicas e a fundamental gera novas componentes oscilantes de conjugado eletromagnético.

Considerando o enrolamento do estator da máquina síncrona, designa-se por j um de seus enrolamentos composto por n_j bobinas distribuídas e centradas na posição θ_j , circulando por esta bobina, tem-se a corrente i_j , com N_j espiras. De acordo com Alvarenga (1993), pode-se superpor as componentes harmônicas f_{mm_n} das n_j bobinas, obtendo-se a distribuição da f_{mm} na fase j para a ordem harmônica h , dado por:

$$f_{mm_j}(\theta) = \frac{2}{\pi} \cdot n_j \cdot N_j \cdot i_j \left\{ \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{1}{h} \right) K_{pj_h} \cdot K_{dj_h} \cdot \cos[h(\theta - \theta_j)] \right\} \quad (3.14)$$

onde K_{pj_h} é o fator de passo e K_{dj_h} é o fator de distribuição, respectivamente, dados por:

$$K_{pj_h} = \text{sen} \left[h\beta_j \left(\frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (3.15)$$

$$K_{dj_h} = \frac{\text{sen} \left[hn_j \left(\frac{\theta_{Rj}}{2} \right) \right]}{n_j \cdot \text{sen} \left[h \left(\frac{\theta_{Rj}}{2} \right) \right]} \quad (3.16)$$

onde $\beta_j\pi$ é o passo angular da bobina j e θ_{Rj} é o passo angular da ranhura do estator.

Simplificando (3.14), define-se K_{wj_h} como:

$$K_{wj_h} = K_{pj_h} \cdot K_{dj_h} \quad (3.17)$$

Desta forma é possível reescrever (3.14) como:

$$f_{mm} = \frac{2}{\pi} \cdot N_j \cdot n_j \cdot i_j \left\{ \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{1}{h} \right) K_{wj_h} \cdot \cos[h(\theta - \theta_j)] \right\} \quad (3.18)$$

Agrupando os fatores multiplicativos de (3.18), tem-se:

$$K_{j_h} = \frac{2}{\pi} N_j \cdot n_j \cdot K_{wj_h} \quad (3.19)$$

Assim, a f_{mm} da componente harmônica h é dada por:

$$f_{mm_h} = K_{j_h} \cdot i_h \cdot \frac{1}{h} \cdot \cos[h(\theta - \theta_j)] \quad (3.20)$$

A fim de aplicar esta modelagem às máquinas síncronas de polos salientes, a f_{mm_h} deve ser decomposta nos eixos diretos e em quadratura (PARK, 1929). Para estas decomposições adota-se que o eixo a da fase a do estator está na origem de θ , desta forma, para o cálculo da f_{mm} do eixo direto tem-se:

$$f_{mm_{dj_h}} = F_{dj_h} \cdot \cos[h(\theta - \theta_R)] \quad (3.21)$$

onde F_{dj_h} é dado por:

$$F_{dj_h} = \frac{K_{j_h}}{h} \cdot i_j \cdot \cos[h(\theta_R - \theta_j)] \quad (3.22)$$

A f_{mm} da componente do eixo em quadratura é dada por:

$$f_{mm_{qj_h}} = F_{qj_h} \cdot \cos[h(\theta - \theta_R - 90)] \quad (3.23)$$

onde F_{qj_h} é dado por:

$$F_{qj_h} = \frac{K_{j_h}}{h} \cdot i_j \cdot \cos[h(\theta_R + 90 - \theta_j)] \quad (3.24)$$

Utilizando de manipulações algébricas e da identidade trigonométrica da multiplicação de cossenos, têm-se:

$$f_{mm_{dj_h}} = \frac{K_{j_h}}{h} \cdot i_j \cdot \cos[h(\theta_R - \theta_j)] \cdot \cos[h(\theta - \theta_R)] \quad (3.25)$$

$$f_{mm_{qj_h}} = \frac{K_{j_h}}{h} \cdot i_j \cdot \cos[h(\theta_R + 90 - \theta_j)] \cdot \cos[h(\theta - \theta_R - 90)] \quad (3.26)$$

$$f_{mm_{dj_h}} = \frac{K_{j_h}}{2h} \cdot i_j \cdot \cos[h(\theta - \theta_j)] + \cos[h(\theta - 2\theta_R + \theta_j)] \quad (3.27)$$

$$f_{mm_{qj_h}} = \frac{K_{j_h}}{2h} \cdot i_j \cdot \cos[h(\theta - \theta_j)] + \cos[h(\theta - 2(\theta_R + 90) + \theta_j)] \quad (3.28)$$

As expressões (3.27) e (3.28), representam as componentes direta e em quadratura da componente harmônica h da f_{mm} produzida pela corrente que circula no enrolamento j (ALVES et al., 2011b), estas componentes produzem distribuição de densidade de fluxo magnético que pode ser calculado pela razão entre a f_{mm} e o comprimento médio do entreferro. Desta forma, a densidade de fluxo magnético é dada por:

$$B_{dj_h} = \frac{\mu_0}{\delta_d} \cdot f_{mm_{dj_h}} \quad (3.29)$$

$$B_{qj_h} = \frac{\mu_0}{\delta_q} \cdot f_{mm_{qj_h}} \quad (3.30)$$

onde δ_d é o comprimento do entreferro percebido pelo eixo d e δ_q é o comprimento do entreferro percebido pelo eixo q . Substituindo (3.29) e (3.30) em (3.27) e (3.28), têm-se:

$$B_{dj_h} = \left(\frac{\mu_0 \cdot K_{j_h}}{2\delta_d \cdot h} \right) \cdot i_j \cdot \cos[h(\theta - \theta_j)] + \cos[h(\theta - 2\theta_R + \theta_j)] \quad (3.31)$$

$$B_{qj_h} = \left(\frac{\mu_0 \cdot K_{j_h}}{2\delta_q \cdot h} \right) i_j \cdot \cos[h(\theta - \theta_j)] + \cos[h(\theta - 2(\theta_R + 90) + \theta_j)] \quad (3.32)$$

A densidade de fluxo da componente h é dada pela superposição das componentes expressas em (3.31) e (3.32). Considerando o segundo enrolamento chamado de i , pode-se encontrar a componente de ordem h do concatenamento de fluxo magnético produzido pela superposição das componentes da densidade de fluxo magnético ($B_{j_h} = B_{dj_h} + B_{qj_h}$) em uma bobina b deste enrolamento, dado por:

$$\lambda_{bj_h} = 2P_o \cdot N_i \int_{\theta'_b}^{\theta''_b} B_{j_h} \cdot L_{cr} \cdot R_s d\theta \quad (3.33)$$

onde P_o é o número de polos da máquina, L_{cr} é o comprimento cilíndrico rotórico, R_s é o raio interno do estator e $\theta'_b = \theta_b - \beta_i \frac{\pi}{2}$ e $\theta''_b = \theta_b + \beta_i \frac{\pi}{2}$. Todavia, b é apenas uma das bobinas do enrolamento i , desta forma, o fluxo concatenado de ordem h no enrolamento i produzido pelo enrolamento j será calculado através de:

$$\lambda_{ij_h} = \sum_{b=1}^{i_i} \lambda_{bj_h} \quad (3.34)$$

$$\lambda_{ij_h} = 2P_o \cdot N_i \sum_{b=1}^{i_i} \int_{\theta'_b}^{\theta''_b} B_{j_h} \cdot L_{cr} \cdot R_s d\theta \quad (3.35)$$

Dado que $B_{j_h} = B_{dj_h} + B_{qj_h}$ e realizando as devidas manipulações algébricas em (3.33), tem-se:

$$\lambda_{ijh} = 2P_o \cdot N_i \left(\sum_{b=1}^{i_i} \int_{\theta'_b}^{\theta''_b} B_{djh} \cdot L_{cr} \cdot R_s d\theta + \sum_{b=1}^{i_i} \int_{\theta'_b}^{\theta''_b} B_{qjh} \cdot L_{cr} \cdot R_s d\theta \right) \quad (3.36)$$

Substituindo (3.31) e (3.32) em (3.36), tem-se:

$$\lambda_{ijh} = K_{ij} \left(\frac{K_{wi_h} \cdot K_{wj_h}}{2h^2} \right) i_j \left\{ \left(\frac{1}{\delta_d} + \frac{1}{\delta_q} \right) \cos[h(\theta_i - \theta_j)] + \left(\frac{1}{\delta_d} - \frac{1}{\delta_q} \right) \cos[h(\theta_i - \theta_j - 2\theta_R)] \right\} \quad (3.37)$$

onde K_{ij} é dado por:

$$K_{ij} = \left(\frac{8}{\pi} \right) P_o \cdot L_{cr} \cdot R_s \cdot \mu_0 \cdot n_i \cdot n_j \cdot N_i \cdot N_j \quad (3.38)$$

onde n_i é o número de espiras do enrolamento i e n_j é o número de espiras do enrolamento j . A indutância l_{ijh} é dada por:

$$l_{ijh} = \frac{\lambda_{ijh}}{i_j} \quad (3.39)$$

Desta forma, as indutâncias do eixo direto L_{dijh} e do eixo em quadratura L_{qijh} são dadas por:

$$L_{dijh} = K_{ij} \left(\frac{K_{wi_h} \cdot K_{wj_h}}{2h^2 \delta_d} \right) \quad (3.40)$$

$$L_{qijh} = K_{ij} \left(\frac{K_{wi_h} \cdot K_{wj_h}}{2h^2 \delta_q} \right) \quad (3.41)$$

e o fluxo concatenado λ_{ijh} é dado por:

$$\lambda_{ijh} = \{(L_{dijh} + L_{qijh}) \cos[h(\theta_i - \theta_j)] + (L_{dijh} - L_{qijh}) \cos[h(\theta_i - \theta_j - 2\theta_R)]\} \quad (3.42)$$

De (3.39) e (3.42), tem-se:

$$l_{ijh} = (L_{dijh} + L_{qijh}) \cos[h(\theta_i - \theta_j)] + (L_{dijh} - L_{qijh}) \cos[h(\theta_i - \theta_j - 2\theta_R)] \quad (3.43)$$

A partir de (3.40), (3.41) e de suas aplicações para $h = 1$, realizando as manipulações algébricas em (3.43), encontra-se a expressão que representa a indutância harmônica mútua entre os enrolamentos i e j , dada por:

$$l_{ijh} = K_{ijh} \{ (L_{dij_1} + L_{qij_1}) \cos[h(\theta_i - \theta_j)] + (L_{dij_1} - L_{qij_1}) \cos[h(\theta_i - \theta_j - 2\theta_R)] \} \quad (3.44)$$

De posse da indutância l_{ijh} , pode-se estabelecer a tensão em um enrolamento em função das correntes, dada por:

$$v_i = r_i i_i + L_i \frac{di_i}{dt} + \frac{\partial \lambda_i}{\partial t} \quad (3.45)$$

O fluxo concatenado λ_i é obtido pela composição de todos os concatenamentos dos enrolamentos com o enrolamento i . Em (3.46), o índice j representa todos os enrolamentos, inclusive i . Desta forma, λ_{ij} é dado por:

$$\lambda_i = \sum_{j=1}^{\infty} \lambda_{ij} \quad (3.46)$$

$$\lambda_{ij} = \sum_h^{\infty} \lambda_{ijh} \quad (3.47)$$

$$\lambda_{ijh} = l_{ijh} i_j \quad (3.48)$$

Considerando todos os enrolamentos, bem como todas as componentes harmônicas, pode-se calcular λ_i , dado por:

$$\lambda_i = \sum_j^{\infty} \left(\sum_h^{\infty} l_{ijh} i_j \right) \quad (3.49)$$

As expressões (3.44), (3.45) e (3.49) modelam a máquina síncrona de polos salientes, haja vista a necessidade de variar i e j nas três fases do enrolamento da armadura, além das duas fases dos enrolamentos amortecedores e do enrolamento de campo. A Figura 3.1, adaptada de Alves et al. (2011b), ilustra os eixos e a distribuição das fases para a modelagem, onde são observadas as relações entre os ângulos das fases.

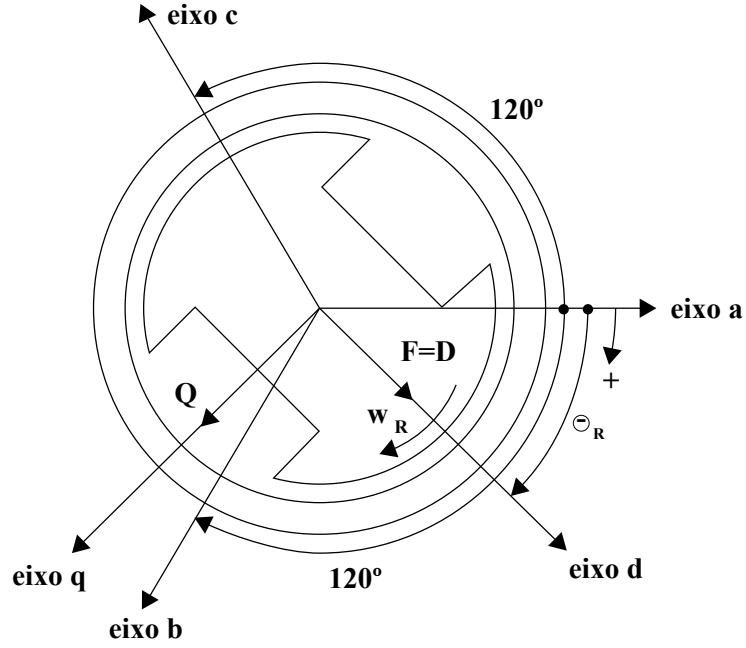


Figura 3.1 - Eixos e distribuição das fases da máquina síncrona.

Realizando as variações têm-se as expressões para o cálculo das indutâncias relacionadas ao enrolamento a , b e c . A partir de (3.49), pode-se realizar a expansão para encontrar os concatenamentos de fluxo magnético por fases, desta forma, têm-se:

$$\lambda_a = \sum_h l_{aa_h} i_a + \sum_h l_{ab_h} i_b + \sum_h l_{ac_h} i_c + \sum_h l_{aD_h} i_D + \sum_h l_{aQ_h} i_Q + \sum_h l_{aF_h} i_F \quad (3.50)$$

$$\lambda_b = \sum_h l_{ba_h} i_a + \sum_h l_{bb_h} i_b + \sum_h l_{bc_h} i_c + \sum_h l_{bD_h} i_D + \sum_h l_{bQ_h} i_Q + \sum_h l_{bF_h} i_F \quad (3.51)$$

$$\lambda_c = \sum_h l_{ca_h} i_a + \sum_h l_{cb_h} i_b + \sum_h l_{cc_h} i_c + \sum_h l_{cD_h} i_D + \sum_h l_{cQ_h} i_Q + \sum_h l_{cF_h} i_F \quad (3.52)$$

$$\lambda_d = \sum_h l_{Da_h} i_a + \sum_h l_{Db_h} i_b + \sum_h l_{Dc_h} i_c + \sum_h l_{DD_h} i_D + \sum_h l_{DQ_h} i_Q + \sum_h l_{DF_h} i_F \quad (3.53)$$

$$\lambda_q = \sum_h l_{Qa_h} i_a + \sum_h l_{Qb_h} i_b + \sum_h l_{Qc_h} i_c + \sum_h l_{QD_h} i_D + \sum_h l_{QQ_h} i_Q + \sum_h l_{QF_h} i_F \quad (3.54)$$

$$\lambda_f = \sum_h l_{Fa_h} i_a + \sum_h l_{Fb_h} i_b + \sum_h l_{Fc_h} i_c + \sum_h l_{FD_h} i_D + \sum_h l_{FQ_h} i_Q + \sum_h l_{FF_h} i_F \quad (3.55)$$

Aplicando (3.45) aos enrolamentos da máquina obtêm-se:

$$v_a = r_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + \frac{\partial \lambda_a}{\partial t} \quad (3.56)$$

$$v_b = r_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + \frac{\partial \lambda_b}{\partial t} \quad (3.57)$$

$$v_c = r_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + \frac{\partial \lambda_c}{\partial t} \quad (3.58)$$

$$v_d = r_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \lambda_d}{\partial t} \quad (3.59)$$

$$v_q = r_q i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \frac{\partial \lambda_q}{\partial t} \quad (3.60)$$

$$v_f = r_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + \frac{\partial \lambda_f}{\partial t} \quad (3.61)$$

A forma matricial para o cálculo das tensões é dada por:

$$[V] = \left\{ [R][I] + [L_{disp}] \frac{d[I]}{dt} + \frac{\partial [\lambda]}{\partial t} \right\} \quad (3.62)$$

As formas matriciais das resistências, indutâncias e correntes são apresentadas no Apêndice B. Para o conjugado eletromagnético tem-se:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot \left(\frac{P_o}{2}\right) \cdot [\lambda_{d_s} i_{q_s} - \lambda_{q_s} i_{d_s}] \quad (3.63)$$

onde P_o é o número de polos da máquina, λ_{d_s} é a componente de eixo direto do fluxo concatenado no estator, i_{q_s} é a componente de eixo em quadratura da corrente no estator, λ_{q_s} é a componente de eixo em quadratura do fluxo concatenado no estator e i_{d_s} é a componente de eixo direto da corrente no estator. Estas variáveis consideram o conteúdo harmônico presente na barra.

3.3 Otimização aplicada

Problemas de otimização são formulado através da função objetivo, sendo esta, a função que associa cada ponto no espaço de soluções de determinado problema à um número real. Este, por sua vez, permite medir a qualidade da resposta do problema de otimização, no caso da minimização, quanto menor este valor, melhor (SARAMAGO; JR, 2008).

O processo de otimização são geralmente aplicados em modelos criados a fim de representar sistemas reais. Representar o sistema real é, antes de tudo, conhecê-lo a fim de garantir que os resultados obtidos com a utilização do modelo sejam suficientemente aproximados quando comparados ao sistema real, o que valida ou invalida o modelo. De forma análoga, o conhecimento do sistema real é obrigatório para que os resultados otimizados sejam passíveis de aplicação no modelo simulado e no sistema real. A Figura 3.2 ilustra o fluxograma básico do processo de otimização.

A Figura 3.2 ilustra os três elementos básicos do processo de otimização: i) método de simulação, ii) simulador e iii) função de avaliação, onde $f(x)$ é a função de avaliação, $f(x^*)$ é o menor valor da função de avaliação, x é o vetor com os parâmetros a serem otimizados e x^* são os parâmetros ótimos ou otimizados. O processo de otimização ocorre de forma sistemática onde os parâmetros dentro do conjunto de soluções viáveis são alterados pelo método de otimização.

Dentre os método de otimização determinístico, há o método de Nelder-Mead ou método dos poliedros flexíveis. Este é o método de busca direta que não utiliza gradientes numéricos ou analíticos. É aplicado a problemas de otimização irrestrita e não-linear, em situações onde a função de avaliação não possui derivadas conhecidas

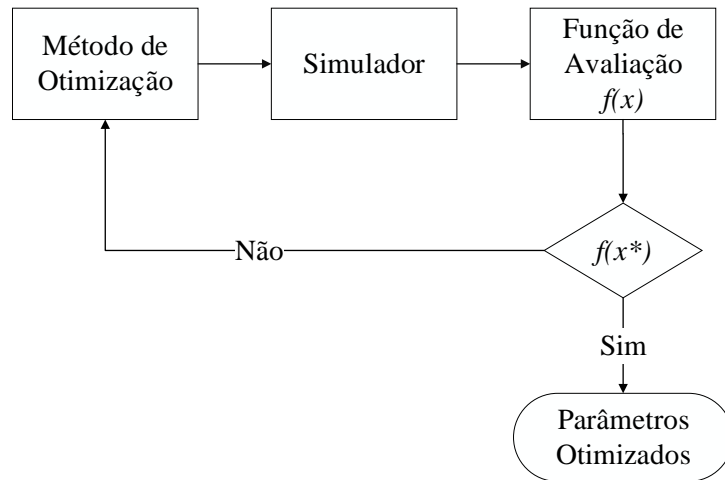


Figura 3.2 - Fluxograma básico do processo de otimização.

ou quando a função de avaliação não é diferenciável (CHAPRA; CANALE, 2008). Este método utiliza o conceito de simplex, onde a geometria é a generalização do triângulo ou do tetraedro para o número arbitrário de dimensões.

O s -simplex possui $s+1$ vértices, onde se s é o comprimento de x , o simplex no espaço s -dimensional é caracterizado pelos $s + 1$ vetores distintos que são seus vértices. O funcionamento do algoritmo de Nelder-Mead tem início com o conjunto de valores x que representa a possível solução, aproximações do valor máximo da função de avaliação. Estes valores definem os vértices do simplex no qual o esforço de busca é concentrado. A iteração do algoritmo tem o intuito de mudar a forma e o tamanho do simplex através da identificação da melhor solução que deve substituir a pior solução do conjunto (KOLDA et al., 2003).

O valor da função de avaliação da nova solução é comparada com os valores da função de avaliação nos vértices do simplex e geralmente, um dos vértices é substituído pela nova solução, gerando novo simplex. Esta etapa é repetida até que o diâmetro do simplex seja menor que a tolerância definida *a priori* (NELDER; MEAD, 1965) e (LAGARIAS et al., 1998). Na iteração do método, os $s + 1$ vértices do simplex são ordenados de acordo com o crescimento dos valores de $f(x_i)$, dado por:

$$x_1, x_2, x_3, \dots, \in \mathbb{R}^s \quad (3.64)$$

$$f(x_1) \leq f(x_2) \leq f(x_3) \leq \dots \leq f(x_s + 1) \quad (3.65)$$

De (3.65), tem-se que x_1 é o pior vértice do simplex, ao passo que x_{s+1} é o melhor. No método de Nelder-Mead, a cada iteração o pior vértice é substituído por outro colinear com o pior. Este reposicionamento dos vértices leva em consideração quatro coeficientes: reflexão, expansão ou contração do pior vértice ao longo da reta que passa por este vértice e o centroide dos s melhores vértices, sendo: i) ρ - coeficiente de reflexão, ii) χ - coeficiente de expansão, iii) γ - coeficiente de contração e iv) σ - coeficiente de redução. Segundo Nelder e Mead (1965), estes coeficientes satisfazem:

$$\rho > 0, \chi > 1, 0 < \gamma < 1 \text{ e } 0 < \sigma < 1 \quad (3.66)$$

Na literatura, a escolha padrão para os coeficientes é dada por:

$$\rho = 1, \chi = 2, \gamma = \frac{1}{2} \text{ e } \sigma = \frac{1}{2} \quad (3.67)$$

O centroide dos s melhores vértices, é calculado por:

$$\bar{x} = \sum_{i=1}^s \frac{x_i}{s} \quad (3.68)$$

onde o critério de parada do algoritmo é dado por:

$$\sqrt{\sum_{i=1}^{s+1} \frac{[f(x_i) - f(\bar{x})]^2}{s}} \leq \eta \quad (3.69)$$

onde η é o valor definido para a tolerância do erro.

3.4 Considerações

Neste capítulo foi realizada análise da máquina síncrona operando em regime permanente não senoidal, apresentando análise das oscilações de conjugado eletromagnético e relacionando com as componentes harmônicas presentes no barramento. A modelagem da máquina síncrona de polos salientes foi apresentada, contemplando o conteúdo harmônico do barramento em função das cargas não lineares acopladas.

Esta modelagem será utilizada no modelo de simulação. Foi descrito brevemente o método de otimização de Nelder-Mead. Estes conhecimentos serão utilizados no próximo capítulo com o intuito de atenuar as componentes oscilantes de conjugado eletromagnético.

CAPÍTULO 4

METODOLOGIA

Neste capítulo é apresentada a metodologia para o desenvolvimento do modelo de simulação computacional do gerador síncrono de polos salientes. É descrita a estratégia utilizada para verificar as componentes oscilantes de conjugado eletromagnético que surgem no gerador quando conecta-se cargas não lineares no barramento. Ainda é realizada a descrição dos procedimentos utilizados para minimizar as componentes oscilantes de conjugado eletromagnético.

4.1 Construção do modelo

O intuito deste trabalho é apresentar método para atenuar as componentes oscilantes de conjugado eletromagnético na máquina síncrona de polos salientes. As considerações são: i) que esta máquina esteja conectada ao barramento com cargas não lineares e ii) que a máquina esteja operando em regime permanente não senoidal. Desta forma é necessário construir o modelo computacional do sistema de potência ilustrado na Figura 4.1. O modelo computacional é utilizado para simular/identificar as componentes oscilantes de conjugado eletromagnético quando a carga não linear está desconectada e conectada no barramento.

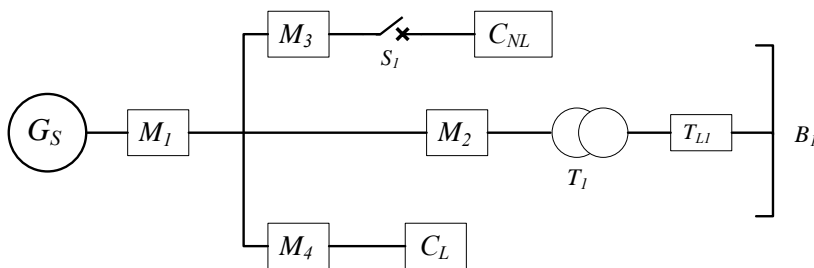


Figura 4.1 - Esquemático do sistema de potência simulado.

O modelo possibilita simular o gerador síncrono G_S ligado ao barramento e alimentando exclusivamente a carga linear C_L de modo a verificar o surgimento de componentes oscilantes no conjugado eletromagnético da máquina devido as características construtivas da própria máquina que contribuem para o surgimento das componentes harmônicas espaciais. Esta situação pode ser verificada nesta condição

pois, sem a presença de cargas não lineares, as componentes harmônicas temporais não aparecem no sistema/modelo de forma significativa.

Realizada a identificação das componentes oscilantes no conjugado oriundas exclusivamente devido as harmônicas espaciais, o modelo permite a inserção da carga não linear C_{NL} com o intuito de verificar o comportamento do conjugado. A carga não linear é o retificador trifásico totalmente controlado que é inserido no modelo por meio do disjuntor trifásico S_1 , haja vista ser necessário o monitoramento dos índices de oscilações do conjugado eletromagnético fornecido pelo gerador nas condições **com** e **sem** a presença da C_{NL} . Quando a C_{NL} é inserida no modelo, surgem as componentes harmônicas temporais que causam oscilações no conjugado eletromagnético.

O disjuntor trifásico é inserido no modelo a fim de controlar os tempos de entrada da C_{NL} , tornando possível a percepção do efeito da entrada desta carga no comportamento do conjugado eletromagnético. Utiliza-se componente similar ao disjuntor para chavear as entradas de sinais no campo da máquina, de modo a garantir precisão na troca da alimentação puramente constante para a excitação de campo com sinais senoidais.

4.2 Simulação do modelo e análise do conjugado eletromagnético

O processo de simulação obedece a ordem: i) simulação do sistema de geração inicialmente com a presença exclusiva da C_L e identificação das componentes oscilantes do conjugado eletromagnético devido as componentes harmônicas **espaciais**, ii) simulação da geração com a presença da C_{NL} e identificação das componentes oscilantes do conjugado eletromagnético devido as harmônicas **temporais** e iii) simulação com proposta de intervenção e verificação do perfil do conjugado eletromagnético.

Na Figura 4.2 é ilustrada a sequência de funcionamento do simulador. O gerador de função é responsável pela construção do sinal de excitação de campo do gerador síncrono G_S , este, ao ser excitado exclusivamente com sinal constante produz oscilações de conjugado eletromagnético devido os efeitos das componentes harmônicas espaciais. Avalia-se e registra-se o sinal do conjugado eletromagnético M_{c1} na situação inicial. Ocorrendo a entrada da C_{NL} , o novo sinal do conjugado é avaliado, tornando-se o novo valor de M_{c1} . Após a utilização do novo formato de onda para excitação do campo da máquina, modificado pelo gerador de sinais, registra-se o novo valor do conjugado eletromagnético M_{c2} .

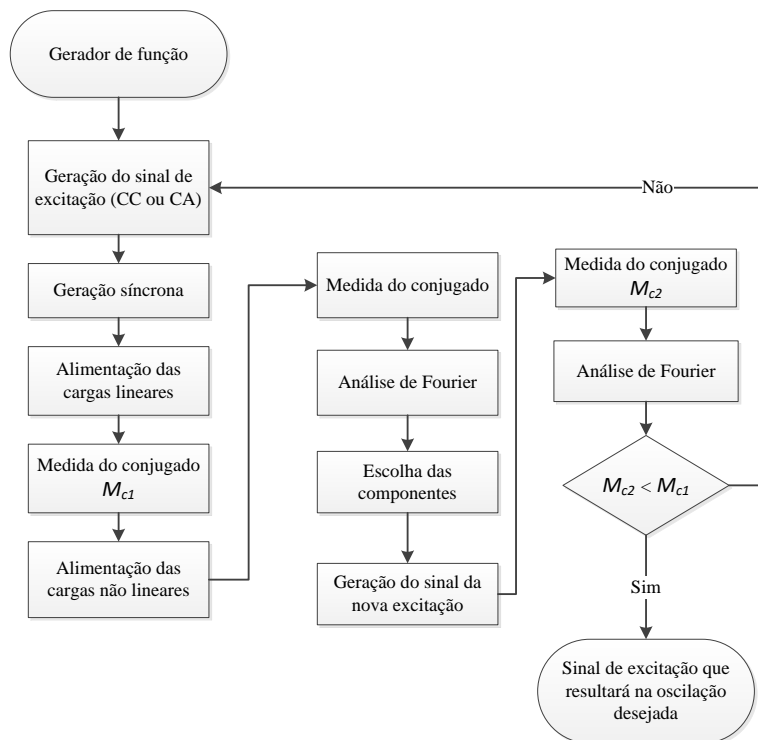


Figura 4.2 - Fluxo de funcionamento do simulador proposto.

É necessário conhecer a forma da oscilação que ocorre nas condições **com** e **sem** a presença da C_{NL} . Utiliza-se a série de Fourier para analisar o sinal do conjugado eletromagnético oscilante, uma vez que este apresenta comportamento periódico, tornando possível identificar as principais frequências de oscilação deste conjugado. O sinal periódico $c(t)$ com período T_0 possui propriedade dada por:

$$c(t) = c(t + T_0) \quad (4.1)$$

onde o menor valor de T_0 que satisfaz a condição de periodicidade é chamado de período fundamental de $c(t)$. Uma vez que o sinal periódico apresenta os mesmos valores em intervalos de tempo T_0 , a área sob o gráfico do sinal periódico $c(t)$ é igual para qualquer intervalo de duração T_0 , de modo que, para quaisquer números reais a e b , tem-se:

$$\int_a^{a+T_0} c(t)dt = \int_b^{b+T_0} c(t)dt \quad (4.2)$$

Desta forma, pode-se afirmar que as amplitudes das componentes oscilantes do conjugado eletromagnético podem ser calculadas, juntamente com seus ângulos de fase, por intermédio da série de Fourier, decompondo os sinais dos conjugados M_{c_1} e M_{c_2} em suas várias componentes de frequências harmônicas e na componente de frequência nula (valor contínuo T_{CC}). A série de Fourier em sua forma compacta é dada por:

$$f(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cdot \cos(h\omega_0 t) + b_h \cdot \sen(h\omega_0 t)] \quad (4.3)$$

onde h é a ordem harmônica, a_0 é a componente contínua do sinal e ω_0 é a frequência fundamental do sinal do conjugado eletromagnético. A análise do sinal pela série de Fourier deve apresentar valores das componentes oscilantes de conjugado eletromagnético tanto em valores absolutos quanto em valores percentuais, comparados à componente fundamental ou à componente contínua do conjugado T_{CC} .

4.3 Atenuação das componentes oscilantes do conjugado eletromagnético

Através da análise da série Fourier de M_{c_1} , as componentes oscilantes do conjugado eletromagnético de maior significância são identificadas, desta forma, é inserida as componentes senoidais no rotor do G_S . Estas inserções em frequências específicas, quando atravessam o entreferro da máquina, causam oscilações no conjugado eletromagnético que podem atenuar ou intensificar vetorialmente as componentes oscilantes do conjugado eletromagnético mais significativas, identificadas na análise da série de Fourier de M_{c_1} . Quando o G_S tem seu campo excitado com a componente de corrente contínua (CC) e as componentes senoidais, o sinal de conjugado M_{c_2} é analisado, verificando a atenuação das componentes oscilantes.

Uma vez que deseja-se verificar o comportamento oscilante e periódico do sinal do conjugado eletromagnético com o intuito de minimizar tal comportamento, as medidas de M_{c_1} e M_{c_2} dão-se pelo cálculo do desvio padrão do sinal, onde a média é o valor da componente de frequência harmônica nula T_{CC} do conjugado eletromagnético. Desta forma, sendo o desvio padrão de M_{c_2} menor que o desvio padrão de M_{c_1} , tem-se registrada a forma de onda que dá origem a atenuação.

As componentes senoidais de tensão inseridas no rotor tem como variáveis controladas a amplitude e o ângulo de deslocamento (fase) da inserção. Inicialmente, a proposta de intervenção utilizando o rotor do G_S é realizada de forma empírica. As inserções de sinais no rotor são realizadas verificando o comportamento da curva do conjugado eletromagnético. Ao realizar a inserção provocando a atenuação em uma das componentes oscilantes do conjugado, tal inserção tem o seu valor de ângulo de entrada alterado, de forma a buscar o melhor valor possível de atenuação mediante o valor da amplitude. Encontrando o valor do ângulo próximo ao ideal, altera-se o valor da amplitude da componente.

A avaliação dos novos valores de conjugado eletromagnético M_{c2} ocorrem mediante a utilização da análise da série de Fourier. Desta forma, ao produzir a série de Fourier de M_{c2} , pode-se observar a interferência ocasionada pela inserção senoidal no rotor a medida que as componentes oscilantes de conjugado se alteram. O conhecimento das frequências de oscilação do conjugado eletromagnético é essencial para a metodologia de atenuação proposta, uma vez que as componentes senoidais são inseridas no rotor da máquina na mesma frequência das componentes oscilantes do conjugado, buscando-se a amplitude e ângulo adequados para promover a maior atenuação vetorial possível.

Com o intuito de comparar as respostas do conjugado eletromagnético quando a máquina é submetida à proposta de atenuação, utiliza-se novamente o desvio padrão para que este seja o parâmetro de medida da amplitude das componentes oscilantes do conjugado eletromagnético que estão sendo atenuadas. A escolha do desvio padrão como medida de dispersão justifica-se por evitar que desvios negativos e positivos do conjugado eletromagnético neutralizem um ao outro quando somados.

Inicialmente, os valores das componentes senoidais de tensão inseridos no rotor da máquina síncrona são definidos empiricamente para o teste da proposta de intervenção. Em cada situação de simulação realizada por meio do modelo, são observadas as formas de onda além das condições de potência, tensão e corrente, fornecidas pelo gerador e pelo barramento infinito.

A validação do modelo de simulação ocorre a partir da comparação dos resultados obtidos neste trabalho com os resultados observados por [Alves et al. \(2011a\)](#) e em consonância com os apresentados por [Alves et al. \(2011b\)](#). Nos trabalhos [Alves et al. \(2011a\)](#) e [Alves et al. \(2011b\)](#) foram desenvolvidos modelos similares ao que é proposto e posteriormente, validados por análise experimental em bancadas.

Nesta metodologia, para a atenuação de componentes oscilantes de conjugado eletromagnético é necessário realizar a análise exploratória do comportamento do sistema utilizando o modelo. Após validado o modelo, busca-se a otimização dos parâmetros de entrada a fim de minimizar, tanto quanto possível, o comportamento oscilante do conjugado eletromagnético.

4.4 Análise de comportamento do sistema e otimização

Uma vez que pretende-se otimizar o processo de atenuação das oscilações do conjugado eletromagnético, necessita-se escolher o método de otimização adequado. O método de Nelder-Mead necessita do ponto inicial para que o processo de otimização ocorra. A entrada do modelo proposto é a forma de onda do conjugado eletromagnético oscilante. Por sua vez, a saída é a forma de onda do sinal de excitação do campo. Assim, o problema de otimização consiste em encontrar os valores ótimos de amplitude e ângulo de fase para as componentes senoidais do sinal de excitação do campo da máquina síncrona de modo que este gere oscilações de conjugado eletromagnético que atenuem as já existentes.

Os parâmetros a serem otimizados são dados por:

$$x = [a_c(6h_1), f_a(6h_1), a_c(12h_1), f_a(12h_1)] \quad (4.4)$$

onde a_c é a amplitude da componente inserida no sinal, h_1 é a frequência da componente fundamental da oscilação do conjugado eletromagnético e f_a é o ângulo de fase da componente inserida. As frequências das oscilações de conjugado eletromagnético f_o estão definidas em Sen (2007) como sendo valores múltiplos da frequência fundamental, dados por:

$$f_o = 6m \cdot h_1, \forall m \in \mathbb{N}, m \geq 1 \quad (4.5)$$

Neste trabalho, a função de avaliação é o módulo da diferença da dispersão antes da inserção da componente CA e após a inserção da componente CA na excitação de campo da máquina, tendo como referência o sinal do conjugado eletromagnético constante T_{CC} , dado por:

$$f(x) = \left| \left(\sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - T_{CC})^2} \right) - \left(\sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=j}^n (x_j - T_{CC})^2} \right) \right| \quad (4.6)$$

onde n é o número de pontos da curva do conjugado eletromagnético, x_i é o ponto sobre a curva do conjugado eletromagnético antes da inserção da componente CA e x_j é o ponto sobre a curva do conjugado eletromagnético após a inserção da componente CA. Esta função de avaliação mensura alterações ocorridas no sistema devido as mudanças dos valores dos parâmetros de entrada.

Para encontrar o ponto inicial do algoritmo de otimização de Nealder-Mead é utilizado a análise de comportamento do sistema por método empírico. Deste modo, inicialmente, o valor da amplitude das componentes senoidais de entrada são fixados, promovendo variação no ângulo de fase das componentes. As análises de comportamento do sistema resultam nos valores de chute inicial para o algoritmo de otimização. A Figura 4.3 ilustra o fluxo de utilização da metodologia proposta.

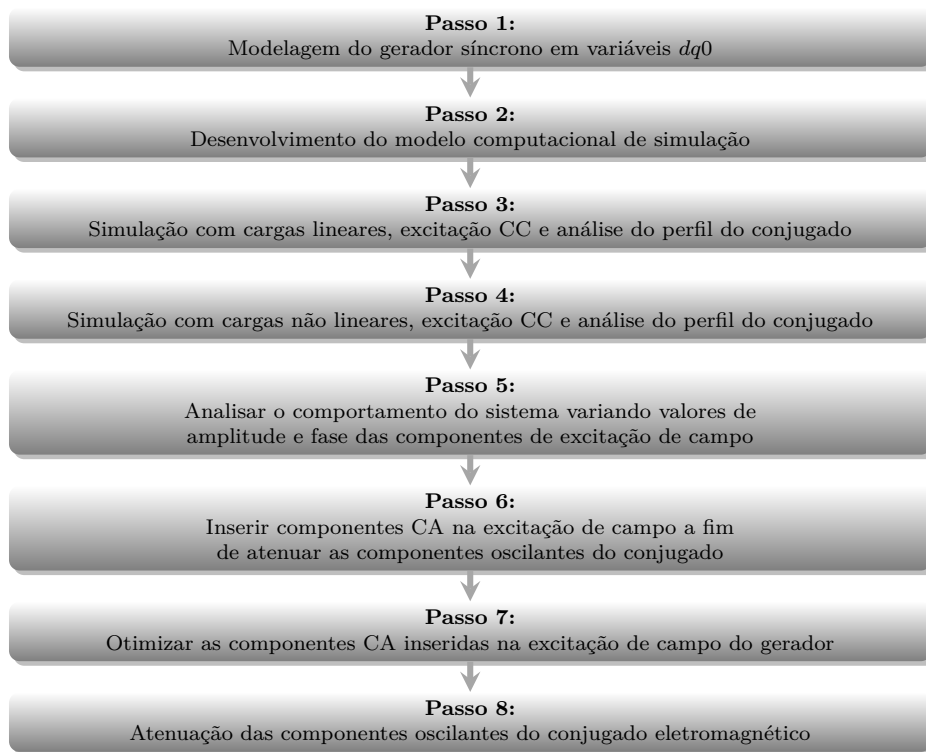


Figura 4.3 - Fluxo da metodologia proposta.

4.5 Considerações

Neste capítulo foi apresentada a metodologia para o desenvolvimento do modelo de simulação computacional do sistema de potência, bem como a metodologia utilizada para a análise das componentes oscilantes de conjugado eletromagnético que surgem em função da entrada da carga não linear no sistema. Também foi apresentada a proposta de atenuação das componentes oscilantes do conjugado eletromagnético do gerador síncrono, além de apresentar o processo de otimização aplicada. No próximo capítulo são apresentados os resultados obtidos a partir da aplicação da metodologia proposta.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos a partir da metodologia proposta. São descritos os resultados das análises de comportamento do sistema obtidos através do modelo e o processo de otimização que minimiza as oscilações de conjugado eletromagnético da máquina síncrona de polos salientes.

5.1 Simulação e validação do modelo

Todas as análises referentes ao comportamento do conjugado eletromagnético nas configurações **com** e **sem** carga não linear foram realizadas utilizando diferentes configurações na excitação do campo da máquina síncrona e/ou diferentes configurações de carga. Em todos os testes a entrada de potência mecânica do gerador foi mantida constante, $P_m = 12000W$, de forma que esta não foi parâmetro que influenciou na curva do conjugado eletromagnético.

O gerador síncrono tem os dados: $460V$, $10, 2kVA$, $1800rpm$, 4 polos. M_1 , M_2 , M_3 e M_4 são pontos de medição de parâmetros elétricos, C_L é a carga linear trifásica com as potências: $P = 4000W$ e $Q_L = 3000VAR$. B_1 representa os efeitos aproximados do barramento infinito com os parâmetros: $13, 8kV$, $60Hz$, $P_{cc} = 500MVA$ e T_1 é o transformador trifásico ligado em $Y - Y$, com os dados: $150kVA$ e $1, 8kV/460V$. Os parâmetros da máquina síncrona são dispostos na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Parâmetros da máquina síncrona utilizada no modelo proposto.

Variável	Parâmetros
r_s	$1,62 \Omega$
L_{ls}	$0,004567 H$
L_{md}	$0,1086 H$
L_{mq}	$0,05167 H$
r'_{fd}	$1,163 \Omega$
L'_{lfd}	$0,01143 H$
r'_{kd}	$3,66 \Omega$
L'_{lkd}	$0,009167 H$
r'_{lkq2}	$4,752 \Omega$
L'_{lkq2}	$0,01006 H$

A validação do modelo ocorre através da comparação dos resultados obtidos neste trabalho e os resultados encontrados nas simulações e experimentos em bancada realizados por Alves et al. (2011a) e Alves et al. (2011b). Nestes trabalhos foram utilizadas máquinas síncronas de polos salientes com parâmetros diferentes dos apre-

sentados na Tabela 5.1. A Tabela 5.2 dispõe os parâmetros construtivos da máquina utilizada por Alves et al. (2011a).

Tabela 5.2 - Parâmetros da máquina síncrona utilizada por Alves et al. (2011a).

Variável	Parâmetros
Frequência	60Hz
Tensão	220/127V
Potência	5kVA
Correntes	13/22, 7A
Excitação	11, 9A
F_p	0, 8
Polos	4

Os parâmetros construtivos dispostos na Tabela 5.2 são inseridos no modelo proposto e, utilizando-se fator de carregamento de 71%, roda-se o modelo a fim de verificar o perfil harmônico das grandezas terminais da fase a . Na Tabela 5.3, $i_{a_{modelo}}$ é a corrente da fase a do modelo, $i_{a_{exp}}$ é a corrente da fase a obtida experimentalmente e $v_{a_{modelo}}$ é a tensão da fase a do modelo, todos referentes a dados obtidos por Alves et al. (2011a), ao passo que $i_{a_{modelagem}}$ é a corrente da fase a obtida pelo modelo proposto.

Tabela 5.3 - Componentes da fase a para validação do modelo.

Freq	$i_{a_{modelo}}$	$v_{a_{modelo}}$	$i_{a_{exp}}$	$i_{a_{modelagem}}$
60 Hz	12,21 A	171,1 V	12,21 A	11,998 A
180 Hz	0,286 A	10,92 V	0,258 A	0,287 A
300 Hz	0,673 A	5,89 V	0,562 A	0,772 A
420 Hz	0,595 A	1,95 V	0,244 A	0,599 A
540 hz	0 A	1,78 V	0 A	0,001 A
660 Hz	0,117 A	0 V	0,038 A	0,125 A

Utilizando os parâmetros de Alves et al. (2011b) dispostos na Tabela 5.4, simula-se com o modelo proposto. A simulação foi realizada com o gerador desconectado do sistema no intuito de comparar os dados da fase a do modelo proposto com os apresentados no trabalho de Alves et al. (2011b). Os valores obtidos são dispostos na Tabela 5.5, onde observa-se que os valores de $i_{a_{modelo}}$, $i_{a_{exp}}$ e $i_{a_{modelagem}}$ são coerentes com desvio de no máximo 20%, validando o modelo proposto.

5.2 Simulação sem a presença de carga não linear

Simulando o sistema apresentado na Figura 4.1 no intervalo de tempo $0s \leq t \leq 12s$, com a chave S_1 aberta durante todo o tempo e sem excitação CA no campo, obtém-

Tabela 5.4 - Parâmetros da máquina síncrona para validação do modelo.

Variável	Parâmetros
Frequência	60Hz
Tensão	220/380V
Potência	3kVA
Correntes	6, 5/5, 5A
Excitação	25V
F_p	0,9
Polos	4

Tabela 5.5 - Comparação das componentes da fase a para validação do modelo.

Freq	$i_{a_{modelo}}$	$v_{a_{modelo}}$	$i_{a_{exp}}$	$i_{a_{modelagem}}$
60 Hz	5,45 A	378 V	5,30 A	5,44 A
180 Hz	0,01 A	6,58 V	00,02 A	0,02 A
300 Hz	0,00 A	4,22 V	0,03 A	0,01 A
420 Hz	0,06 A	3,87 V	0,5 A	0,05 A
540 hz	0 A	0 V	0,01 A	0,001 A
660 Hz	0,120 A	0 V	0,04 A	0,150 A

se o resultado apresentado na Figura 5.1, que é a ampliação da curva de corrente do campo próximo ao intervalo $9,5s \leq t \leq 10,1s$. Observa-se na Figura 5.1 que a amplitude de oscilação da corrente de campo é na ordem de 10^{-2} , podendo neste caso considerá-la contínua e constante.

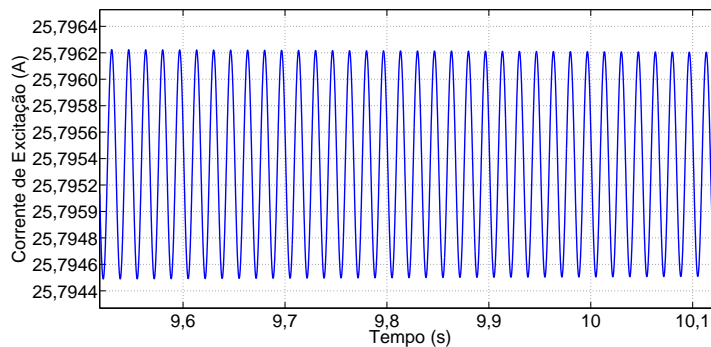


Figura 5.1 - Corrente de excitação do campo sem inserção de carga não linear.

A Figura 5.2 apresenta o conjugado eletromagnético do gerador síncrono G_S na condição de operação sem a carga não linear. De modo similar ao que é observado na corrente de excitação do campo, o conjugado eletromagnético apresenta valores de amplitudes inferiores à $0,01 N \cdot m$.

As oscilações, tanto da corrente de campo quanto do conjugado são pequenas quando na condição sem carga não linear. Isto permite verificar que os harmônicos espaci-

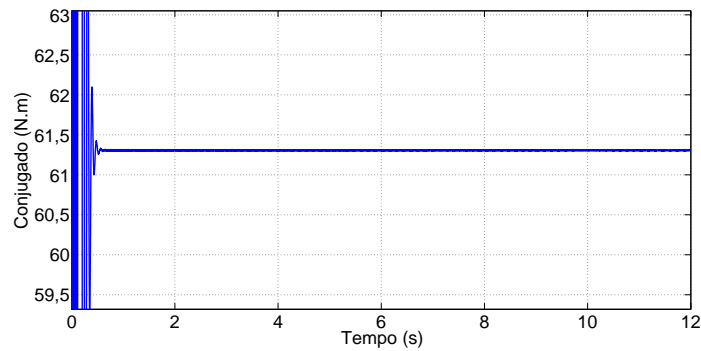


Figura 5.2 - Curva do conjugado eletromagnético sem inserção de carga não linear.

ais são insignificantes na produção destas oscilações, ou ainda, que o modelo utilizado não é o mais adequado para tal detecção. Todavia, o trabalho é direcionado à oscilações ocasionadas por harmônicos temporais, não entrando na questão das componentes harmônicas espaciais.

5.3 Simulação com a presença de carga não linear

É necessário apresentar a possível relação entre a ocorrência de oscilações tanto na corrente de excitação de campo quanto no conjugado eletromagnético na presença de conteúdo harmônico. Para simular tal situação, foi utilizado o retificador controlado como carga não linear C_{NL} . A inserção da carga não linear dá-se com o fechamento da chave S_1 . A chave mudará sua condição no instante $t = 4s$. A Figura 5.3 apresenta a curva do conjugado eletromagnético entre os instantes $t = 0s$ e $t = 12s$, onde no instante $t = 4s$ ocorre o fechamento da chave S_1 e a conseqüente inserção da carga não linear.

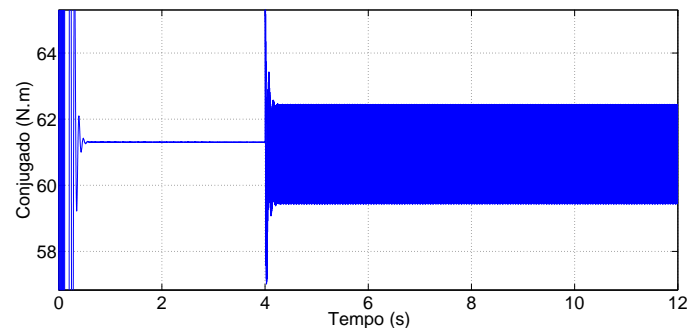


Figura 5.3 - Curva do conjugado eletromagnético na condição com carga não linear.

A Figura 5.4 apresenta a aproximação da curva do conjugado eletromagnético da Figura 5.3, a fim de observar o formato da curva, verificando graficamente o comportamento periódico e oscilante do conjugado eletromagnético. A Figura 5.5 apresenta a corrente de excitação do campo do gerador síncrono na presença de conteúdo harmônico na barra, condição com carga não linear entrando no sistema a partir do instante $t = 4s$. A Figura 5.6 apresenta a aproximação da Figura 5.5 no intervalo de tempo de $3,9s \leq t \leq 4,1s$ com a finalidade de visualizar o comportamento da corrente de campo na condição com carga não linear.

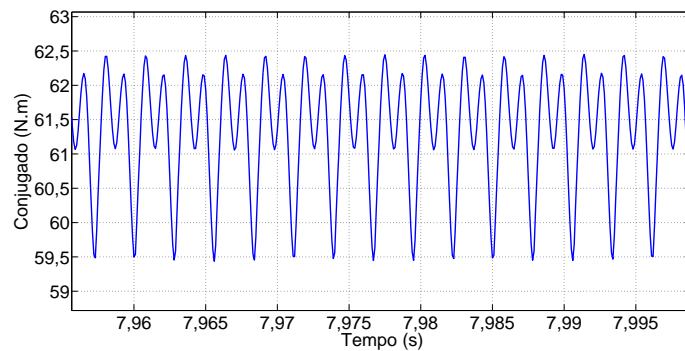


Figura 5.4 - Aproximação da curva do conjugado eletromagnético na condição com carga não linear.

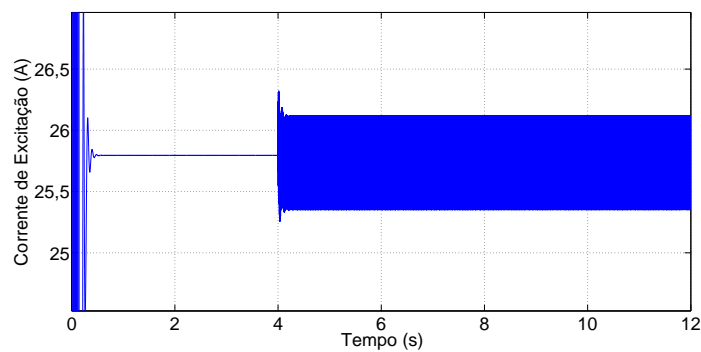


Figura 5.5 - Corrente de excitação de campo na condição com carga não linear.

Através da Figura 5.3 até Figura 5.6, pode-se observar que as oscilações no conjugado eletromagnético e na corrente de excitação de campo do gerador síncrono são influenciadas pela presença da carga não linear no barramento. Inicialmente, na condição sem carga não linear, existe oscilação de conjugado eletromagnético com amplitude de aproximadamente $0,01 N \cdot m$. Inserindo carga não linear, obtém-se os-

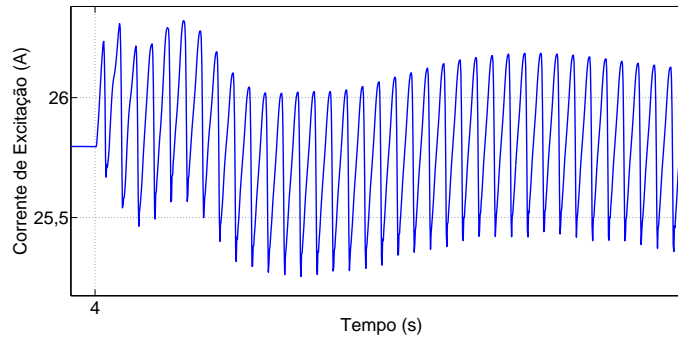


Figura 5.6 - Aproximação da corrente de excitação de campo na condição com carga não linear.

cilações com amplitudes de aproximadamente $3,0N \cdot m$. De forma similar, a corrente de excitação sem carga não linear obtém oscilação com amplitude de aproximadamente $0,01A$, passando a ter, na condição com carga não linear, oscilações com amplitude de aproximadamente $1,0A$.

5.3.1 Componentes do conjugado eletromagnético oscilante

Este estudo detalha as componentes oscilantes do conjugado eletromagnético de forma a ser observada a ocorrência das oscilações e suas frequências múltiplas. Este estudo foi necessário para a realização da intervenção nas oscilações, uma vez que o conhecimento das frequências onde ocorrem as oscilações auxilia na definição da estratégia de intervenção. Na Figura 5.4 foi observada a presença de componentes oscilantes de conjugado eletromagnético. Para verificar qual a frequência destas componentes, utiliza-se a transformada rápida de Fourier (FFT).

A Tabela 5.6 dispõe o perfil harmônico do sinal de conjugado eletromagnético resultante da FFT, analisado a partir do instante $t = 4s$ que foi o momento de entrada da carga não linear no barramento, tendo como base a componente T_{CC} fixa no valor de $61,31N \cdot m$. Na tentativa de manter a componente de frequência harmônica nula T_{CC} com valor fixo, a componente CC da excitação do campo foi mantida fixa em $30V$ e o perfil de carga constante. Observa-se que no espectro harmônico calculado, as únicas componentes que possuem valor significativos são a de sexta ordem com $1,18\%$ e décima segunda ordem com $1,58\%$. A FFT do sinal do conjugado eletromagnético apresentado na Figura 5.4 e disposta na Tabela 5.6, indica que as principais componentes oscilantes do conjugado eletromagnético estão nas frequências de $360Hz$ e $720Hz$ (6° harmônico e seus múltiplos), como observado por [Alves et al. \(2011b\)](#).

Tabela 5.6 - Componentes oscilantes do conjugado eletromagnético.

Componente $T_{CC} = 61,31 N \cdot m$		
THD = 1,98%		
Frequência	Valor Percentual	Fase
0 Hz	100,0%	90,0°
60 Hz	0,01%	252,4°
120 Hz	0,01%	104,3°
180 Hz	0,01%	103,6°
240 Hz	0,01%	88,8°
300 Hz	0,02%	78,3°
360 Hz	1,18%	61,7°
420 Hz	0,02%	223,6°
480 Hz	0,01%	203,6°
540 Hz	0,01%	194,4°
600 Hz	0,02%	179,9°
660 Hz	0,04%	203,7°
720 Hz	1,58%	190,3°
780 Hz	0,04%	10,3°
840 Hz	0,02%	6,8°
900 Hz	0,01%	7,4°
960 Hz	0,01%	5,8°

A proposta de intervenção para a atenuação de componentes oscilantes de conjugado eletromagnético consiste na inserção de sinais de tensão alternados senoidais em frequências específicas. Estas componentes CA são inseridas em série com a fonte de tensão CC, a fim de criar novo sinal para excitação da máquina síncrona. É possível observar na Tabela 5.6 que as componentes oscilantes de tensão devem ser inseridas nas frequências de $360Hz$ e $720Hz$, com ângulos de fases tais que ao atravessarem o rotor, gerem reação de forma a anular as componentes oscilantes do conjugado. Estas inserções por sua vez oferecem duas possibilidades, podendo tanto aumentar quanto diminuir as componentes oscilantes de conjugado eletromagnético. Isto dependerá da amplitude e do ângulo em que este sinal senoidal será inserido (ângulo de fase).

5.4 Simulação com presença de carga não linear e sinal de entrada em 360Hz

Para aplicação da proposta de intervenção nas oscilações de conjugado, primeiramente insere sinal CA com amplitude de $10V$ em ângulo de 0° na frequência da sexta harmônica, $360Hz$. Para os testes nesta condição, tem-se o sistema operando e alimentando exclusivamente a carga linear até o instante $t = 2s$, quando entra no sistema a carga não linear. Do instante $t = 2s$, até o instante $t = 6s$ a excitação de campo é puramente CC com $30V$. No instante $t = 6s$ entram as componentes senoidais. Este procedimento é realizado para analisar graficamente as condições de atenuação ou aumento das componentes oscilantes de conjugado eletromagnético.

A Figura 5.7 apresenta a curva do conjugado eletromagnético resultante da aplicação da proposta de intervenção, onde é observada a atenuação. A Figura 5.8 apresenta a aproximação entre os instantes $5s \leq t \leq 7s$ onde ocorre a atenuação, que é obtida a partir do instante $t = 6s$, no momento em que entra o sinal CA no rotor.

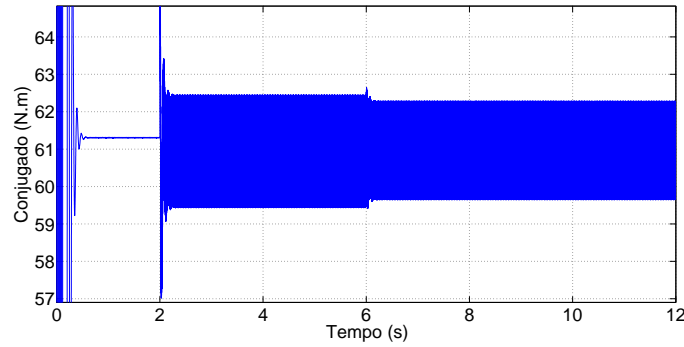


Figura 5.7 - Curva do conjugado eletromagnético com inserção de componente de sexta ordem.

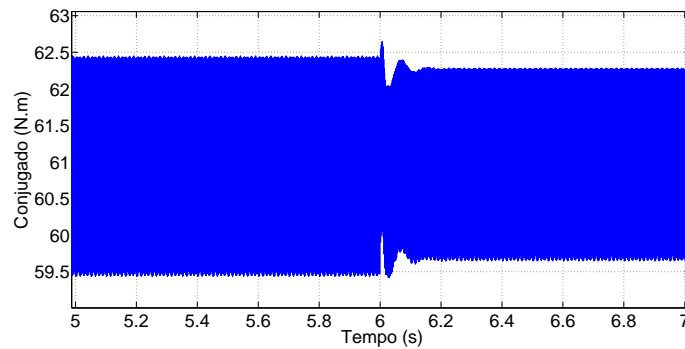


Figura 5.8 - Aproximação da curva do conjugado eletromagnético com inserção de componente de sexta ordem.

A Tabela 5.7 dispõe o perfil harmônico do sinal de conjugado eletromagnético resultante da FFT, analisado a partir do instante $t = 6s$ em que a proposta de intervenção ocorre, tendo como base a componente $T_{CC} = 61,31 N \cdot m$. Observa-se que a componente de sexta ordem reduziu o valor de 1,18% para 0,81%. Não ocorreu nenhuma alteração na componente de décima segunda ordem, permanecendo em 1,58%.

Tabela 5.7 - Componentes do conjugado eletromagnético na situação com carga não linear e entrada de 360Hz .

Componente $T_{CC} = 61,31 \text{ N} \cdot \text{m}$		
THD = 1,78%		
Frequência	Valor Percentual	Fase
0 Hz	100,0%	90,0°
60 Hz	0,01%	256,4°
120 Hz	0,00%	111,7°
180 Hz	0,00%	113,2°
240 Hz	0,00%	91,1°
300 Hz	0,01%	74,7°
360 Hz	0,81%	50,9°
420 Hz	0,01%	210,8°
480 Hz	0,01%	194,3°
540 Hz	0,01%	189,0°
600 Hz	0,02%	176,5°
660 Hz	0,04%	202,8°
720 Hz	1,58%	190,4°
780 Hz	0,04%	10,3°
840 Hz	0,02%	8,6°
900 Hz	0,01%	9,6°
960 Hz	0,01%	7,9°

5.4.1 Simulação com mudança do ângulo de fase

A título de comparação faz-se inserção de componente senoidal de tensão na frequência de 360Hz , com ângulo de entrada de 60° . A Tabela 5.8 dispõe o perfil harmônico do sinal de conjugado eletromagnético resultante da FFT, obtido a partir do instante $t = 6\text{s}$ após a referida inserção, tendo como base a componente $T_{CC} = 61,31\text{N} \cdot \text{m}$. Observa-se na Tabela 5.8 que nada ocorre no comportamento periódico oscilante do conjugado.

Tabela 5.8 - Componentes oscilantes do conjugado eletromagnético com mudança do ângulo de fase.

Componente $T_{CC} = 61,31 \text{ N} \cdot \text{m}$		
THD = 1,98%		
Frequência	Valor Percentual	Fase
0 Hz	100,0%	90,0°
60 Hz	0,01%	257,2°
120 Hz	0,00%	101,9°
180 Hz	0,00%	100,6°
240 Hz	0,00%	72,1°
300 Hz	0,01%	58,8°
360 Hz	1,19%	41,7°
420 Hz	0,02%	208,4°
480 Hz	0,01%	196,6°
540 Hz	0,01%	192,5°
600 Hz	0,02%	178,9°
660 Hz	0,05%	200,4°
720 Hz	1,58%	190,9°
780 Hz	0,03%	11,2°
840 Hz	0,02%	8,1°
900 Hz	0,01%	9,1°
960 Hz	0,01%	7,0°

Neste caso, a inserção da componente senoidal no rotor não provocou nenhuma mudança no valor da componente de sexta ordem, como apresentado na Figura 5.9 que é resultante da inserção da componente na frequência de $360Hz$, com ângulo de entrada de 60° . Este estudo é indicativo da necessidade de encontrar os ângulos de fase que provocam a atenuação no comportamento oscilante e periódico do conjugado eletromagnético.

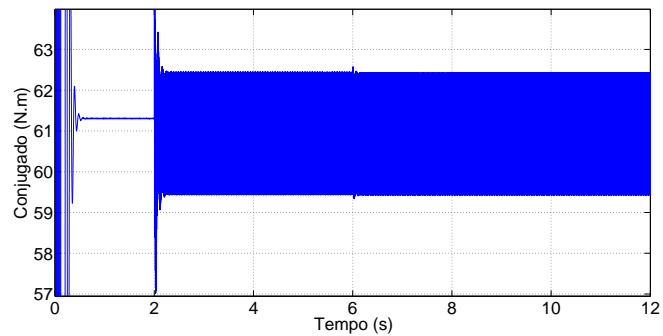


Figura 5.9 - Curva do conjugado eletromagnético após a inserção de componente de sexta ordem com ângulo de fase de 60° .

A Figura 5.10 apresenta a aproximação da curva do conjugado eletromagnético entre os instantes $5s \leq t \leq 7s$, onde é possível observar que no instante $t = 6s$ ocorre a entrada da componente CA e que esta entrada não resulta em atenuação da componente oscilante do conjugado.

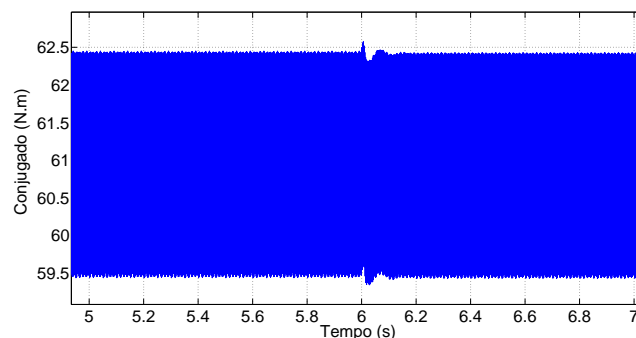


Figura 5.10 - Aproximação da curva do conjugado eletromagnético após a inserção de componente de sexta ordem com ângulo de fase de 60° .

5.4.2 Aumento da amplitude de excitação CA em 360Hz

Neste estudo aumenta-se a amplitude da componente CA em 360Hz , de 10V para 20V , mantendo o ângulo de fase em 0° . A Figura 5.11 apresenta a curva do conjugado eletromagnético para esta situação. A Tabela 5.9 dispõe o perfil harmônico do sinal de conjugado eletromagnético resultante da FFT, analisado a partir do instante $t = 6\text{s}$ e mantendo a componente $T_{CC} = 61,31\text{N} \cdot \text{m}$.

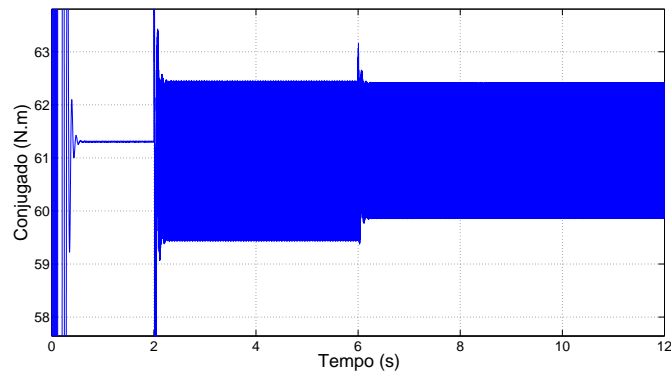


Figura 5.11 - Conjugado eletromagnético após a inserção de sexta ordem com ângulo de fase 0° e amplitude de 20V .

Tabela 5.9 - Perfil harmônico do conjugado eletromagnético após inserção de 20V em 360Hz .

Componente $T_{CC} = 61,31\text{ N} \cdot \text{m}$		
THD = 1,72%		
Frequência	Valor Percentual	Fase
0 Hz	100,0%	$90,0^\circ$
60 Hz	0,01%	$258,0^\circ$
120 Hz	0,00%	$118,0^\circ$
180 Hz	0,00%	$122,2^\circ$
240 Hz	0,00%	$94,1^\circ$
300 Hz	0,01%	$71,0^\circ$
360 Hz	0,65%	$41,0^\circ$
420 Hz	0,01%	$201,8^\circ$
480 Hz	0,01%	$189,1^\circ$
540 Hz	0,01%	$186,1^\circ$
600 Hz	0,02%	$174,8^\circ$
660 Hz	0,04%	$202,3^\circ$
720 Hz	1,58%	$190,5^\circ$
780 Hz	0,04%	$10,3^\circ$
840 Hz	0,02%	$9,5^\circ$
900 Hz	0,01%	$10,6^\circ$
960 Hz	0,01%	$8,9^\circ$

A Figura 5.12 apresenta a aproximação da curva do conjugado eletromagnético entre os instantes $5s \leq t \leq 7s$, onde ocorre a inserção de componente senoidal de tensão de $20V$ em $360Hz$. É possível observar que no instante $t = 6s$ há a entrada da componente CA e o comportamento oscilante diminui em amplitude. Na Tabela 5.9 observa-se a atenuação onde a componente de sexta ordem reduz de $0,81\%$ para $0,65\%$. Observa-se ainda que a componente de décima segunda ordem permanece em $1,58\%$.

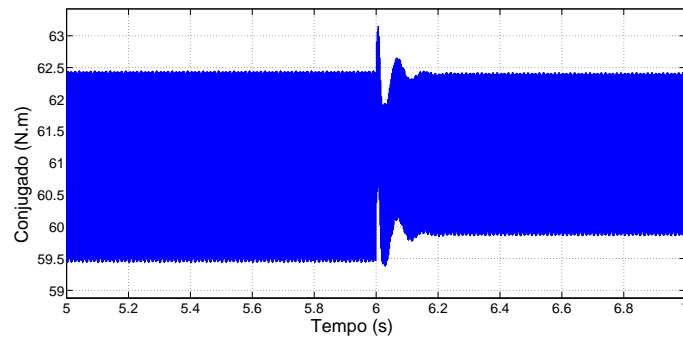


Figura 5.12 - Aproximação da curva do conjugado eletromagnético após a inserção de sexta ordem com ângulo de fase 0° e amplitude de $20V$.

A Tabela 5.10 dispõe as configurações das inserções produzidas nas simulações e o valor da função de avaliação $f(x)$, dada por (4.6), que apresenta a dispersão das oscilações em torno do valor de T_{CC} . Na Tabela 5.10 é observado que na amplitude de $20V$ para a componente de $360Hz$ as oscilações foram reduzidas. O ângulo foi mantido 0° , uma vez que empiricamente demonstrou-se obter maior atenuação do comportamento oscilante no conjugado eletromagnético neste ângulo. A componente CC da excitação do campo foi mantida fixa em $30V$.

Tabela 5.10 - Componente CA em $360Hz$ inserida na excitação da máquina síncrona.

$6h_1$ e $12h_1$ [Hz]	a_c [V]	f_a [$^\circ$]	$f(x)$
360	20	0	0,289
720	0	0	

5.5 Simulação com a presença de carga não linear e sinais de entrada em $360Hz$ e $720Hz$

Após as realizações dos testes utilizando componente de sexta ordem ($360Hz$), utiliza-se inserções de componentes senoidais de tensão de forma empírica nas

freqüências de sexta e décima segunda ordem ($360Hz$ e $720Hz$) no rotor do gerador síncrono. A Figura 5.13 apresenta a curva do conjugado eletromagnético após as inserções das componentes de sexta e décima segunda ordens. A Figura 5.14 apresenta a aproximação da curva do conjugado eletromagnético entre os instantes $5s \leq t \leq 7s$ com a inserção da componente senoidal de tensão de $20V$ em $360Hz$ e da componente de décima segunda ordem.

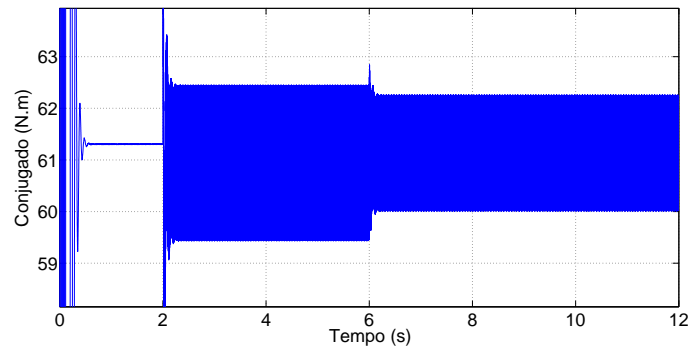


Figura 5.13 - Curva do conjugado eletromagnético após a inserção de componente de sexta e décima segunda ordens.

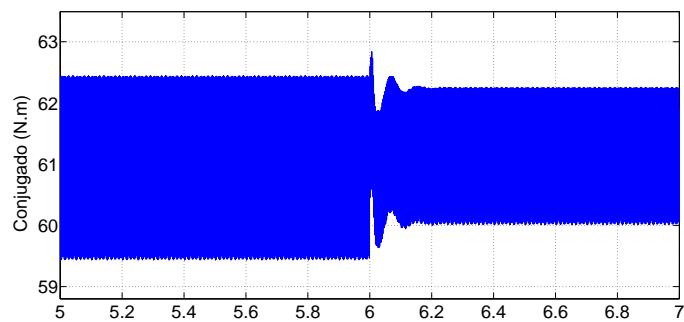


Figura 5.14 - Aproximação da curva do conjugado eletromagnético após a inserção de componente de sexta e décima segunda ordens.

A Tabela 5.11 dispõe o perfil harmônico do sinal de conjugado eletromagnético resultante da FFT, analisado a partir do instante $t = 6s$ quando o campo é excitado na configuração disposta na Tabela 5.12. A partir da análise da Tabela 5.11, observa-se que a componente oscilante do conjugado eletromagnético de sexta ordem, que na situação inicial (sem aplicação da intervenção para atenuação) é de $1,18\%$ reduz

para 0,65%. A componente de décima segunda ordem, que na situação inicial tem valor de 1,58%, reduz para 1,32%.

Tabela 5.11 - Perfil harmônico do conjugado eletromagnético após inserções de 360Hz e 720Hz.

Componente $T_{CC} = 61,31 N \cdot m$		
THD = 1,48%		
Frequência	Valor Percentual	Fase
0 Hz	100,0%	90,0°
60 Hz	0,01%	258,7°
120 Hz	0,00%	119,9°
180 Hz	0,00%	114,3°
240 Hz	0,00%	82,5°
300 Hz	0,01%	67,7°
360 Hz	0,65%	41,0°
420 Hz	0,01%	207,0°
480 Hz	0,01%	193,0°
540 Hz	0,01%	189,0°
600 Hz	0,02%	178,8°
660 Hz	0,04%	212,4°
720 Hz	1,32%	194,9°
780 Hz	0,03%	13,9°
840 Hz	0,02%	13,2°
900 Hz	0,01%	13,8°
960 Hz	0,01%	11,3°

Observa-se na Tabela 5.11 e Tabela 5.12 que a amplitude de 20V para a componente de 360Hz e a componente CC da excitação do campo em 30V foram mantidas, havendo inserção da componente no rotor na frequência de 720Hz em ângulo de fase de 110° com amplitude de 15V, definidos de forma empírica.

Tabela 5.12 - Excitação do rotor com inserções de 360Hz e 720Hz.

$6h_1$ e $12h_1$ [Hz]	a_c [V]	f_a [°]	$f(x)$
360	20	0	0,240
720	15	110	

Empiricamente, foram variadas as amplitudes e as fases das ondas senoidais de 360Hz e 720Hz, inseridas no circuito do campo. A melhor configuração obtida sem o auxílio de recursos de otimização é disposta na Tabela 5.13. Com a utilização dos valores dispostos na Tabela 5.13 a componente de sexta ordem reduz de 1,18% para 0,52% e a componente de décima segunda ordem reduz de 1,58% para 1,15%, como disposto na Tabela 5.14. Observa-se que mesmo com a inserção destes valores, mantendo a componente CC da excitação do campo fixa em 30V e o perfil de carga constante, é possível manter a componente de frequência harmônica nula $T_{CC} = 61,31N \cdot m$.

Tabela 5.13 - Valores de entrada obtidos empiricamente.

$6h_1$ e $12h_1$ [Hz]	a_c [V]	f_a [°]	$f(x)$
360	20	0	0,209
720	25	110	

Tabela 5.14 - Perfil harmônico do conjugado eletromagnético para valores de entrada obtidos empiricamente.

Componente $T_{CC} = 61,31 N \cdot m$		
THD = 1,28%		
Frequência	Valor Percentual	Fase
0 Hz	100,0%	90,0°
60 Hz	0,01%	260,9°
120 Hz	0,00%	137,5°
180 Hz	0,00%	121,4°
240 Hz	0,00%	63,0°
300 Hz	0,00%	55,0°
360 Hz	0,52%	25,6°
420 Hz	0,01%	199,6°
480 Hz	0,01%	189,3°
540 Hz	0,01%	187,5°
600 Hz	0,01%	179,8°
660 Hz	0,04%	218,6°
720 Hz	1,15%	199,6°
780 Hz	0,03%	16,8°
840 Hz	0,01%	16,9°
900 Hz	0,01%	17,4°
960 Hz	0,01%	14,3°

A Figura 5.15 apresenta a curva do conjugado eletromagnético após as novas inserções de sexta e décima segunda ordens. A Figura 5.16 apresenta a aproximação da curva do conjugado eletromagnético entre os instantes $5s \leq t \leq 7s$ com a inserção da componente CA de 20V em 360Hz e de 25V em 720Hz.

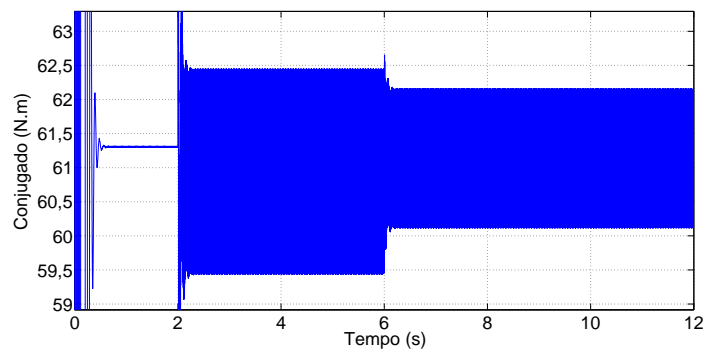


Figura 5.15 - Conjugado eletromagnético na melhor configuração encontrada de forma empírica.

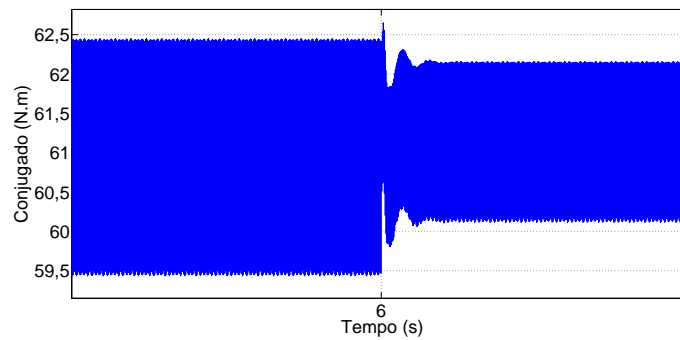


Figura 5.16 - Aproximação da curva do conjugado eletromagnético na melhor configuração encontrada de forma empírica.

5.6 Comportamento do sistema e processo de otimização

As componentes inseridas no rotor, amplitudes e ângulos de fase escolhidas empiricamente apresentaram resultados que indicam a aplicabilidade da metodologia proposta. Desta forma, utiliza-se método de otimização com o intuito de encontrar os valores ótimos de amplitude e ângulo de fase. Como o método de otimização a ser utilizado neste trabalho é determinístico, necessita-se *a priori*, de encontrar os valores iniciais que levem aos valores ótimos. Para isto, realiza-se a análise do comportamento das oscilações. Nas análises realizadas para encontrar os valores iniciais para o processo de otimização, foi considerado sempre a mudança dos quatro parâmetros de entrada, como dado em (4.4).

5.6.1 Comportamento das oscilações em função dos ângulos de fase dos sinais de entrada

Para encontrar os valores iniciais do ângulo de fase e da amplitude, primeiramente analisa-se o comportamento do sistema quando variam-se os ângulos de fase. A metodologia proposta para analisar o sistema produz variações de 15° em 15° , tanto para a fase da sexta ordem quanto para a fase da décima segunda ordem, implicando em realizar 625 simulações. A rotina que realiza este procedimento é apresentada no Apêndice C, onde as amplitudes das duas componentes CC foram fixadas em 30V.

A Figura 5.17 e a Figura 5.18 apresentam os resultados das 625 simulações, onde é observado que para $360Hz$ (sexta ordem) existe valor otimizado de ângulo de fase próximo a 300° e para $720Hz$ (décima segunda ordem), o valor otimizado está próximo a 120° .

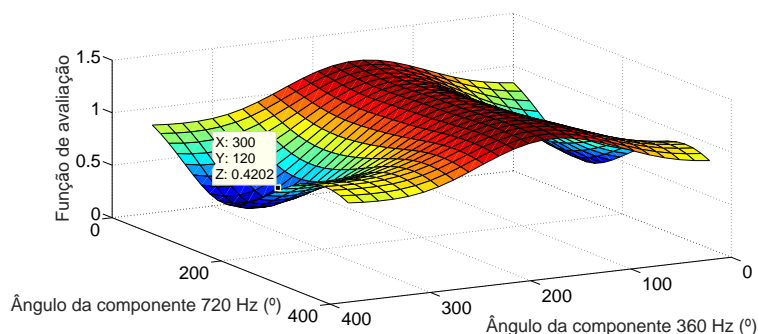


Figura 5.17 - Comportamento das oscilações em função do ângulo de fase para $360Hz$.

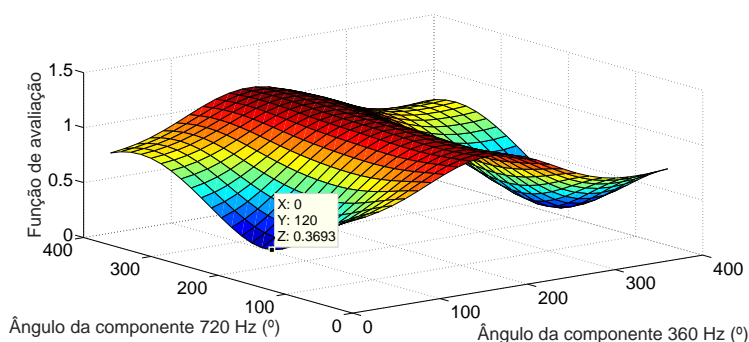


Figura 5.18 - Comportamento das oscilações em função do ângulo de fase para $720Hz$.

5.6.2 Comportamento das oscilações em função das amplitudes dos sinais de entrada

De posse dos valores iniciais dos ângulos de fase, pode-se inseri-los na rotina criada para analisar o comportamento das oscilações e variando os valores das amplitudes dos sinais de $3V$ em $3V$, no intervalo de $0V$ a $30V$, realiza-se 275 simulações no total para a sexta ordem e décima segunda ordem, obtendo o mapeamento da dinâmica do sistema considerando variável somente a amplitude.

A Figura 5.19 e a Figura 5.20 apresentam o comportamento das oscilações considerando as componentes de sexta ordem e décima segunda ordem em função das amplitudes dos sinais de entrada. É observado na Figura 5.19 o comportamento não linear entre o valor do desvio padrão do sinal do conjugado eletromagnético e o valor da amplitude para a componente de sexta ordem. Na Figura 5.20 é observado o comportamento linear entre o valor do desvio padrão do sinal do conjugado eletromagnético e o valor da amplitude para a componente de décima segunda ordem.

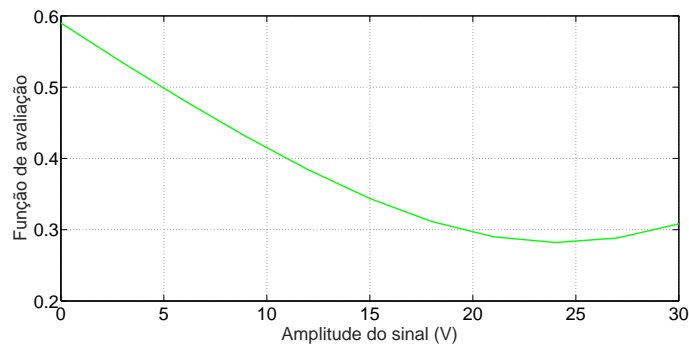


Figura 5.19 - Comportamento da componente oscilante de sexta ordem em função da amplitude.

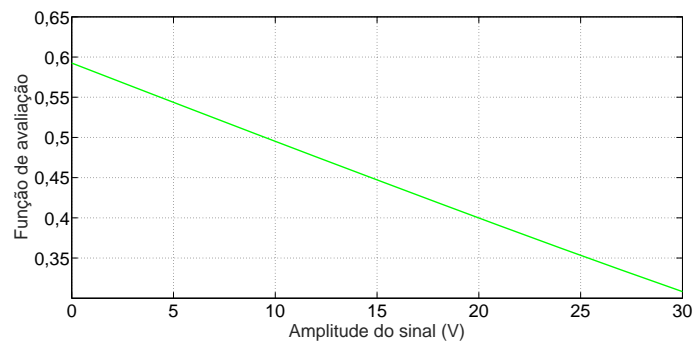


Figura 5.20 - Comportamento da componente oscilante de décima segunda ordem em função da amplitude.

A Figura 5.21 e a Figura 5.22 apresentam o comportamento das componentes oscilantes de sexta ordem e décima segunda ordem em relação a amplitude e a fase. A componente de sexta ordem, Figura 5.21, tem valor mínimo próximo a 25V e a componente de décima segunda ordem, Figura 5.22, tem o valor reduzido de acordo ocorre o aumento da amplitude do sinal.

A Tabela 5.15 dispõem os valores iniciais obtidos para o ângulo de fase e amplitude. Os *scripts* para análise da amplitude da componente de 360Hz, análise do ângulo de fase e amplitude para as componentes de 360Hz e 720Hz e da função que calcula o conjugado estão no Apêndice D até Apêndice F, respectivamente.

Tabela 5.15 - Valores iniciais para o algoritmo de otimização.

$6h_1$ e $12h_1$ [Hz]	a_c [V]	f_a [°]	$f(x)$
360	25	330	0,188
720	30	135	

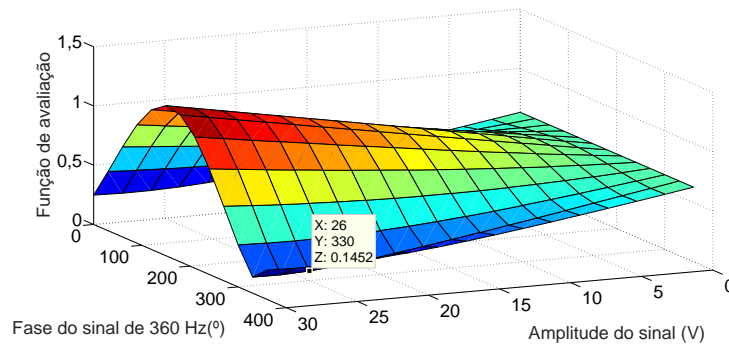


Figura 5.21 - Comportamento da componente oscilante sexta ordem em função da amplitude e da fase.

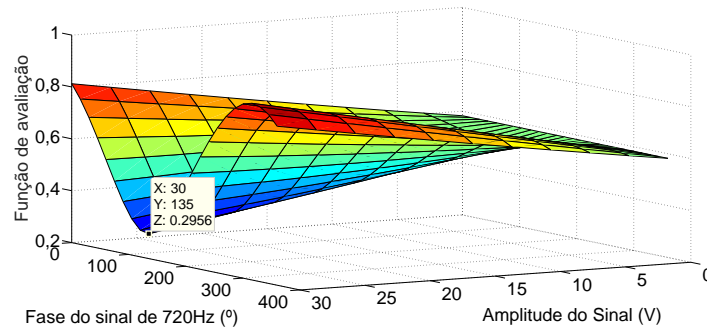


Figura 5.22 - Comportamento da componente oscilante décima segunda ordem em função da amplitude e da fase.

5.6.3 Processo de otimização aplicada

De posse dos valores iniciais do algoritmo de otimização dispostos na Tabela 5.15, inicia-se o processo de otimização. O algoritmo utilizado é o método de Nelder-Mead, apresentado no Apêndice H. O processo de otimização foi realizado em duas etapas: i) otimização sem restrição e ii) otimização com restrição. Na otimização sem restrição, os valores dos parâmetros a serem otimizados poderiam assumir qualquer valor, enquanto que na otimização com restrição os valores das amplitudes da componente CA, inseridas no rotor da máquina síncrona, não poderiam exceder $30V$. A Figura 5.23 apresenta a eficiência do método de otimização utilizado para atenuar as componentes oscilantes de conjugado do gerador síncrono de polos salientes. A Tabela 5.16 dispõe os valores ótimos de amplitude e ângulo de fase encontrados pelo método de Nelder-Mead sem restrição.

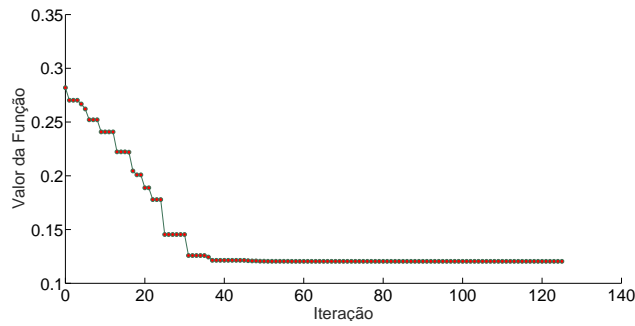


Figura 5.23 - Eficiência do processo de otimização.

Tabela 5.16 - Resultados do processo de otimização sem restrição.

$6h_1$ e $12h_1$ [Hz]	a_c [V]	f_a [°]	$f(x)$
360	28,7566	336,2169	0,042
720	57,0274	126,3200	

A otimização sem restrição insere no campo da máquina síncrona a tensão de aproximadamente $57V$. Neste caso específico, em que a máquina opera como gerador em paralelo com o barramento, não faz sentido a aplicação desta tensão. A tensão neste valor só faria sentido no caso onde seria necessário fornecimento de reativo para a rede. A Tabela 5.17 dispõe os valores ótimos de amplitude e ângulo de fase encontrados pelo método de Nelder-Mead com restrição. A Figura 5.24 apresenta a curva do conjugado eletromagnético após a inserção das componentes CA de sexta ordem e décima segunda ordem com os valores otimizados de amplitude e ângulo de fase, dispostos na Tabela 5.17.

Tabela 5.17 - Resultados do processo de otimização com restrição.

$6h_1$ e $12h_1$ [Hz]	a_c [V]	f_a [°]	$f(x)$
360	24,11	335,7043	0,1204
720	30	13,1626	

A Figura 5.25 apresenta a aproximação da curva do conjugado eletromagnético entre os instantes $5s \leq t \leq 7s$ com a inserção das componentes senoidais otimizadas na excitação da máquina síncrona. A Tabela 5.18 dispõe as componentes do conjugado eletromagnético oscilante após a inserção dos sinais otimizados da Tabela 5.17.

Antes das inserções de componentes senoidais no rotor, o perfil harmônico do conjugado eletromagnético apresentava componente de sexta ordem com valor de 1,18%

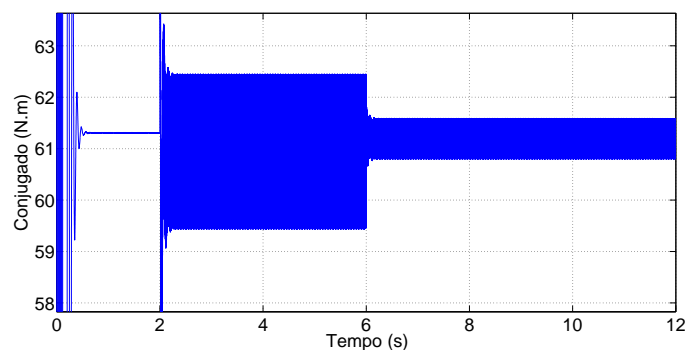


Figura 5.24 - Conjugado eletromagnético após a inserção das componentes de sexta e décima segunda ordens com valores de amplitude e fase otimizados.

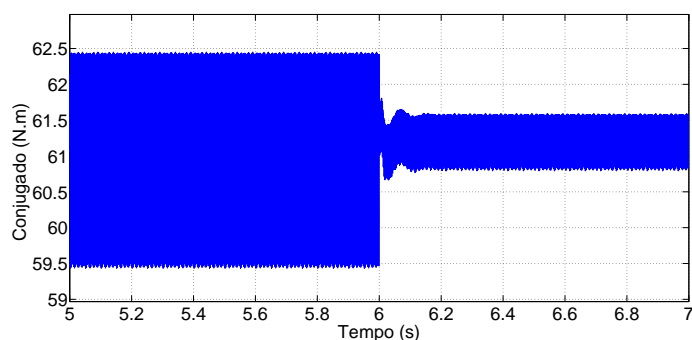


Figura 5.25 - Aproximação da curva do conjugado eletromagnético após a inserção das componentes de sexta e décima segunda ordens com valores de amplitude e fase otimizados.

e a componente de décima segunda ordem no valor de 1,58%. Após a inserção dos sinais otimizados, os novos valores para a sexta ordem e a décima segunda ordem do perfil harmônico do conjugado eletromagnético são 0,04% e 0,49%, respectivamente.

5.7 Comentários

A primeira dificuldade encontrada foi no estabelecimento do modelo computacional do sistema elétrico proposto. As primeiras simulações apresentavam divergências, no que diz respeito às condições de funcionamento esperadas, quando comparadas à literatura de sistemas elétricos de potência. Realizando os devidos ajustes, bem como a inserção de determinados parâmetros no sistema, tais como a potência de curto circuito do barramento infinito, impedâncias e reatâncias da linha de transmissão e potência do transformador, o comportamento do sistema convergiu para o esperado.

Tabela 5.18 - Perfil harmônico do conjugado eletromagnético para valores de entrada otimizados.

Componente $T_{CC} = 61,31 N \cdot m$		
THD = 0,52%		
Frequência	Valor Percentual	Fase
0 Hz	100,0%	90,0°
60 Hz	0,02%	253,8°
120 Hz	0,00%	73,0°
180 Hz	0,00%	34,5°
240 Hz	0,00%	81,9°
300 Hz	0,00%	130,1°
360 Hz	0,04%	128,1°
420 Hz	0,00%	199,0°
480 Hz	0,00%	144,1°
540 Hz	0,01%	149,7°
600 Hz	0,01%	154,0°
660 Hz	0,02%	249,1°
720 Hz	0,49%	199,7°
780 Hz	0,01%	-1,5°
840 Hz	0,01%	14,7°
900 Hz	0,01%	7,5°
960 Hz	0,01%	4,2°

Era esperado que em condições senoidais de corrente e tensão, o gerador apresentasse determinadas componentes harmônicas no conjugado eletromagnético oriundas das características geométricas da máquina, ao qual dá-se o nome de harmônicas espaciais. No entanto, as oscilações do conjugado ocasionadas exclusivamente pelas saliências e geometria da máquina foram menores que o esperado, o que leva a crer que a modelagem em variáveis $dq0$ não é a mais adequada para esta análise e que tal análise deverá ser realizada em variáveis abc .

Quanto às componentes oscilantes no conjugado eletromagnético ocasionadas pela inserção de cargas não lineares no barramento, estas se apresentaram tão intensas quanto esperado. As chamadas componentes harmônicas temporais ocasionam, não somente distúrbios de qualidade nas formas de onda da tensão e da corrente como também na forma de onda do conjugado eletromagnético. A análise matemática usando a FFT apresentou que tais oscilações devidas às harmônicas temporais estão presentes, principalmente, na sexta ordem e suas múltiplas.

A proposta de inserção de componentes CA na excitação de campo da máquina síncrona, ocorreu devido à análise da forma de onda da corrente de excitação do gerador síncrono, uma vez que esta apresentava comportamento periódico não senoidal, ilustrando que o conteúdo harmônico do barramento é percebido pela excitação da máquina, levando a propor situação inversa.

Buscou-se verificar a influência das componentes harmônicas temporais sobre o perfil do conjugado eletromagnético no gerador síncrono de polos salientes. Observa-se a influência negativa das cargas não lineares no sistema, provocando o aumento das amplitudes de oscilações do conjugado eletromagnético quando estas cargas entram no sistema. Foi comprovado, a partir do modelo, a possibilidade de influenciar o conjugado eletromagnético do gerador síncrono adicionando sinais senoidais em série com o sinal CC de excitação do gerador.

Observa-se nas Figura 5.8, Figura 5.11, Figura 5.12, Figura 5.14, Figura 5.16 e Figura 5.25 o amontoamento de pontos sobre a curva do conjugado eletromagnético. Este fenômeno possivelmente ocorre devido o passo definido para a solução das equações diferenciais que modelam o sistema.

A Tabela 5.19 apresenta a síntese e comparação dos resultados obtidos durante a realização do trabalho. Observa-se, através da análise da Tabela 5.19 que conforme os parâmetros de entrada foram sendo aprimorados, os resultados da função de avaliação tornaram-se menores, resultando em redução das oscilações do conjugado eletromagnético. A otimização sem restrição apresentou os melhores resultados, porém, nesta configuração a componente de $720Hz$ ultrapassa o valor da tensão CC inserida no rotor, o que deve ser evitado.

Na Tabela 5.19, é observado que a metodologia proposta promoveu redução no comportamento periódico oscilante do conjugado eletromagnético. Uma vez que as demais grandezas terminais permaneceram constantes durante as simulações, pode-se *a priori* afirmar-se que a metodologia proposta é viável. Outros estudos devem ser conduzidos a fim de garantir a viabilidade técnico econômica da proposta.

Tabela 5.19 - Comparação dos resultados obtidos.

Teste	$6h_1$ e $12h_1$ [Hz]	a_c [V]	f_a [°]	$f(x)$
Primeiro teste: valores empíricos	360 e 720	20 e 0	0 e 0	0,2890
Segundo teste: valores empíricos	360 e 720	20 e 15	0 e 110	0,2400
Terceiro teste: valores empíricos	360 e 720	20 e 25	0 e 110	0,2090
Valores iniciais para otimização	360 e 720	25 e 30	330 e 135	0,1880
Otimização sem restrição	360 e 720	28,75 e 57,03	336,22 e 126,32	0,0420
Otimização com restrição	360 e 720	24,11 e 30	335,70 e 13,16	0,1204

CAPÍTULO 6

CONCLUSÃO

O desenvolvimento da modelagem matemática do gerador síncrono de pólos salientes em variáveis $dq0$ serviu de referência para o entendimento dos cálculos realizados durante as simulações. Além disto, a modelagem computacional apresentou-se eficiente para os propósitos almejados. Com a utilização da transformada de Fourier, foi possível analisar de forma quantitativa e qualitativa o conjugado eletromagnético desenvolvido pelo gerador síncrono, tanto em regime senoidal quanto na presença de conteúdo harmônico.

Foi observado nas análises que a influência nas oscilações do conjugado eletromagnético se dá em maior intensidade devido aos harmônicos temporais. Todavia, a modelagem utilizada parece não ser a mais adequada para modelar e estudar os harmônicos espaciais resultantes da geometria dos pólos da máquina e do entreferro variável, característica das máquinas de pólos salientes.

Conclui-se que a metodologia proposta apresentou-se relevante e eficaz pois, quando se utilizou inserções de componentes senoidais pelo método empírico, obteve-se redução de aproximadamente 35% (de 0,289 para 0,188) nos valores de amplitude das componentes oscilantes do conjugado eletromagnético. Quando utilizou-se os parâmetros otimizados, obteve redução de aproximadamente 85% (de 0,289 para 0,042).

6.1 Contribuições do trabalho

Este trabalho proporciona abertura para mais trabalhos na área, uma vez que comprova que é possível obter atenuação de componentes oscilantes de conjugado eletromagnético utilizando inserções de sinais alternados na excitação de campo do gerador síncrono. As contribuições deste trabalho podem ser assim descritas:

- Desenvolvimento de modelagem matemática e computacional para simulação de gerador síncrono de polos salientes em configuração *On-Grid* em situações com e sem cargas não lineares.
- Estudos da natureza das oscilações de conjugados eletromagnéticos em máquinas síncronas, operando como geradores.
- Desenvolvimento de metodologia para redução de componentes oscilantes de conjugado eletromagnético, utilizando entradas senoidais no rotor da máquina síncrona.

Artigos em congresso:

ALELUIA, L. C.; MAGALHAES, A.; SILVA, A. H. F.; CALIXTO, W. P.; ALVES, A. J.; MATIAS, C. A.; DOMINGUES, E. G.; DOMINGOS, J. L. AC components insertion into rotor of synchronous generator for damping of harmonics on current in bar. In: **2017 IEEE URUCON**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1 -4.

ALELUIA, L. C.; MAGALHAES, A. da S.; SILVA, A. H. F.; CALIXTO, W. P.; ALVES, A. J.; MATIAS, C. A.; DOMINGUES, E. G.; DOMINGOS, J. L. Attenuation methodology for torque oscillations in synchronous machine. In: **2017 IEEE URUCON**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1 -4.

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

- Estudar os efeitos das oscilações do conjugado eletromagnético ocasionadas pelas componentes harmônicas espaciais. Para tal, deve-se conduzir estudos para desenvolver modelos mais realistas para tais situações.
- Construir fonte capaz de gerar sinais necessários para produzir as atenuações de conjugado, bem como testes práticos em usinas e/ou indústrias que sofram com os problemas de oscilações de conjugado por conta de harmônicos temporais.
- Desenvolver sistema de controle para que, em tempo real, o sistema possa medir as oscilações e efetuar intervenções, a fim de permitir que ela se torne utilizável em ambientes industriais ou em usinas de geração.
- Desenvolver estudos em situações nas quais o gerador síncrono esteja sobre excitado, sendo utilizado como compensador síncrono, fornecendo reativo para a planta industrial ou para a rede, a fim de verificar as possibilidades de atenuação de componentes oscilantes do conjugado eletromagnético.
- Promover estudos na configuração *Off-Grid*, a fim de verificar as possibilidades de atenuação utilizando a metodologia proposta.

APÊNDICE A

Script para Plotagem de Curvas de Indutância

```
1 %% Script para Plotagem da Curva da indutância de
2 %um circuito magnético
3 %% Sob parametros conhecidos em função da
4 %permeabilidade do núcleo.
5 %%  $\mu_c = 9 \cdot 10^{-4}$ ;  $\mu_g = 9 \cdot 10^{-4}$ ;  $g = 5 \cdot 10^{-4}$ ;
6  $l_c = 0,3$ ;  $N = 500$ ;
7 clc; clear;
8
9 %Permeabilidade do vácuo
10  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ ;
11
12 % Todas as dimensões expressas em metros:
13  $\mu_c = 9 \cdot 10^{-4}$ ;
14  $\mu_g = 9 \cdot 10^{-4}$ ;
15  $g = 5 \cdot 10^{-4}$ ;
16  $l_c = 0,3$ ;
17  $N = 500$ ;
18
19 % Relutancia do Entreferro:
20  $R_g = g / (\mu_0 \cdot \mu_g)$ ;
21 for n = 1:101
22  $\mu_r(n) = 100 + (100000 - 100) \cdot (n-1)/100$ ;
23 %varia a permeabilidade relativa de 100 a 100000)
24
25 %Relutancia do núcleo
26  $R_c(n) = 1/(\mu_r(n) \cdot \mu_0 \cdot \mu_c)$ ;
27  $R_{tot} = R_g + R_c(n)$ ;
28
29 %Indutância
30  $L(n) = N^2/R_{tot}$ ;
31 end
32
33 plot( $\mu_r$ , L);
34 xlabel('Permeabilidade Relativa do Núcleo');
```

```

35 ylabel( 'Indutância em [H] ');
36 grid;
37
38 %% Script para Plotagem da Curva da
39 %indutância de um circuito magnético
40 %% Sob parametros conhecidos em função
41 %do comprimento do entreferro.
42
43 %% Ac = 9.e-4; Ag = 9.e-4; g = 5.e-4;
44 %lc = 0,3; N = 500;
45 clc; clear;
46
47 %Permeabilidade do vácuo
48 m0 = 4*pi*4.e-7;
49
50 % Todas as dimensões expressas em metros:
51 Ac = 9.e-4;
52 Ag = 9.e-4;
53 lc= 0.3;
54 N = 500;
55 mr = 70000*m0;
56
57 % Relutancia do Núcleo:
58 Rc = lc/(mr*Ac);
59
60 for n = 1:101
61 g(n) = 0.01 + (0.1 - 0.01)*(n-1)/100
62 Rg(n) = g(n)/(m0*Ag);
63
64 %Relutancia do entreferro
65 Rtot = Rg(n) + Rc;
66
67 %Indutância
68 L(n) = N^2/Rtot;
69 end
70 plot(g,L);
71 xlabel( 'Comprimento do entreferro ');

```

```
72 ylabel('Indutância em [H]');  
73 grid;
```


APÊNDICE B

Formas Matriciais

A forma matricial das tensões é dada por:

$$[V] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_D \\ v_Q \\ v_F \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

$$[R] = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_F \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

A expressão (B.3) apresenta a forma matricial das indutâncias de dispersão, ao passo que (B.4) e (B.5) apresentam o cálculo matricial das correntes e dos fluxos concatenados.

$$[L_{disp}] = \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_Q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_F \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

$$[I] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_D \\ i_Q \\ i_F \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

$$[\lambda] = \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \\ \lambda_F \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

APÊNDICE C

Script Fases

```
1 close all; clc; clear;
2 format long;
3 warning('off','Simulink:SL_UINotUpdatedDuringRapidAccelSim')
4 %Este é o arquivo para variar as fases,
5 amp_360 = 30;
6 amp_720 = 30;
7 fas360 = 0:15:360; %vai de 0 até 360 pulando valores
8 fas720 = 0:15:360; %vai de 0 até 360 pulando valores
9 %m e n denotam o num de amostras para cada grandeza
10 n = length(fas360);
11 m = length(fas720);
12 % vetores que receberão todos os valores de desvio
13
14 oscilacaoRMS = zeros(m,n); %desvio em relação ao valor rms
15 oscilacaoSTD = zeros(m,n); %desvio padrão
16 %Plota Gráficos
17 [X,Y] = meshgrid(fas360 , fas720);
18 %calcula-se os valores de desvio ,
19 %torque fornecidos pela simulação.
20 for i = 1:m
21     for k = 1:n
22         %Obtenção do Torque
23         torque = Torque(amp_360,amp_720, X(i ,k) ,Y(i ,k));
24     i
25     k
26     %subtrai valor RMS da média do sinal
27     oscilacaoRMS(i ,k) = rms(torque) - mean(torque)
28
29     %calcula desvio padrão
30     oscilacaoSTD(i ,k) = std(torque)
31
32 end
33 end
34 %Agora vamos aos gráficos
```

```

35 figure(1)
36 surf(X,Y,oscilacaoRMS);
37 title('Comportamento da oscilação em termos dos ângulos de
    fase ');
38 xlabel('Ângulo da componente 360 Hz (°)');
39 ylabel('Ângulo da componente 720 Hz (°)');
40 zlabel('Desvio RMS');
41 grid on;
42 figure(2)
43 surf(X,Y,oscilacaoSTD);
44 title('Comportamento da oscilação em termos dos ângulos de
    fase ');
45 xlabel('Ângulo da componente 360 Hz (°)');
46 ylabel('Ângulo da componente 720 Hz (°)');
47 zlabel('Desvio Padrão ');
48 grid on;
49 figure(3)
50 index = 1;
51 plot(X(index,:),oscilacaoRMS(index,:));
52 title('Comportamento da oscilação em termos da fase da
    componente de 360 Hz');
53 xlabel('Ângulo da componente 360 Hz (°)');
54 ylabel('Desvio RMS');
55 grid on;
56 figure(4)
57
58 index = 1;
59 plot(Y(:,index),oscilacaoSTD(:,index));
60 title('Comportamento da oscilação em termos da fase da
    componente de 720 Hz');
61 xlabel('Ângulo da componente 720 Hz (°)');
62 ylabel('Desvio Padrão ');
63 grid on;

```

APÊNDICE D

Script Variação de Amplitude - Componente de 360 Hz

```
1 close all; clc; clear;
2 format long;
3 warning('off','Simulink:SL_UINotUpdatedDuringRapidAccelSim')
4 %Este é o arquivo para variar a amplitude. O ângulo das
5 %componentes terão um valor fixo por sua vez. Esses valores
6 podem ser
7 %alterados conforme sua preferência
8 amp_360 = 0:3:30;
9 amp_720 = 30;
10
11 fase360 = 0;%colocar aqui o melhor valor de fase encontrado
12 fase720 = 0;%colocar aqui o melhor valor de fase encontrado
13 % Aqui, n é o número de amostras de amplitude que teremos.
14 Ele também será
15 % o número de simulações.
16 n = length(amp_360);
17 %Aqui criamos os vetores que receberão todos os valores de
18 desvio
19 %para cada uma das simulações. Aqui nesta linha, eles estão
20 apenas
21 %sendo pré-alocados com valores 0, conforme o número de
22 simulações que
23 %serão feitas
24 oscilacaoRMS = zeros(1,n); %desvio em relação ao valor rms
25 oscilacaoSTD = zeros(1,n); %desvio padrão
26 %No loop a seguir, calcula-se os valores de desvio, conforme
27 os valores de
28 %torque fornecidos pela simulação.
29 for i = 1:n
30 torque = Torque(amp_360(i), amp_720, fase360, fase720);
31
32 i
33 amp_360(i)
34
35 end
```

```

29 %subtrai valor RMS da média do sinal
30 oscilacaoRMS(i) = rms(torque) - mean(torque)
31 %calcula desvio padrão
32 oscilacaoSTD(i) = std(torque)
33 end
34 %Agora vamos aos gráficos
35 figure(1)
36 plot (amp_360,oscilacaoRMS,'g','LineWidth',2);
37 title('Comportamento da oscilação em termos da Amplitude do
        sinal de entrada');
38 xlabel('Amplitude do sinal (V)');
39 ylabel('Desvio RMS');
40 grid on;
41 figure(2)
42 plot (amp_360,oscilacaoSTD,'g','LineWidth',2);
43 title('Comportamento da oscilação em termos da Amplitude do
        sinal de entrada');
44 xlabel('Amplitude do sinal (V)');
45 ylabel('Desvio Padrão');
46 grid on;

```

APÊNDICE E

Script Variação de Amplitude e Fase - Componente de 360 Hz

```
1 close all; clc; clear;
2 format long;
3 warning('off','Simulink:SL_UINotUpdatedDuringRapidAccelSim')
4 %Neste script, iremos variar tanto a amplitude como a fase
   da componente de 360Hz
5 amp_720 = 30;
6 amp_360 = 0:3:30;
7 fase360 = 0:15:360;
8 fase720 = 0;
9 %m e n denotam o número de amostras para cada grandeza
10 n = length(amp_360);
11 m = length(fase360);
12 %O gráfico será em 3D, então as entradas estarão em uma
   malha (mesh), de
13 %modo que tenhamos todas as combinações entre os valores das
   amostras
14 %pré-determinados
15 [X,Y] = meshgrid(amp_360, fase360);
16 %Aqui criamos os vetores que receberão todos os valores de
   desvio
17 %para cada uma das simulações. Aqui nesta linha, eles estão
   apenas
18 %sendo pré-alocados com valores 0, conforme o número de
   simulações que
19 %serão feitas
20 oscilacaoRMS = zeros(m,n); %desvio em relação ao valor rms
21 oscilacaoSTD = zeros(m,n); %desvio padrão
22 for i = 1:m
23   for k = 1:n
24     %Obtenção do Torque
25     torque = Torque(X(i,k), amp_720, Y(i,k), fase720);
26   i
27   k
28   %subtrai valor RMS da média do sinal
```

```

29 oscilacaoRMS(i,k) = rms(torque) - mean(torque)
30
31 %calcula desvio padrão
32 oscilacaoSTD(i,k) = std(torque)
33
34 end
35 end
36 %Agora vamos aos gráficos
37 figure(1)
38 surf(X,Y,oscilacaoRMS);
39 title([ 'Comportamento da oscilação. Fase da componente de
         720 Hz: ' fase720 '°' ]);
40 xlabel( 'Amplitude do sinal (V)' );
41 ylabel( 'Fase do sinal de 360 Hz(°)' );
42 zlabel( 'Desvio RMS' );
43 grid on;
44 figure(2)
45 surf(X,Y,oscilacaoSTD);
46 title([ 'Comportamento da oscilação. Fase da componente de
         720 Hz: ' fase720 '°' ]);
47 xlabel( 'Amplitude do sinal (V)' );
48 ylabel( 'Fase do sinal de 360 Hz(°)' );
49 zlabel( 'Desvio Padrão' );
50 grid on;

```

APÊNDICE F

Script Variação de Amplitude e Fase - Componente de 720 Hz

```
1 close all; clc; clear;
2 format long;
3 warning('off','Simulink:SL_UINotUpdatedDuringRapidAccelSim')
4 %Neste script, iremos variar tanto a amplitude como a fase
   da componente de 720Hz
5 amp_720 = 0:3:30;
6 amp_360 = 30;
7 fase360 = 60;
8 fase720 = 0:15:360;
9 %m e n denotam o número de amostras para cada grandeza
10 n = length(amp_720);
11 m = length(fase720);
12 %O gráfico será em 3D, então as entradas estarão em uma
   malha (mesh), de
13 %modo que tenhamos todas as combinações entre os valores das
   amostras
14 %pré-determinados
15 [X,Y] = meshgrid(amp_720, fase720);
16 %Aqui criamos os vetores que receberão todos os valores de
   desvio
17 %para cada uma das simulações. Aqui nesta linha, eles estão
   apenas
18 %sendo pré-alocados com valores 0, conforme o número de
   simulações que
19 %serão feitas
20 oscilacaoRMS = zeros(m,n); %desvio em relação ao valor rms
21 oscilacaoSTD = zeros(m,n); %desvio padrão
22 for i = 1:m
23     for k = 1:n
24         %Obtenção do Torque
25         torque = Torque(amp_360,X(i,k), fase360, Y(i,k));
26     i
27     k
28     %subtrai valor RMS da média do sinal
```

```

29 oscilacaoRMS(i,k) = rms(torque) - mean(torque)
30
31 %calcula desvio padrão
32 oscilacaoSTD(i,k) = std(torque)
33
34 end
35 end
36 %Agora vamos aos gráficos
37 figure(1)
38 surf(X,Y,oscilacaoRMS);
39 title([ 'Comportamento da oscilação. Fase da componente de
        360 Hz: ' fase360 '°' ]);
40 xlabel( 'Amplitude do sinal (V)' );
41 ylabel( 'Fase do sinal de 360 Hz(°)' );
42 zlabel( 'Desvio RMS' );
43 grid on;
44 figure(2)
45 surf(X,Y,oscilacaoSTD);
46 title([ 'Comportamento da oscilação. Fase da componente de
        360 Hz: ' fase360 '°' ]);
47 xlabel( 'Amplitude do sinal (V)' );
48 ylabel( 'Fase do sinal de 360 Hz(°)' );
49 zlabel( 'Desvio Padrão' );
50 grid on;

```

APÊNDICE G

Função Conjugado

```
1 function [vetor_torque] = Torque(amp_360, amp_720, fas360 ,
    fas720)
2 %Torque Esta função retorna um vetor
3 %com os valores de torque a partir do
4 %momento 2s.
5 % A função recebe os parâmetros de amplitude
6 %e fase para
7 % serem inseridos na simulação do simulink.
8 %Um vetor é retornado.
9 vetor_amp = [0 amp_360 amp_720];
10 % a função de setar parâmetros aceita apenas strings
11 vetor_amp_string = strcat('[' ,num2str(vetor_amp),']');
12 set_param('Simulacao_usada_nos_artigos_disjuntor/9','
    Amplitude',
13 vetor_amp_string);
14 vetor_fase = [90 fas360 fas720];
15 % a função de setar parâmetros aceita apenas strings
16 vetor_fase_string = strcat('[' ,num2str(vetor_fase),'])/180*pi
    ');
17 set_param('Simulacao_usada_nos_artigos_disjuntor/9','Phase',
18 vetor_fase_string);
19 % Simula o arquivo do simulink. Obs: deve estar no mesmo
    diretório que o
20 % script
21 sim('Simulacao_usada_nos_artigos_disjuntor');
22 % Salva os valores do scope que ocorrem a partir do momento
    2 segundos, que
23 % é quando uma carga é inserida. No vetor, isso ocorre a
    partir da posição
24 % 3.001 e vai até o final.
25 tamanho_vetor = length(scope_Torque.signals.values);
26 vetor_torque = scope_Torque.signals.values(3001:
    tamanho_vetor);
27 end
```


APÊNDICE H

Script de Otimização

```
1 % Escolha do ponto de partida inicial para a otimização.
2 % A primeira posição de x0 contém o valor da amplitude e a
   segunda e
3 % terceira o do ângulo.
4 x0 = [15,15,180,180];
5 % O MaxIter define o número máximo de iterações que a função
   vai
6 % buscar o valor ótimo.
7 % As demais configurações abaixo são usadas % para te
   mostrar
8 % um gráfico do que está acontecendo a cada iteração.
9 options = optimset('Display','iter','PlotFcns',
   @optimplotfval);
10 %Otimiza o erro pelo desvio padrão
11 %[x, erro_min] = fminsearch(@Erro_DVP,x0,options);
12 %Otimiza o erro pelo desvio RMS
13 [x, erro_min] = fminsearch(@Erro_RMS,x0,options)
```


REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AHMED, A. **Eletrônica de potência**. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2008. 27
- ALELUIA, L. C.; MAGALHAES, A.; SILVA, A. H. F.; CALIXTO, W. P.; ALVES, A. J.; MATIAS, C. A.; DOMINGUES, E. G.; DOMINGOS, J. L. Ac components insertion into rotor of synchronous generator for damping of harmonics on current in bar. In: **2017 IEEE URUCON**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–4. 29, 49, 50
- ALELUIA, L. C.; MAGALHAES, A. da S.; SILVA, A. H. F.; CALIXTO, W. P.; ALVES, A. J.; MATIAS, C. A.; DOMINGUES, E. G.; DOMINGOS, J. L. Attenuation methodology for torque oscillations in synchronous machine. In: **2017 IEEE URUCON**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–4. 29, 50
- ALVARENGA, B. P. **Modelo para Cálculo do Conjugado de uma Máquina de Indução Incluindo os Efeitos de Enrolamentos e Saturação Magnética**. [S.l.]: UFU, 1993. 50
- ALVES, A. J. et al. Uma modelagem da máquina síncrona considerando o efeito da curvatura da sapata polar. Universidade Federal de Uberlândia, 2011. 17, 28, 67, 71, 72
- ALVES, M. B. et al. Análise teórica e experimental do comportamento do gerador síncrono de polos salientes em regime permanente não senoidal. Universidade Federal de Uberlândia, 2011. 28, 29, 52, 55, 67, 71, 72, 76
- BOYCE, W. E.; DIPRIMA, R. C. **Equações diferenciais elementares e problemas de valores de contorno**. [S.l.]: Guanabara Dois, 1985. 32
- CHAPRA, S. C. **Métodos Numéricos Aplicados com MATLAB® para Engenheiros e Cientistas-3**. [S.l.]: AMGH Editora, 2013.
- CHAPRA, S. C.; CANALE, R. P. **Métodos numéricos para engenharia**. [S.l.]: McGraw-Hill, 2008. 59
- COSTA, D. M. et al. Aspectos técnicos e operacionais do uso de microturbinas conectadas aos sistemas elétricos para geração distribuída de energia. Universidade Federal de Santa Maria, 2010. 27
- DIAS, G. A. D. **Harmônicas em sistemas industriais**. [S.l.]: Edipucrs, 2002. 27

- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, J.; UMANS, C.; MÁQUINAS, S. **Elétricas com Introdução à Eletrônica de Potência**. [S.l.]: Bookman, Porto Alegre, 2006. 31, 34, 35, 37, 47
- FRIGO, M. M. **Impacto da microgeração de energia elétrica em sistemas de distribuição de baixa tensão**. Dissertação (Mestrado), 2013. 27
- GOODMAN, E. D.; BARTON, T. H. Start-up torques in synchronous motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, n. 3, p. 193–198, 1978. 28
- HART, D. W. **Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos**. [S.l.]: McGraw Hill Brasil, 2016. 27
- JANNUZZI, G. d. M. **Políticas públicas para eficiência energética e energia renovável no novo contexto de mercado: uma análise da experiência recente dos EUA e do Brasil**. [S.l.]: Autores Associados, 2000. 27
- JR, W. H. H.; BUCK, J. A. **Eletromagnetismo**. [S.l.]: Bookman Editora, 2013. 31
- KINDERMANN, G. Proteção de sistemas elétricos de potência. **Florianópolis: UFSC**, 1999. 28
- KOLDA, T. G.; LEWIS, R. M.; TORCZON, V. Optimization by direct search: New perspectives on some classical and modern methods. **SIAM review**, SIAM, v. 45, n. 3, p. 385–482, 2003. 59
- KRAUSE, P.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D.; PEKAREK, S. **Analysis of electric machinery and drive systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. 41
- LADJAVARDI, M.; MASOUM, M.; ISLAM, S. Impact of time and space harmonics on synchronous generator load angle. In: IEEE. **Power Systems Conference and Exposition, 2006. PSCE'06. 2006 IEEE PES**. [S.l.], 2006. p. 1132–1138. 50
- LAGARIAS, J. C.; REEDS, J. A.; WRIGHT, M. H.; WRIGHT, P. E. Convergence properties of the nelder–mead simplex method in low dimensions. **SIAM Journal on optimization**, SIAM, v. 9, n. 1, p. 112–147, 1998. 59
- LEÃO, R. P. S.; SAMPAIO, R. F.; ANTUNES, F. L. M. et al. **Harmônicos em sistemas elétricos**. [S.l.]: Rio de Janeiro: Elsevier, 2014. 28

- LEITE, A. D. **A energia do Brasil**. [S.l.]: Nova Fronteira, 2007. 27
- MACÊDO, W. N.; ZILLES, R. Qualidade de energia da geração distribuída com sistemas fotovoltaicos conectados à rede na usp: Avaliação dos parâmetros de suprimento. In: **VI CLAGTEE-Congresso Latinoamericano de Generación y Transmisión de Energia Eléctrica. São Pedro-SP**. [S.l.: s.n.], 2005. 27
- MARTINEZ, J.; KRISCHAN, K.; MUETZE, A. Minimization of a synrels oscillating torque by calculation of the appropriate skew angle. **COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering**, Emerald Publishing Limited, v. 36, n. 3, p. 824–835, 2017. 29
- MARTINHO, E. Distúrbios da energia elétrica. **Editora Erica**, 2009. 50
- MCKINNON, K. I. Convergence of the nelder–mead simplex method to a nonstationary point. **SIAM Journal on Optimization**, SIAM, v. 9, n. 1, p. 148–158, 1998.
- MELO, F. C.; SPADUTO, R. R.; FREITAS, L. C. G. de; TAVARES, C. E.; MACEDO, J. R.; REZENDE, P. H. O. Harmonic distortion analysis in a low voltage grid-connected photovoltaic system. **IEEE Latin America Transactions**, IEEE, v. 13, n. 1, p. 136–142, 2015. 27
- NELDER, J. A.; MEAD, R. A simplex method for function minimization. **The computer journal**, Oxford University Press, v. 7, n. 4, p. 308–313, 1965. 59, 60
- PADUA, M. S. d. et al. Técnicas digitais para sincronização com a rede elétrica, com aplicação em geração distribuída. [sn], 2006. 27
- PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, IEEE, v. 48, n. 3, p. 716–727, 1929. 47, 51
- PERTENCE, A. **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos-8**. [S.l.]: Bookman Editora, 2015. 50
- RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. [S.l.]: Makron, 1999. 27
- ROSA, F. D. L. **Harmonics and power systems**. [S.l.]: CRC press Boca Raton, 2006. 44

- SARAMAGO, S. P.; JR, V. S. Introdução às técnicas de otimização em engenharia. **Horizonte científico**, v. 2, n. 2, 2008. 58
- SEN, P. C. **Principles of electric machines and power electronics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007. 29, 48, 49, 50, 68
- SIHLER, C.; MIRI, A. M. A stabilizer for oscillating torques in synchronous machines. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 41, n. 3, p. 748–755, 2005. 28
- SOUZA, F. P. de. **Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro de Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica., 2000. 50
- TOLMASQUIM, M. T. Perspectivas e planejamento do setor energético no brasil. **Estudos avançados**, v. 26, n. 74, p. 247–260, 2012. 27
- TOLMASQUIM, M. T.; GUERREIRO, A.; GORINI, R. Matriz energética brasileira: uma prospectiva. **Novos estudos-CEBRAP**, SciELO Brasil, n. 79, p. 47–69, 2007. 27
- TORO, V. D. **Fundamentos de máquinas elétricas**. [S.l.]: Prentice-Hall do Brasil, 1994. 37
- ZILL, D. G. **Equações diferenciais com aplicações em modelagem**. [S.l.]: Cengage Learning Editores, 2003.
- ZILL, D. G.; CULLEN, M. R. Equações diferenciais, vol. 1. **São Paulo, Makron**, 2001.
- _____. Equações diferenciais, vol. 2. **São Paulo, Makron**, 2001.

GLOSSÁRIO

Transformada Rápida de Fourier(FFT) - Trata-se de algoritmo eficiente para calcular a Transformada Discreta de Fourier e sua inversa, convertendo um sinal do seu domínio original para representação no domínio da frequência e vice versa.

Eficiência Energética - A utilização racional da energia é chamada de Eficiência Energética. Geralmente, esse termo também é utilizado para representar conjunto de ações que visam garantir que, em determinada instalação, o consumo de energia elétrica seja consciente, minimizado e sem desperdícios e/ou percas.

Geração Distribuída - Refere-se ao processo de Geração de Energia Elétrica de forma não centralizada. Caracteriza-se pela gradativa diminuição da geração por grandes usinas, Hidroelétricas ou Termoelétricas e pela constante inserção de Pequenas Centras Geradoras no Sistema Elétrico Interligado (SEPI).

