



UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
UFPB

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
PPGEE

MODELAGEM E ACIONAMENTO DE UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO
DODECAFÁSICA COM INJEÇÃO HARMÔNICA PARA GANHO DE CONJUGADO
ELETROMAGNÉTICO

MARCOS LÁZARO DE ANDRADE QUIRINO

João Pessoa - PB

Agosto 2019

MARCOS LÁZARO DE ANDRADE QUIRINO

**MODELAGEM E ACIONAMENTO DE UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO
DODECAFÁSICA COM INJEÇÃO HARMÔNICA PARA GANHO DE CONJUGADO
ELETROMAGNÉTICO**

Relatório de Defesa Final do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Isaac Soares de Freitas, Dr.

Co-orientador: Ítalo Roger Ferreira Moreno Pinheiro Da Silva, Dr.

João Pessoa - PB

Agosto 2019

Catálogo na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

Q8m Quirino, Marcos Lázaro de Andrade.
 Modelagem e acionamento de uma máquina de indução
 dodecafásica com injeção harmônica para ganho de
 conjugado eletromagnético / Marcos Lázaro de Andrade
 Quirino. - João Pessoa, 2019.
 96 f.

 Orientação: Isaac Soares de Freitas.
 Coorientação: Ítalo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da
 Silva.
 Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

 1. Engenharia elétrica. 2. Motores de indução
 polifásicos. 3. inversor polifásico. 4. enrolamento
 concentrado. 5. harmônicas. I. Freitas, Isaac Soares
 de. II. Silva, Ítalo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da.
 III. Título.

UFPB/BC

CDU 621(043)

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

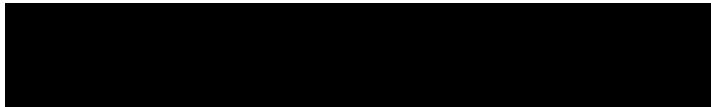
**MODELAGEM E ACIONAMENTO DE UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO
DODECAFÁSICA COM INJEÇÃO HARMÔNICA PARA GANHO DE CONJUGADO
ELETROMAGNÉTICO**

Elaborado por

MARCOS LÁZARO DE ANDRADE QUIRINO

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA


PROF. DR. ISAAC SOARES DE FREITAS (Presidente)


PROF. DR. ÍTALO RÓGER FERREIRA MORENO PINHEIRO DA SILVA


PROF. DR. NADY ROCHA


PROF. DR. VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO

João Pessoa/PB, 29 de agosto de 2019

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, Ana Maria de A. Quirino e Lázaro Xavier Quirino, que souberam ensinar-me o valor da educação na formação moral e profissional do cidadão, dedicando a mim um amor incondicional, sempre no caminho da verdade e da Cristandade; não medindo esforços, muitas das vezes com sacrifício, para que eu alcançasse os meus objetivos.

À Gerlane Gabriel Batista Quirino, esposa amada. Sem ela não teria chegado tão longe, inclusive neste curso, me incentivando e me apoiando, no intuito de superar as minhas limitações.

Aos meus queridos Marcos Guilherme, Marcos Germano e Giullia Maria, por trazerem mais alegria à nossa família. Filhos carinhosos e amáveis, que são inspiração para eu continuar lutando por uma sociedade mais justa e digna, mostrando a eles o valor do bom exemplo.

Este trabalho também é dedicado a todos aqueles que acreditam que o caminho da educação, apesar de desafiador, é edificante.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, em primeiro lugar, a Deus pelo dom diário da vida, que sempre se renova em Vossas mãos. À Ele toda honra e toda glória. Amém.

Também gostaria de agradecer aos professores Isaac Soares e a Ítalo Roger por oferecerem-me a oportunidade de ampliação de meus conhecimentos, pela pronta ajuda na resolução de problemas ao longo de todo o projeto, quer seja na bancada de experimento ou até nas dúvidas ao longo da modelagem desta máquina em estudo e nas simulações. Suas ajudas foram determinantes no êxito deste trabalho, ultrapassando as competências de orientadores, mostrando-se verdadeiros mestres e parceiros.

A todos os colegas de disciplinas no mestrado, que nas pessoas de Felipe Fernandes, Leonardo Costa, Fagner Avelino, Elves Silva, Joaquin Nilson, Alexandre Guimarães e Filipe Rocha eu agradeço por motivarem os meus estudos. E por último, mas não menos importante, ao colega Geovani Bastos, que diante das dificuldades impostas pela vida soube vencê-las concluindo também este curso, e ajudando-me bastante na elaboração deste trabalho e dos experimentos. Sem todos estes colegas, este trabalho não seria possível.

Aos técnicos administrativos da Universidade Federal da Paraíba (UFPB), que agradeço na pessoa do servidor Fábio Emanuel, do Laboratório de Otimização de Sistemas Elétricos (LOSE), sempre solícitos em atender às demandas corretivas da bancada e dos equipamentos do laboratório.

Foram muitos outros colegas que infelizmente cometo a injustiça de não mencioná-los aqui, mas os tenho em minha memória com esse sentimento de gratidão.

Faço aqui também o registro de reconhecimento ao Instituto Federal de Educação, Ciências e Tecnologia da Paraíba (IFPB), pelo apoio quando do provimento da licença capacitação para que este servidor pudesse reciclar e atualizar os conhecimentos para devolver ao alunado do IFPB, mais qualidade de ensino, e contribuir para as pesquisas científicas do Instituto.

RESUMO

O conjugado eletromagnético pode ser incrementado, com ganho significativo, através da técnica de injeção de harmônicos. Com este procedimento, é possível utilizarmos máquinas de indução com número de fases no estator maior que três, reduzindo suas dimensões quando comparadas com as máquinas trifásicas, bastante utilizadas atualmente e facilmente encontradas no mercado. Pelo uso de máquinas polifásicas consegue-se, então, atender cargas que exijam maiores conjugados, melhorando a eficiência de determinados sistemas eletromecânicos, ocupando assim, menos espaço e aumentando a confiabilidade. O presente trabalho vem propor uma modelagem matemática para uma máquina de indução de doze fases com rotor em gaiola de esquilo, considerando as harmônicas de fluxo espacial e a análise de injeção de harmônico no tempo. É apresentado que utilizando desde a componente fundamental até a décima primeira harmônica, é possível produzir conjugado mecânico constante, melhorando a densidade de conjugado mecânico de um sistema de acionamento. É apresentado o modelo dinâmico da máquina, a análise em regime permanente e o conjunto de resultados experimentais.

Palavras-chave: Motores de indução polifásicos, inversor polifásico, enrolamento concentrado, harmônicas, modelagem.

ABSTRACT

The electromagnetic torque can be increased, with significant gain, through the harmonic injection technique. With this procedure, it is possible we use a induction machine with a number of stator phases more than, reducing their dimensions when compared with the three-phase machines, widely used today and easily found on the market. By using multiphase machines we were able to obtain larger conjugates to meet heavier loads, improving the efficiency of certain electromechanical systems, thus taking up less space and increasing the reliability. The present work proposes a mathematical modeling for a twelve-phase induction machine with cage rotor, considering the spatial flow harmonics and the harmonic injection analysis in time. It is presented that using from the fundamental component up to the eleventh harmonic it is possible to produce dc torque, improving the mechanical torque density of a drive system. It is presented the dynamic model of the machine, the steady state analysis and the set of experimental results.

Keywords: Induction motors, polyphase electric drive, concentrated windings, harmonics, Modeling.

LISTA DE SÍMBOLOS

A_a	– área de seção do anel do rotor
b_0	– abertura da ranhura do estator
C_e	– conjugado eletromagnético
C_m	– conjugado de carga (ou conjugado mecânico)
D_i	– diâmetro interno do estator
g	– comprimento do entreferro (do inglês <i>gap</i>)
g_h	– índice de referencial arbitrário genérico
h	– ordem da componente harmônica
i_{sh}	– corrente do estator da harmônica “ h ”
l_e	– comprimento axial da máquina
$L_{\delta s}$	– indutância de dispersão
L_{sM}	– indutância de magnetização do estator
L_{rM}	– indutância de magnetização do rotor
$\mathbf{L}_{sr}$	– Matriz de indutâncias mútuas entre estator e rotor
$\mathbf{L}_{rs}$	– Matriz de indutâncias mútua entre rotor e estator
$\mathbf{L}_{ss}$	– matriz de indutâncias do estator
$\mathbf{L}_{rr}$	– matriz de indutâncias do rotor
$\mathbf{L}_{rrm}$	– matriz de indutâncias mútuas do rotor
$\mathbf{L}_{rr\delta}$	– matriz de indutâncias de dispersão do rotor
$\mathbf{L}_{ss\alpha\beta}$	– matriz de indutâncias transformadas do estator
$\mathbf{L}_{rr\alpha\beta}$	– matriz de indutâncias transformadas do rotor
$\mathbf{L}_{rs\alpha\beta}$	– matriz de indutâncias do estator em relação ao rotor transformadas em $\alpha\beta$
m_s	– número de fases do estator
m_r	– número de fases do rotor
p	– número de pares de polos
q	– número de bobinas por polo de fase
r_r	– resistência do rotor
r_s	– resistência do estator
r_h	– índice de referencial no rotor
$\mathbf{R}_{ss}$	– matriz de resistências do estator
$\mathbf{R}_{rr}$	– matriz de resistências do rotor

$\mathbf{R}_{rr\alpha\beta}$ - matriz de resistências transformadas do rotor

$\mathbf{R}_{ss\alpha\beta}$ - matriz de resistências transformadas do estator

S_r - número de barras do rotor

s_h - índice de referencial no estator

$\mathbf{T}_{s\alpha\beta}$ - matriz de transformação do estator

$\mathbf{T}_{r\alpha\beta}$ - matriz de transformação do rotor

α - ângulo elétrico entre grupos trifásicos

α_0 - ângulo de abertura das ranhuras do rotor

α_r - ângulo elétrico entre fases do rotor

α_s - ângulo de *skew*

β_r - ângulo de *skew* das barras do rotor

γ_e - ângulo de defasagem entre duas aberturas do estator

θ_m - ângulo mecânico do rotor

θ_e - ângulo elétrico medido a partir da primeira abertura da fase 1

θ_r - ângulo elétrico do rotor ($\theta_r = p\theta_m$)

δ_{gk} - ângulo genérico

τ_r - passo da ranhura do rotor

ρ_s - resistividade do condutor do estator

ϕ_k - ângulo de deslocamento da fase

μ_0 - permeabilidade magnética no vácuo

x - ângulo de abertura do *slot*

ω_r - velocidade angular

λ - fluxo magnético concatenado

W_g - coenergia nas ranhuras

LISTA DE ABREVIATURAS

DSP – *Digital Signal Processor*

FMM – Força magneto motriz

PWM – *Pulsewidth Modulation*

CC – Corrente Contínua

CA – Corrente Alternada

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1- Representação Das Bobinas Presentes No Estator.	10
Figura 2.2- Enrolamentos Das Fases Do Estator.	10
Figura 2.3- a) Uma fase de uma máquina dodecafásica assimétrica disposta em uma carcaça de estator com 48 ranhuras e quatro polos $p=2$ e dois enrolamentos por pólo por fase $q=2$;.....	12
Figura 2.4- a) Uma fase “k” disposta a um ângulo “ ϕ_k ” da fase 1;	13
Figura 3.1– Circuito equivalente para o regime permanente para cada componente da fmm .	42
Figura 4.1- a) Curva genérica conjugado $\times$ velocidade; b) curva corrente estatórica $\times$ velocidade; c) curva corrente rotórica $\times$ velocidade;	46
Figura 4.2- Conjugado [n.m] $\times$ velocidade [rad/s] para cada componente harmônica	47
Figura 5.1- Gráfico temporal da velocidade do rotor e do conjugado eletromagnético com as harmônicas de ordem 1 a 167 sendo levadas em consideração	54
Figura 5.2- Gráficos temporais de velocidade do rotor, conjugado eletromagnético, tensão de fase e fluxo concatenado.....	55
Figura 5.3- a)Gráfico do conjugado eletromagnético líquido, considerando as primeiras 84 harmônicas ímpares (da fundamental ao 167º harmônico); b) gráfico do conjugado eletromagnético - somatório das seis primeiras harmônicas de conjugado.....	56
Figura 5.4- Gráfico do conjugado eletromagnético de cada uma das seis componentes harmônicas individualmente $C_{e1}, C_{e3}, C_{e5}, C_{e7}, C_{e9}, C_{e11}$	57
Figura 6.1 – Bancada com o arranjo experimental.....	60
Figura 6.2 – Sistema de acionamento da máquina de doze fases. Conversor dom treze braços	60
Figura 6.3 – Resultados experimentais: (a) conjugado x escorregamento	62
Figura 6.4 – Resultados experimentais - curva característica corrente x velocidade	63
Figura 6.5 – Resultados experimentais- potência ativa (kw).....	63
Figura 6.6 – Resultados experimentais: potência mecânica (w)	64
Figura 6.7 – Resultados experimentais: eficiência (%)	64
Figura 6.8 – Resultados experimentais - (a) eficiência x conjugado mecânico(n.m).....	65
Figura 6.9 – Resultados experimentais - fator de potência x conjugado mecânico (n.m).....	65
Figura 6.10 – Aumento percentual do conjugado mecânico	66
Figura 6.11 – Resultados experimentais: (a) conjugado x escorregamento	67
Figura 6.12 – Resultados experimentais - curva característica corrente x velocidade	68

Figura 6.13 – Resultados experimentais- potência ativa (kw).....	68
Figura 6.14 – Resultados experimentais: potência mecânica (w)	69
Figura 6.15 – Resultados experimentais - fator de potência x conjugado mecânico (n.m).....	70
Figura 6.16 – Aumento percentual do conjugado mecânico	70
Figura A.1 – Bancada experimental do lose/ufpb.	74
Figura A.2 - (a)Chave semikron; e (b)Módulo de chaves semicondutoras.	75
Figura A.3 - Gerador cc da delorenzo® modelo dl 2062 acoplado a máquina dodecafásica...	76
Figura A.4 – Medidor delorenzo®. Figura a.5 – tacômetro digital.....	77
Figura A.6 – Gerador cc com sistema de barras (a) vista superior e (b) em perspectiva.	77

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – valores de ângulo elétrico entre as bobinas do estator da máquina dodecafásica assimétrica:.....	16
Tabela 4.1 – parâmetros teóricos usados na simulação do motor de indução dodecafásico.....	45
Tabela 4.2 – máximo conjugado em regime permanente de cada componente harmônica e o máximo conjugado líquido - simulação	48
Tabela 4.3 – ângulos de fase para as tensões de fase em regime permanente.....	55
Tabela 7.1 – tensões e barramento cc utilizados	61

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Introdução Geral	1
1.2	Objetivo Geral	4
1.3	Objetivos Específicos.....	4
1.4	Estrutura Do Trabalho	4
1.5	Revisão Bibliográfica.....	5
2	MODELAGEM DA MÁQUINA DODECAFÁSICA.....	9
2.1	INTRODUÇÃO	9
2.2	Apresentação das Características da Máquina Dodecafásica	9
2.3	Deslocamentos angulares “ ϕ_k ” assimetricamente distribuídos	15
2.4	Matrizes de transformação	16
2.4.1	A Matriz de transformação T_s	17
2.4.2	Matriz Ortonormal.....	18
2.5	Rotor Em Gaiola.....	19
2.6	Modelo da máquina de indução	20
2.7	Matriz de Indutâncias do estator - L_{ss}	22
2.8	Resistências do estator – R_{ss}	23
2.9	Matriz de Indutâncias do rotor - L_{rr}	24
2.10	Matriz de Resistências do rotor - R_{rr}	28
2.11	Matriz de Indutâncias mútuas entre estator e rotor - L_{rs}	29
2.12	Considerações	30
3	MODELO TRANSFORMADO	31
3.1	INTRODUÇÃO	31
3.2	Matrizes e expressões transformadas	31
3.2.1	Matriz de indutâncias transformadas do estator - $L_{ss\alpha\beta}$	33
3.2.2	Matriz de indutâncias transformadas do rotor - $L_{rr\alpha\beta}$	33
3.2.3	Matriz de resistências transformadas do rotor - $R_{rr\alpha\beta}$	34
3.2.4	indutâncias do estator em relação ao rotor transformadas em $\alpha\beta$ - $L_{rs\alpha\beta}$	35
3.3	Modelo da máquina no referencial do estator - Transformada de Park.....	37
3.4	Modelo da Máquina em um referencial genérico	38
3.5	Representação complexa do Modelo da Máquina	39

3.6	Modelo da máquina em regime permanente.....	41
3.7	Considerações	43
4	ANÁLISES DOS CIRCUITOS DE REGIME PERMANENTE.....	44
4.1	INTRODUÇÃO	44
4.2	Análise de ganho de conjugado pela injeção de componentes harmônicas.....	44
4.3	Tensões de fase em regime permanente.....	49
4.4	Considerações	52
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES DINÂMICAS.....	53
5.1	INTRODUÇÃO	53
5.2	Discussão dos resultados	53
5.3	Considerações	58
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	59
6.1	INTRODUÇÃO	59
6.2	Metodologia.....	59
6.3	RESULTADOS OBTIDOS – tensão da componente fundamental em 120V .	61
6.4	RESULTADOS OBTIDOS – tensão da componente fundamental em 150V .	66
6.5	Considerações	71
7	CONCLUSÕES.....	72
7.1	Considerações Finais	72
7.2	Trabalhos futuros	73
A.	ANEXO – DESCRIÇÃO DA BANCADA EXPERIMENTAL	74
1.	Bancada e inversor	74
2.	Sistema eletromecânico de frenagem.....	76
3.	Medição de velocidade e Conjugado Eletromagnético e outros instrumentos	77
4.	Considerações	78
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	80

1 INTRODUÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO GERAL

A humanidade sempre procurou, ao longo da história, desenvolver ferramentas e utensílios que facilitassem as atividades diárias, aplicando com eficiência a força de que necessitava. Em meados do século XIX, na era da segunda revolução industrial, com o uso da eletricidade, as máquinas elétricas ganham importância preponderante quando da aplicação da força motriz na produção de bens, reforçando a produção em série, perdurando este destaque até os dias atuais. Entretanto, nesses processos industriais, há casos em que quando esta força dispensada pelos motores é solicitada para vencer o conjugado mecânico, também se faz necessário que seja feita de tal maneira que o movimento possua direção, velocidade e intensidade controladas [1].

Neste contexto, o estudo da variação da velocidade em máquinas elétricas vem ganhando espaço nas pesquisas acadêmicas e científicas, onde se destaca o estudo das máquinas de corrente alternada (CA) frente às máquinas de corrente contínua (CC) por possuírem características que oneram os custos de operação e manutenção, dentre elas cita-se a presença de escovas e comutadores em sua constituição, o que implica numa manutenção frequente e periódica de curto intervalo; além disso, as centelhas provenientes da comutação restringem o uso deste tipo de máquina com relação a certos ambientes nos quais a operação deste pode trazer risco de incêndio ou explosão [1].

O motor de indução a corrente alternada, ou assíncrono, por ser uma máquina de construção simples, dispensa estas peças anteriormente citadas, o que reduz seu custo, e tem a capacidade de operar em ambientes de condições bastante severas ora citadas, no tocante a poeira, temperatura e umidade. Por outro lado, o controle de velocidade deste tipo de motor se torna mais elaborado, pois uma vez que ele se comporta de maneira não-linear, possui variáveis diversas e apresenta acoplamento magnético. Junte-se a estas características a obtenção do controle a velocidade variável por meio das variações de amplitude e de frequência das tensões de entrada, que se tornavam difíceis de executar antes dos avanços atuais da eletrônica de potência [2].

Embora possuísse custos operacionais elevados, o motor CC, que apresenta uma implementação de controle mais fácil, dominava os sistemas de controle a velocidade variável, como conversores CC-CC, mais recentemente utilizados. Entretanto, Com o advento da eletrônica de potência, a redução de dimensões das chaves estáticas, juntamente com os

estudos em microeletrônica e em microprocessadores, e com a evolução dos estudos das técnicas de controle do motor de indução, estes motores CC entraram em processo de substituição de maneira gradativa e contínua nos sistemas de acionamento pelos motores de indução, que com a ajuda dos inversores de frequência, vêm trazendo benefícios econômicos e operacionais para os processos industriais.

O inversor de frequência é o agente responsável por promover a transferência de potência entre a rede de alimentação, que pode ter uma ou mais fases, e a máquina elétrica. No caso do motor de indução, ela funciona como interface para que se possa alimentar motores que possuam mais de três fases, número este que alimenta a rede industrial atualmente utilizada [3]. Percebemos então a flexibilidade de uso deste equipamento, quanto ao número ilimitado de fases que ele pode fornecer, teoricamente. Mas o que vemos no mercado são aplicações de inversores trifásicos para alimentar motores de mesmo número de fases, pelo fato de a produção industrial ser fortemente de produtos (motores e inversores) para a rede industrial trifásica.

A área de acionamentos de velocidade variável em geral, e com motores de indução multifásicos em particular, tem crescido substancialmente desde o início do século. Isto se deve às vantagens que eles apresentam com relação aos acionamentos trifásicos, como a capacidade de continuar operando mesmo com a presença de uma ou mais fases em falta, desde que no mínimo três fases estejam em funcionamento [4].

Uma das primeiras vantagens inerentes ao uso de um número de fases superior a três é a possibilidade de elevação dos níveis de potência dos sistemas de acionamento sem a necessidade de elevar-se a corrente por fase do estator da máquina, além de criar-se graus de liberdades adicionais. Máquinas polifásicas são indicadas para aplicações que requerem capacidades de maior potência e melhor tolerância a falta. Isso contribui para reduzir a pulsação do torque ou conjugado mecânico e para melhorar as densidades de fluxo e conjugado mecânico [5, 6, 7].

Em uma máquina com o número de fases maior que três, o maior harmônico espacial é capaz de produzir conjugado mecânico constante como mostrado em [5]-[7]. Todavia, o estudo de velocidade variável para acionamento de máquinas polifásicas remonta ao final da década de 60. De lá até o final da década de 90, pouco se produziu de avanço nessa área. Somente a partir de então se percebeu através de pesquisas muitas vantagens no uso desta tecnologia frente ao que se vinha utilizando nos sistemas trifásicos já consagrados [1, 3].

A demanda em áreas tecnológicas específicas como propulsão de carros elétricos e híbridos, aproveitamento de energia eólica, aplicação em aeronaves, fomentaram estes

estudos, resultando no desenvolvimento de tecnologia com destino a aplicação em sistemas polifásicos.

Podem-se destacar, nos tópicos abaixo, características apresentadas nos sistemas polifásicos que se sobressaem como vantagens quando estas são comparadas aos sistemas trifásicos [1], a saber:

- Redução da amplitude e elevação da frequência de pulsação do conjugado;
- Redução da corrente por fase sem elevação da tensão por fase;
- Elevação do torque útil por valor eficaz de corrente se comparado a uma máquina trifásica com mesmo volume ferromagnético;
- Manutenção da operação, mesmo quando uma ou mais fases são completamente abertas, sem a necessidade de ligações adicionais;
- Flexibilidade na estimação de parâmetros;
- Redução das correntes harmônicas no rotor;
- Diminuição das correntes harmônicas no barramento CC;
- Flexibilidade no acionamento devido ao grau de liberdade adicional oferecido pelas fases extras.

Percebe-se então que diante destas vantagens o estudo é viável sob o ponto de vista científico. Estes estudos foram aprofundados de maneira a verificar o comportamento de máquinas polifásicas com quatro, cinco, seis, chegando até nove fases, no que diz respeito a suas modelagens, os controles de acionamento e modulação por largura de pulso (PWM) para os inversores que alimentariam estas máquinas. Este trabalho aborda o tema das máquinas polifásicas, sob o aspecto do acionamento destas máquinas cujo número de fases em seu estator é doze, ou dodecafásica.

Foi determinado o estudo desta máquina pelo fato de, além dos motivos gerais já citados, ter a necessidade de buscar a compactação e a confiabilidade, pois esse tipo de máquina pode manter seu funcionamento ao se perder uma ou mais fases (pela quantidade de fases que ela possui) e, ao injetar correntes harmônicas – normalmente o terceiro harmônico de corrente – há um acréscimo no conjugado CC desenvolvido [8]-[10]. Desse modo, para um determinado nível de torque desejado, essa máquina pode ser menor que uma máquina trifásica, justificando a motivação proposta.

1.2 OBJETIVO GERAL

O trabalho objetiva a apresentação da modelagem de uma máquina de indução dodecafásica assimétrica com rotor em gaiola, sob o aspecto matemático, verificando o comportamento do conjugado mecânico frente à injeção de harmônicos de tensão na frequência industrial (60Hz). Esta verificação se dará através de simulações computacionais e montagem experimental em bancada de laboratório para obtenção de resultados práticos. Vale salientar que a simulação e o experimento foram realizados em malha aberta.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Levantar e apresentar uma modelagem matemática para máquina de indução dodecafásica e verificar a curva característica de ganho de conjugado através do modelo;
- Observar o comportamento da máquina de indução dodecafásica com a injeção de harmônicas através das simulações computacionais;
- Confirmar os resultados das simulações realizadas através de testes experimentais com a configuração de injeção de tensão harmônica perante a forma de onda do fluxo magnético gerado.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este texto está estruturado da seguinte maneira: no capítulo 1 apresentam-se a introdução e os conceitos gerais a respeito do assunto, objetivos e revisão bibliográfica; o capítulo 2 trata da modelagem matemática do motor de indução de doze fases assimétricas; o capítulo 3 apresenta a transformação do modelo proposto no capítulo anterior; no capítulo 4 apresentam-se as análises de regime permanente; no capítulo 5 os resultados de simulações dinâmicas; no capítulo 6 apresentam-se os resultados experimentais; no capítulo 7 as conclusões acerca do tema, uma apresentação dos trabalhos futuros que podem ser realizados e, na sequência, são apresentadas as referências bibliográficas. Como anexo, apresenta-se a descrição dos equipamentos utilizados, como também algumas observações e impressões sobre o experimento no tocante a sua operacionalização;

1.5 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Algumas das diversas contribuições científicas acerca dos assuntos relacionados ao tema da pesquisa deste trabalho são apresentadas nesta seção.

Historicamente, as redes de distribuição se consolidaram como trifásicas. Portanto as máquinas trifásicas dominam o mercado e os sistemas de acionamento, por sua vez, são dimensionados para estes. Entretanto, para acionamento à velocidade variável, faz-se necessário a utilização de conversores estáticos e, portanto, o número de fase deixa de ser um fator limitante.

Com o sistema trifásico de conversão e transmissão de energia elétrica já estabelecida e antes da eletrônica de potência existir, não fazia sentido pensar na produção de motores elétricos com um número de fases maior que três. Até que na década de vinte, os níveis de potência dos geradores começaram a esbarrar nos limites de capacidade de corrente dos disjuntores. Para resolver esse problema foram construídos geradores de seis fases com o objetivo de aumentar a potência de geração sem elevar os níveis de corrente. Mas houve um avanço na tecnologia das chaves, elevando os níveis de corrente que esses componentes conseguiam operar, e o interesse em máquinas de seis fases se perdeu [11].

Com o desenvolvimento dos primeiros inversores em tensão (do inglês *voltage source inverters* - *VSI*), no final da década de 1950, as máquinas multifásicas ressurgiram como uma alternativa para atenuar a pulsação de torque produzida pela modulação em onda quadrada. Mesmo com o posterior avanço nos semicondutores, permitindo a utilização de estratégias de chaveamento em alta frequência, como a modulação por largura de pulso (do inglês *pulsewidth modulation* - *PWM*), que atenuam muito a pulsação de torque em máquinas trifásicas, o interesse em máquinas polifásicas se manteve, pois, para algumas aplicações, a utilização dessas máquinas pode ser vantajosa, como maior produção de conjugado eletromagnético [12].

Aumento do número de fases possibilita tanto a redução nas correntes por fase, como, consequentemente, a redução da pulsação de conjugado, quando comparado com um conversor trifásico; menor conteúdo de harmônicos espaciais, correntes harmônicas de rotor menores devido ao cancelamento de algumas harmônicas, perdas no cobre do estator reduzidas, maior razão de potência por corrente para o mesmo volume da máquina e maior confiabilidade são outras vantagens de acionamentos multifásicos, possibilidade de aumentar a produção de conjugado pela injeção de harmônicos de corrente de ordem mais alta. Além destes, outros ganhos são percebidos como a redução do ruído acústico, possibilidade de

incremento na produção de torque através de injeção de corrente harmônica em máquinas com enrolamentos concentrados, possibilidade de utilização de graus de liberdade adicionais em operações de tolerância à faltas ou de incremento na produção de torque, diminuição das correntes harmônicas no barramento CC [13], [14], [15] e [16].

A capacidade que as correntes harmônicas possuem de obterem ganhos de torque é bem demonstrada para uma máquina de indução de seis fases assimétrica em [17], para uma máquina de sete fases em [18] e para uma máquina de indução de onze fases em [19].

Em [17], é possível observar que os sistemas polifásicos são amplamente utilizados na indústria para alcançar níveis de potência mais elevados baseados em conversores de potências baixas. Uma produção de conjugado adicional pode ser obtida nesses sistemas quando um sinal de terceira harmônica de corrente é injetado de modo a remodelar o fluxo distribuído na máquina e, dessa forma, obtendo uma maior densidade de fluxo sem extrapolar os limites de fluxo e sem forçar a máquina em regime de saturação. Através da análise mais aprofundada, assumindo a saturação dos dentes do estator como a restrição da densidade do fluxo, mostrou-se que um aumento de até 40% na produção de torque pode ser esperado quando comparado a uma máquina trifásica padrão, para a mesma distribuição de pico de fluxo.

Um possível campo de aplicação para a alta densidade de conjugado dos motores multifásicos pode ser a tração elétrica, onde há uma demanda crescente de máquinas elétricas com alta sobrecarga, projetos livres de ímãs e operação por enfraquecimento de campo [20]. Máquinas de indução multifásicas são normalmente apropriadas para aplicações de alta potência, tais como propulsão de navios e veículos elétricos e híbridos [21].

Além disso, a capacidade de operar mesmo em condições de falta aumenta a confiabilidade do acionamento, o que torna a máquina polifásica adequada para aplicações como tração, aeroespacial e em sistemas de energia eólica em alto mar onde manutenção corretiva pode ser difícil e sob más condições de tempo [22].

Em [23], um esquema de controle de tolerância a falhas de motor de indução polifásico foi apresentado. O esquema de controle é adequado para a implementação de várias estratégias de controle de falhas, permitindo operação livre de perturbações em caso de falha de circuito aberto em uma ou em duas fases do motor. Para avaliar a eficácia do esquema de controle, foram avaliadas e comparadas algumas estratégias de controle de tolerância a falhas, em particular, para unidades de motor de indução com regulação de corrente de sete fases.

Com o intuito de se alcançar consideráveis índices de redução de poluentes enquanto se aumenta a eficiência e a confiabilidade de sistemas, a eletrificação de transportes vem

ganhando uma impressionante atenção durante os últimos anos. Aplicações aeroespaciais começam a verificar que máquinas polifásicas podem atender esta área no intuito de aumentar a tolerância a falhas e atender demandas que envolvem conceitos de manutenção preventiva e dependabilidade. Um exemplo é o emprego de uma máquina de doze fases para alimentar jato propulsor para aplicação em aeronaves [28]. Este trabalho mostra um modelo de máquina de indução de doze fases assimétrica, composta de 4 grupos trifásicos, conectados em estrela, sendo modelada e controlada para verificar sua operação, incluindo análise sobre capacidade de sobrecargas e operações pós-falta.

Em [24], é proposto um método para detecção de falhas mecânicas em uma máquina de indução de nove fases cujo princípio baseia-se na análise espectral das correntes de estator.

Segundo o trabalho feito por [25], os motores síncronos a ímã permanente polifásicos podem ser usados para desenvolver unidades tolerantes a falhas sendo possível atingir um alto nível de confiabilidade. Foi introduzida uma formulação geral, baseada no princípio de Lagrange, para determinar tanto em condições normais quanto nos modos de operação de falha, as formas de onda ideais para um dado conjugado.

Em [16] foi apresentada, passo a passo, a obtenção do circuito equivalente de regime permanente, para fundamental e terceiro harmônico, para um motor de nove fases com enrolamento concentrado e passo pleno. Além disso, é proposto um método simples para determinar a matriz de transformação $abc/dq0$ para um sistema multifásico qualquer. Além disso, foi concluído no trabalho que devido à semelhança dos circuitos equivalentes da máquina eneafásica (nove fases) com o circuito equivalente da máquina trifásica, é esperado que o teste a vazio e o teste de rotor bloqueado levem à obtenção dos parâmetros do motor. Como os circuitos são independentes, ou seja, a aplicação de componentes de frequência fundamental não altera em nada as grandezas de frequência de terceiro harmônico, é provável que, fazendo esses testes alimentando o motor primeiro com fundamental e depois com terceiro harmônico, consiga-se obter todos os parâmetros do circuito equivalente.

Ao se considerar todas as componentes harmônicas na distribuição da Força Magnetomotriz de uma máquina de enrolamento convencional [26] para determinação das indutâncias da máquina (própria e mútua), como feito em [8], um modelo generalizado pode ser desenvolvido para uma máquina de indução com estator de M fases e rotor em gaiola com N barras. Tal abordagem é utilizada para desenvolver um modelo geral para uma máquina de indução de cinco fases [27].

Portanto, percebe-se com esta revisão bibliográfica que os estudos atuais da comunidade científica buscam por meios em que se garanta mais confiabilidade e maior tolerância a falhas em sistemas diversos e aplicações inúmeras e áreas como logística, conversão de energia, propulsão de veículos, etc. E a temática das máquinas polifásicas é pertinente, pois ela é denominador nestas soluções a serem desenvolvidas.

A estratégia de modulação a ser usada neste trabalho, portanto, beneficia-se do elevado número de fases, por conta do aumento do grau de liberdade que as doze proporcionam. O estudo das máquinas de doze fases explora essas diversas possibilidades, as quais são apresentadas neste trabalho.

As contribuições deste trabalho são a modelagem matemática de um de máquina de indução de doze fases com rotor em gaiola considerando as harmônicas de fluxo espacial e a análise de injeção de harmônico no tempo, utilizando as abordagens de variáveis naturais e de decomposição vetorial; a modelagem de um inversor tipo fonte de tensão de doze fases, com geração de tensão senoidal, para o acionamento de máquinas de indução de doze fases simétricas e assimétricas, bem como o desenvolvimento de rotinas computacionais baseada em linguagem C e em programa interativo de alto desempenho voltado para o cálculo numérico (Matlab®) para simulação e análise em regime permanente do sistema dodecafásico.

2 MODELAGEM DA MÁQUINA DODECAFÁSICA

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado o modelo de uma máquina de indução de doze fases assimétrica com rotor em gaiola, com a modelagem sendo feita inicialmente levando em consideração toda a representação harmônica para a força magneto motriz (f_{mm}).

Primeiramente são apresentadas as características construtivas da máquina, como a f_{mm} é distribuída ao longo dos enrolamentos do estator, considerando a assimetria de distribuição dos mesmos e a decomposição das correntes de fase que contribuem para a geração desta força (grandezas naturais) em suas componentes ortogonais ao longo dos eixos coordenados denominados “eixo alfa” (α) e “eixo beta” (β) (grandezas transformadas), bem como as matrizes de transformação necessárias para alcançar o modelo matemático proposto. Também é feita uma apresentação das características do rotor em gaiola, como seus números de barras, etc.

A partir de então, são apresentadas as matrizes de indutâncias (próprias e mútuas), e de resistências, tanto do estator quanto do rotor, objetivando determinar o modelo da máquina de indução através das equações para as tensões, correntes, fluxo e conjugado.

2.2 APRESENTAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DA MÁQUINA DODECAFÁSICA

A máquina de indução de doze fases assimétricas sob investigação neste estudo é uma máquina de rotor em gaiola com enrolamento no estator composta de quatro grupos trifásicos simétricos que estão distribuídos por um ângulo $\beta_s = 15^\circ$, como é mostrado na Figura 2.1. As fases do estator foram obtidas usando um estator de 48 ranhuras em uma configuração de enrolamento de quatro polos em dupla camada. Os enrolamentos estão dispostos de tal forma que apenas as harmônicas ímpares estão presentes na forma de onda da tensão de entrada como é mostrado na figura 2.2.

Para obter um módulo mais confiável e fiel às condições reais da máquina dodecafásica serão considerados todos os efeitos construtivos. Dessa forma a equação (2.1) representa a distribuição da força magneto motriz (FMM) considerando todos estes efeitos.

A *fmm* de uma fase ‘ k ’ é dada por:

$$f_{sk}(\theta_e) = \sum_{h=1,3,5,7,9\dots}^{+\infty} \frac{4}{\pi} \frac{N_t i_{sk}}{2} \frac{k_h}{h} \text{sen} \left(h \left(\theta_e - (q-1) \frac{\gamma_e}{2} \right) \right) \quad (2.3)$$

De onde afirmamos que,

$$k_h = k_{dh} \cdot k_{ph} \cdot k_{xh} \cdot k_{sh} \quad (2.4)$$

É o fator de enrolamento dado pelos seguintes fatores:

$$k_{dh} = \frac{\text{sen} \frac{qh\gamma_e}{2}}{q \text{sen} \frac{h\gamma_e}{2}} \quad (2.5)$$

$$k_{ph} = \cos \frac{qh\gamma_e}{2} \quad (2.6)$$

$$k_{xh} = \frac{\text{sen} \frac{hx}{2}}{\frac{hx}{2}} \quad (2.7)$$

$$k_{sh} = \frac{\text{sen} \frac{h\alpha_s}{2}}{\frac{h\alpha_s}{2}} \quad (2.8)$$

onde:

k_h representa o fator de bobina;

k_{dh} é o fator de distribuição da bobina;

k_{ph} é o fator de encurtamento;

k_{sh} é o fator de *skew* (numa tradução livre do inglês inclinação);

k_{xh} é o fator de abertura de slot.

Todos eles são fatores que abordam e contemplam as características construtivas da máquina [26], devendo estes ser observados quando da concepção do projeto de um motor ou gerador. Normalmente o fator de *skew* (2.8) não é usado no estator, portanto $k_{sh} = 1$ para o projeto do estator.

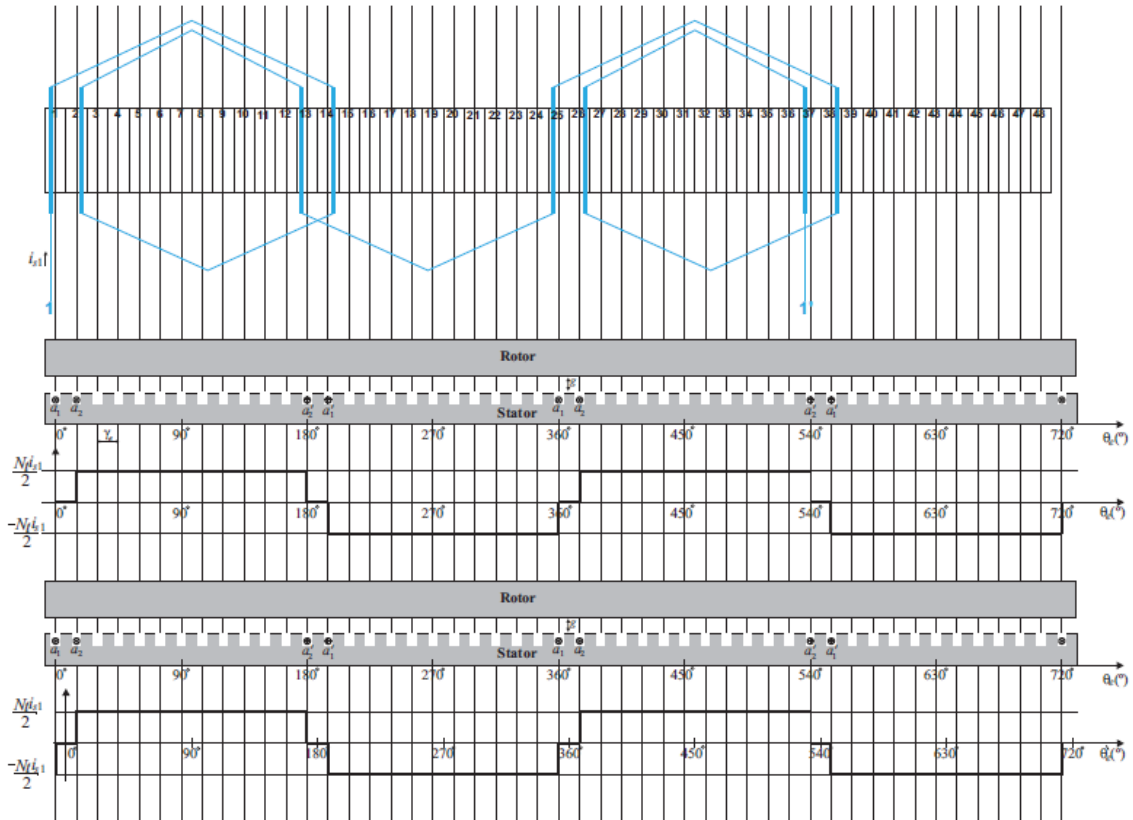
Se o ângulo magnético “ θ_e ” em (2.1) é substituído por “ θ'_e ” o qual é medido do centro da borda lateral da bobina (conforme Figura 2.3),

$$\theta'_e = \theta_e - (q - 1) \frac{\gamma_e}{2} \quad (2.9)$$

Da Figura 2.1, e assumindo a máquina sendo linear, a fmm pode ser escrita como

$$f_{s1}(\theta_e) = \sum_{h=1,3,5,\dots}^{+\infty} \frac{4}{\pi} \frac{N_t i_{s1}}{2} \frac{k_h}{h} \sin(h\theta'_e) \quad (2.10)$$

- Figura 2.3- a) Uma fase de uma máquina dodecafásica assimétrica Disposta em uma carcaça de estator com 48 ranhuras e quatro polos $p=2$ e dois enrolamentos por pólo por fase $q=2$;
 b) Sua distribuição de fmm com o ângulo magnético medido do primeiro lado da bobina;
 c) Sua distribuição de fmm com o ângulo magnético medido com deslocamento de $\theta_e = (q - 1) \frac{\gamma_e}{2}$.



Fonte: Elaborado pelo autor

Uma fase “k” com a mesma distribuição como a fase 1 na Figura 2.3 (a) mas com o primeiro lado da bobina disposto no primeiro lado da bobina da fase 1 de um certo ângulo

$$\Delta\theta_e = \phi_k \quad (2.11)$$

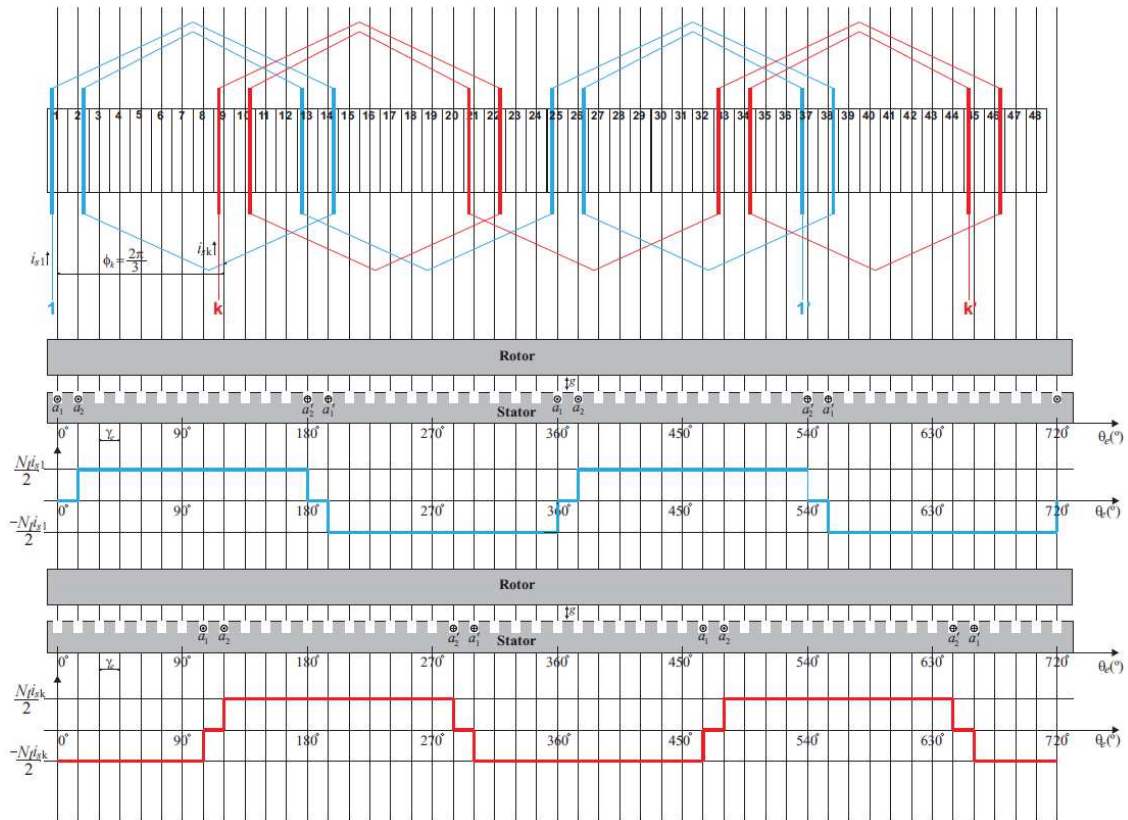
Como mostrado na Figura 2.4, apresentará uma distribuição de f_{mm} dada por

$$f_{sk}(\theta'_e) = \sum_{h=1,3,5\dots}^{+\infty} \frac{4}{\pi} \frac{N_t i_{sk}}{2} \frac{k_h}{h} \text{sen}(h(\theta'_e - \phi_k)) \quad (2.12)$$

Figura 2.4- a) Uma fase “k” disposta a um ângulo “ ϕ_k ” da fase 1;

b) distribuição de fmm da fase 1;

c) distribuição de fmm da fase “k”.



Fonte: Elaborado pelo autor

Somando-se todas as contribuições de f_{mm} de todas as fases “k”, tem-se:

$$\begin{aligned}
 f_s(\theta'_e) &= \sum_{k=1,2,3\dots}^m f_{sk}(\theta'_e). \\
 f_s(\theta'_e) &= \sum_{k=1,2,3\dots}^m \left\{ \sum_{h=1,3,5\dots}^{+\infty} \frac{4 N_t i_{sk}}{\pi} \frac{k_h}{2} \frac{1}{h} \sin[h(\theta'_e - \phi_k)] \right\} \\
 f_s(\theta'_e) &= \frac{4 N_t}{\pi} \frac{1}{2} \sum_{h=1,3,5\dots}^{+\infty} \frac{k_h}{h} \left[\left(\sum_{k=1,3,5\dots}^m i_{sk} \cos h\phi_k \right) \sin h\theta'_e \right. \\
 &\quad \left. - \left(\sum_{k=1,3,5\dots}^m i_{sk} \sin h\phi_k \right) \cos h\theta'_e \right]
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

Definindo

$$i_{s\alpha h} = \sum_{k=1,2,3\dots}^m i_{sk} \cos h\phi_k \tag{2.14}$$

$$i_{s\beta h} = - \sum_{k=1,2,3\dots}^m i_{sk} \sin h\phi_k \tag{2.15}$$

A equação (2.13) pode ser reescrita como:

$$f_s(\theta'_e) = \frac{4 N_t}{\pi} \frac{1}{2} \sum_{h=1,3,5\dots}^{+\infty} \frac{k_h}{h} [i_{s\alpha h} \sin h\theta'_e + i_{s\beta h} \cos h\theta'_e]. \tag{2.16}$$

Observa-se através de (2.16) que cada componente harmônico da f_{mm} pode ser visto como dois sistemas de enrolamento alimentados pela corrente no eixo alfa ($i_{s\alpha h}$) e pela corrente no eixo beta ($i_{s\beta h}$), as quais são combinações lineares das correntes de fase i_s . Essas combinações lineares, apresentadas em (2.14) e (2.15), podem ser escritas na forma matricial como:

$$i_{s\alpha h} = \mathbf{t}_{s\alpha h}^T \mathbf{i}_s, \tag{2.17}$$

$$i_{s\beta h} = \mathbf{t}_{s\beta h}^T \mathbf{i}_s, \tag{2.18}$$

onde,

$$\mathbf{t}_{s\alpha h}^T = [\cos h\phi_1 \cos h\phi_2 \cos h\phi_3 \dots \cos h\phi_m] \tag{2.19}$$

$$\mathbf{t}_{s\alpha h}^T \tag{2.19a}$$

$$= [\cos h\phi_1 \cos h\phi_2 \cos h\phi_3 \cos h\phi_4 \cos h\phi_5 \cos h\phi_6 \cos h\phi_7 \cos h\phi_8 \cos h\phi_9 \dots]$$

$$\mathbf{t}_{s\beta h}^T = [-\sin h\phi_1 - \sin h\phi_2 - \sin h\phi_3 \dots - \sin h\phi_m]. \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_{s\beta h}^T = & [-\sin h\phi_1 - \sin h\phi_2 - \sin h\phi_3 - \sin h\phi_4 - \sin h\phi_5 \\ & - \sin h\phi_6 \qquad \qquad \qquad - \sin h\phi_7 - \sin h\phi_8 - \sin h\phi_9 \\ & - \sin h\phi_{10} - \sin h\phi_{11} - \sin h\phi_{12}]. \end{aligned} \quad (2.20a)$$

e

$$\mathbf{i}_s = [i_{s1} \ i_{s2} \ \dots \ i_{sm}]^T \quad (2.21)$$

$$\mathbf{i}_s = [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{s3} \ i_{s4} \ i_{s5} \ i_{s6} \ i_{s7} \ i_{s7} \ i_{s8} \ i_{s9} \ i_{s10} \ i_{s11} \ i_{s12}]^T \quad (2.21a)$$

A partir de (2.16) considera-se a existência de um número infinito de componentes de correntes i_{sah} e $i_{s\beta h}$. Entretanto, dada periodicidade das funções seno e cosseno, haverá apenas um número finito de vetores “ $\mathbf{t}_{sah}^T$ ” e “ $\mathbf{t}_{s\beta h}^T$ ” linearmente independentes em (2.19 e 2.20). De fato, os deslocamentos angulares da máquina (ϕ_k) são sempre escolhidos de tal forma que para uma fase “ m ” da máquina haverá exatamente “ m ” vetores “ $\mathbf{t}_{sah}^T$ ” e “ $\mathbf{t}_{s\beta h}^T$ ” linearmente independentes, desta forma, há apenas “ m ” componentes de correntes i_{sah} e $i_{s\beta h}$ em (2.16).

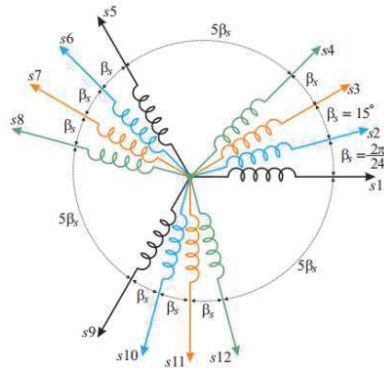
Generalizando, para uma máquina com um número determinado de fases, o número de componentes de correntes i_{sah} e $i_{s\beta h}$ será igual ao número de fases ‘ m ’ da máquina de maneira distinta. Importante ressaltar que os termos em negrito e sem itálico representam vetores ou matrizes, termos não destacados em negrito representam variáveis ou constantes.

Destacamos, portanto, em (2.19a), (2.20a) e (2.21a) $\mathbf{t}_{sah}^T$, $\mathbf{t}_{s\beta h}^T$, e $\mathbf{i}_s$, as equações para o caso em estudo ($m_s=12$).

2.3 DESLOCAMENTOS ANGULARES “ ϕ_k ” ASSIMETRICAMENTE DISTRIBUÍDOS

A distribuição assimétrica pode ser obtida a partir de dois ou mais conjuntos de enrolamentos simetricamente distribuídos. As configurações mais comuns são aquelas produzidas com base em duas ou mais sistemas trifásicos deslocados entre si. Na Figura 2.5 temos exemplo desta distribuição para doze fases e os seus ângulos de β_s .

Figura 2.5 – Enrolamentos assimetricamente distribuídos em doze fases distintas



Fonte: Elaborado pelo autor

O estudo presente utiliza, portanto, a máquina de doze fases, como sendo quatro grupos trifásicos, defasados entre si de 15 graus elétricos ($\beta_s = 15^\circ$), conforme a figura 2.5 ilustra.

Considerando o valor de β_s apresentado, escreve-se os valores de ϕ_k , os quais são apresentados a seguir em tabela:

Tabela 2.1 – Valores de ângulo elétrico entre as bobinas do estator da máquina dodecafásica assimétrica:

$\phi_1 = 0$	$\phi_2 = \frac{\pi}{12}$	$\phi_3 = \frac{2\pi}{12}$	$\phi_4 = \frac{3\pi}{12}$
$\phi_5 = \frac{8\pi}{12}$	$\phi_6 = \frac{9\pi}{12}$	$\phi_7 = \frac{10\pi}{12}$	$\phi_8 = \frac{11\pi}{12}$
$\phi_9 = \frac{16\pi}{12}$	$\phi_{10} = \frac{17\pi}{12}$	$\phi_{11} = \frac{18\pi}{12}$	$\phi_{12} = \frac{19\pi}{12}$

Fonte: Elaborado pelo autor

2.4 MATRIZES DE TRANSFORMAÇÃO

Os vetores linearmente independentes “ $\mathbf{t}_{sah}^T$ ” e “ $\mathbf{t}_{sbh}^T$ ” em (2.19) e (2.20) compõem uma matriz de ordem “ $m_s \times m_s$ ”, a qual transforma as correntes de fase em componentes de corrente no eixo $\alpha\beta$. Existem quatro situações que podem ser observadas para esta composição, que estão relacionadas a paridade de fases do estator. Neste trabalho tem-se a matriz de transformação para uma máquina assimétrica com um número par de fases “ m_s ”, se a máquina está assimetricamente distribuída, como apresentado na Figura 2.5, como é visto a seguir.

2.4.1 A Matriz de transformação $\mathbf{T}_s$

Foi visto que os vetores das correntes de fase i_s podem ser transformados em vetores $i_{s\alpha\beta}$ através da matriz de transformação $\mathbf{T}_s$ conforme

$$\mathbf{i}_{s\alpha\beta} = \mathbf{T}_s^T \mathbf{i}_s, \quad (2.22)$$

em que

$$\mathbf{i}_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha 1} \\ i_{s\beta 1} \\ i_{s\alpha 3} \\ i_{s\beta 3} \\ i_{s\alpha 5} \\ i_{s\beta 5} \\ i_{s\alpha 7} \\ i_{s\beta 7} \\ i_{s\alpha 9} \\ i_{s\beta 9} \\ i_{s\alpha 11} \\ i_{s\beta 11} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ i_{s4} \\ i_{s5} \\ i_{s6} \\ i_{s7} \\ i_{s8} \\ i_{s9} \\ i_{s10} \\ i_{s11} \\ i_{s12} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Para a máquina dodecafásica cujo valor de $m_s=12$ (par) na configuração assimétrica, a matriz de transformação fica apresentada da seguinte forma:

$$\mathbf{T}_s^T = \begin{bmatrix} \mathbf{t}_{s\alpha 1}^T \\ \mathbf{t}_{s\beta 1}^T \\ \mathbf{t}_{s\alpha 3}^T \\ \mathbf{t}_{s\beta 3}^T \\ \mathbf{t}_{s\alpha 5}^T \\ \mathbf{t}_{s\beta 5}^T \\ \mathbf{t}_{s\alpha 7}^T \\ \mathbf{t}_{s\beta 7}^T \\ \mathbf{t}_{s\alpha 9}^T \\ \mathbf{t}_{s\beta 9}^T \\ \mathbf{t}_{s\alpha 11}^T \\ \mathbf{t}_{s\beta 11}^T \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

As colunas da matriz $\mathbf{T}_s$, cuja transposta aparece em (2.25), forma uma base ortogonal no espaço R^m e satisfaz a seguinte relação

$$\mathbf{T}_s \mathbf{T}_s^T = \mathbf{T}_s^T \mathbf{T}_s = \frac{m}{2} \mathbf{I}_m \quad (2.26)$$

onde $\mathbf{I}_m$ representa uma matriz identidade de ordem “ m ”. A relação em (2.26) é equivalente a

$$\mathbf{T}_s^{-1} = \frac{2}{m} \mathbf{T}_s^T. \quad (2.27)$$

2.4.2 Matriz Ortonormal

A matriz ortogonal “ $\mathbf{T}_s$ ” que aparece transposta em (2.25) pode ser normalizada através de “ $\mathbf{A}_s$ ”,

$$\mathbf{A}_s = \sqrt{\frac{2}{m_s}} \mathbf{T}_s \quad (2.28)$$

Desta forma,

$$\mathbf{A}_s \mathbf{A}_s^T = \mathbf{A}_s^T \mathbf{A}_s = \mathbf{I}_m \quad (2.29)$$

que corresponde a

$$\mathbf{A}_s^{-1} = \mathbf{A}_s^T. \quad (2.30)$$

Para o caso em estudo ($m_s=12$) a matriz $\mathbf{A}_s$ é portanto

$$\mathbf{A}_s^T = \sqrt{\frac{2}{12}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{\pi}{12} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \cos \frac{11\pi}{12} & -\frac{1}{2} & \cos \frac{17\pi}{12} & 0 & \cos \frac{19\pi}{12} \\ 0 & -\sin \frac{\pi}{12} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & -\sin \frac{11\pi}{12} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\sin \frac{17\pi}{12} & 1 & -\sin \frac{19\pi}{12} \\ 1 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & -\frac{1}{2}\sqrt{2} & -1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & \cos \frac{5\pi}{12} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \cos \frac{7\pi}{12} & -\frac{1}{2} & \cos \frac{13\pi}{12} & 0 & \cos \frac{23\pi}{12} \\ 0 & -\sin \frac{5\pi}{12} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & -\sin \frac{7\pi}{12} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\sin \frac{13\pi}{12} & 1 & -\sin \frac{23\pi}{12} \\ 1 & \cos \frac{7\pi}{12} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \cos \frac{5\pi}{12} & -\frac{1}{2} & \cos \frac{23\pi}{12} & 0 & \cos \frac{13\pi}{12} \\ 0 & -\sin \frac{7\pi}{12} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{1}{2} & -\sin \frac{5\pi}{12} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\sin \frac{23\pi}{12} & -1 & -\sin \frac{13\pi}{12} \\ 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & -\frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & \cos \frac{11\pi}{12} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \cos \frac{\pi}{12} & -\frac{1}{2} & \cos \frac{19\pi}{12} & 0 & \cos \frac{17\pi}{12} \\ 0 & -\sin \frac{11\pi}{12} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{1}{2} & -\sin \frac{\pi}{12} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\sin \frac{19\pi}{12} & -1 & -\sin \frac{17\pi}{12} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

As correntes de fase podem ser transformadas por (2.31)

$$\mathbf{i}_{s\alpha\beta} = \mathbf{A}_s^T \mathbf{i}_s \quad (2.32)$$

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{A}_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta} \quad (2.33)$$

Observe que foi mantida a mesma notação para as correntes transformadas que foram usadas com a matriz ortogonal $\mathbf{T}_s$.

O modelo transformado será, portanto, apresentado no capítulo seguinte.

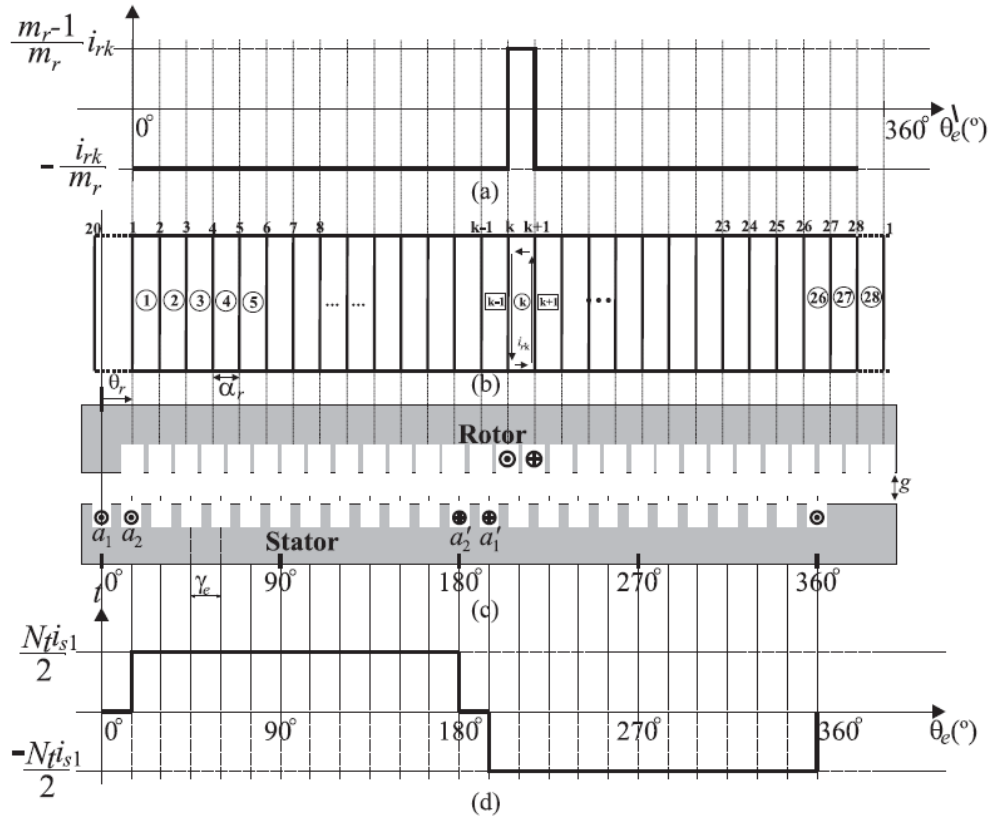
2.5 ROTOR EM GAIOLA

O número de barras faceando um par de polos do estator é dado por

$$m_r = \frac{S_r}{p} \quad (2.34)$$

onde “ S_r ” é o número total de barras do rotor e “ p ” número de par de polos do enrolamento do estator. Na Figura 2.6(b)-(c) é apresentado o caso particular para $S_r=28$. Se o número de barras do rotor por pares de polo “ m_r ” é um número inteiro, então o número de fases do rotor pode ser considerado como “ m_r ” [8]. Cada fase do rotor consiste de uma malha deste rotor composta por duas barras consecutivas e um segmento de anel conectando-as, como pode ser visto na Figura 2.6(b). Na Figura 2.6(a) é apresentada a *FMM* para uma malha de rotor “ k ” na Figura 2.6(b) com a corrente de malha “ i_{rk} ” e as correntes de malha restantes assumidas com zero (a inclinação nas barras do rotor e na abertura das ranhuras podem ser incluídas *a posteriori*).

Figura 2.6 – a) corrente no rotor; b) Representação das barras do rotor em gaiola e distribuição de campo ao longo das mesmas; c) fluxo magnético no rotor.



Fonte: Elaborado pelo autor

2.6 MODELO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

Uma máquina de indução com “ m_s ” fases do estator e “ m_r ” fases no rotor pode ser modelada por elementos agrupados baseados em indutores acoplados [8]. Para isso antes é necessário descrever as variáveis a serem utilizadas para desenvolver este modelo matemático.

A tensão induzida em uma bobina qualquer é dada por

$$v = \frac{d\lambda}{dt}, \quad (2.35)$$

onde λ é o fluxo concatenado pela bobina.

Como receptor, a tensão nos terminais da bobina é:

$$v = ri + \frac{d\lambda}{dt}. \quad (2.36)$$

Assim, os vetores das tensões para o estator e rotor da máquina são dados por

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_{ss}\mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_s}{dt} \quad (2.37)$$

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{R}_{rr}\mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_r}{dt}. \quad (2.38)$$

Como o rotor é em gaiola de esquilo, sua construção possui barras curto-circuitadas, logo não existe o termo $\mathbf{V}_r$ para tensão no rotor. Os termos $\boldsymbol{\lambda}_s$ e $\boldsymbol{\lambda}_r$ representam vetores dos fluxos do estator e rotor, respectivamente,

$$\lambda_s = L_{ss}i_s + L_{sr}i_r, \quad (2.39)$$

$$\lambda_r = L_{rr}i_r + L_{rs}i_s. \quad (2.40)$$

A expressão geral para a energia é dada por

$$W = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \mathbf{L} \mathbf{i} \quad (2.41)$$

em que,

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix}, \quad (2.42)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{rr} & \mathbf{L}_{rs} \end{bmatrix}. \quad (2.43)$$

O conjugado é obtido pela derivada da energia em relação ao ângulo mecânico θ_m

$$C_e = \frac{dW}{d\theta_m} \quad (2.44)$$

Fazendo as devidas substituições, a expressão do conjugado é dada por

$$C_e = p \mathbf{i}_r^T \left[\frac{d}{d\theta_r} L_{rs} \right] \mathbf{i}_s = p \mathbf{i}_s^T \left[\frac{d}{d\theta_r} L_{sr} \right] \mathbf{i}_r \quad (2.45)$$

Portanto, o modelo completo da máquina é dado por

$$\lambda_s = L_{ss} i_s + L_{sr} i_r \quad (2.46)$$

$$\lambda_r = L_{rr} i_r + L_{rs} i_s \quad (2.47)$$

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_{ss} \mathbf{i}_s + \frac{d\lambda_s}{dt} \quad (2.48)$$

$$\emptyset = \mathbf{R}_{rr} \mathbf{i}_r + \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (2.49)$$

$$C_e = p \mathbf{i}_r^T \left[\frac{d}{d\theta_r} \mathbf{L}_{rs} \right] \mathbf{i}_s = p \mathbf{i}_s^T \left[\frac{d}{d\theta_r} \mathbf{L}_{sr} \right] \mathbf{i}_r. \quad (2.50)$$

2.7 MATRIZ DE INDUTÂNCIAS DO ESTATOR - $\mathbf{L}_{ss}$

O cálculo da indutância própria é feito considerando a densidade de fluxo produzida no entreferro (em inglês *gap*) por uma fase, a indutância é obtida expandindo a relação entre esse fluxo produzido e a corrente de fase, conforme apresentado em [27].

A indutância própria de uma bobina sem considerar a dispersão será dada por

$$L_{M_{s_1 s_1}} = L_{sM} \sum_{h=1,3,5\dots}^{+\infty} \left(\frac{k_h}{h} \right)^2. \quad (2.51)$$

em que L_{sM} é a indutância de magnetização é dada por

$$L_{sM} = \frac{4}{\pi} \frac{N_t^2}{2} \frac{\mu_0}{g} D_i l_e, \quad (2.52)$$

onde,

μ_0 - permeabilidade magnética no vácuo,

D_i - diâmetro interno do estator,

l_e - comprimento do estator.

A indutância própria de cada fase do estator é a soma da equação (2.51) com a indutância de dispersão $L_{\delta s}$. Como os enrolamentos possuem mesmo número de espiras, as indutâncias próprias serão iguais. Desta forma-se a matriz de indutâncias próprias do estator é representada por

$$L_{M_{s_k s_l}} = L_{sM} \sum_{h=1,3,5,7,9}^{+\infty} \left[\left(\frac{k_h}{h} \right)^2 \cos(h(\theta_k - \theta_l)) \right], \quad (2.53)$$

sendo que “ θ_k ” é o ângulo de uma fase “ s_k ” em relação a fase 1 e “ θ_l ” é o ângulo de uma fase “ s_l ” em relação a fase 1. E pode-se concluir que

$$L_{M_{s_k s_l}} = L_{M_{s_l s_k}}. \quad (2.54)$$

A matriz de indutâncias do estator pode ser encontrada por

$$\mathbf{L}_{ss} = \mathbf{L}_{sM} + L_{\delta s} \mathbf{I}_{m_s} \quad (2.55)$$

em que $\mathbf{L}_{sM}$ é

$$\mathbf{L}_{sM} = \begin{bmatrix} L_{M_{s_1 s_1}} & L_{M_{s_1 s_2}} & L_{M_{s_1 s_3}} & L_{M_{s_1 s_4}} & \cdots & L_{M_{s_1 s_{12}}} \\ L_{M_{s_2 s_1}} & L_{M_{s_2 s_2}} & L_{M_{s_2 s_3}} & L_{M_{s_2 s_4}} & \cdots & L_{M_{s_2 s_{12}}} \\ L_{M_{s_3 s_1}} & L_{M_{s_3 s_2}} & L_{M_{s_3 s_3}} & L_{M_{s_3 s_4}} & \cdots & L_{M_{s_3 s_{12}}} \\ L_{M_{s_4 s_1}} & L_{M_{s_4 s_2}} & L_{M_{s_4 s_3}} & L_{M_{s_4 s_4}} & \cdots & L_{M_{s_4 s_{12}}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{M_{s_{12} s_1}} & L_{M_{s_{12} s_2}} & L_{M_{s_{12} s_3}} & L_{M_{s_{12} s_4}} & \cdots & L_{M_{s_{12} s_{12}}} \end{bmatrix}, \quad (2.56)$$

E $\mathbf{I}_{m_s}$ é uma matriz identidade de ordem m_s

2.8 RESISTÊNCIAS DO ESTATOR – $\mathbf{R}_{ss}$

A resistência do estator pode ser encontrada através de

$$r_s = \rho_s l_{ts} \frac{1}{A_s} p N_T, \quad (2.57)$$

onde:

A_s - área do condutor do estator [mm^2];

ρ_s - resistividade do condutor do estator [Ω/mm^2];

l_{ts} - comprimento médio de uma espira das bobinas do estator $l_{ts} \simeq 2l_e + D_i\pi/p$;

l_e - comprimento do pacote.

Então, a matriz de resistências do estator é apresentada por

$$\mathbf{R}_{ss} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

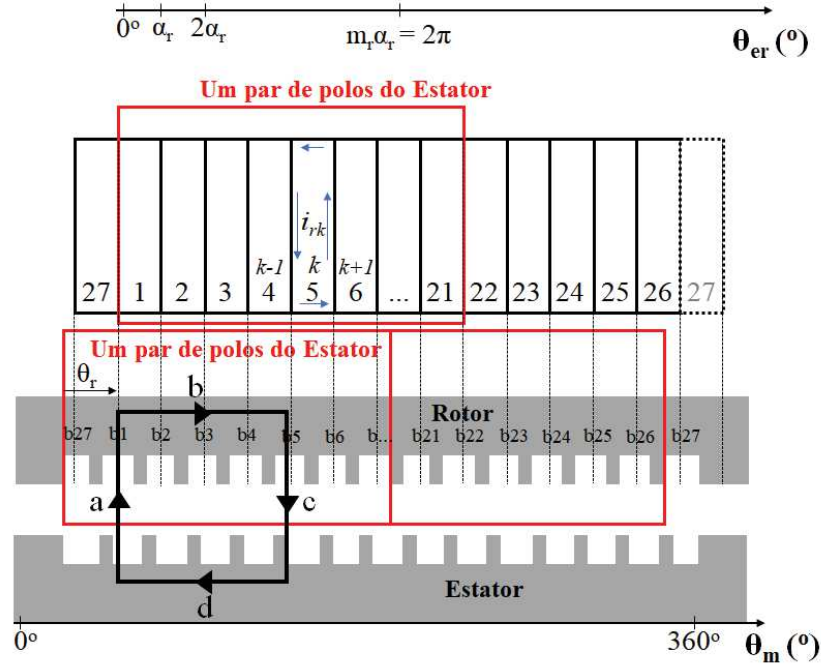
2.9 MATRIZ DE INDUTÂNCIAS DO ROTOR - $\mathbf{L}_{rr}$

Com as m_r fases ocupando 2π [rad] em ângulos elétricos, cada barra distancia-se da vizinha por um ângulo elétrico α_r , dado por

$$\alpha_r = \frac{2\pi}{m_r} \quad (2.59)$$

Cada laço do rotor será considerado como uma fase. O laço é formado por duas barras consecutivas e os dois segmentos de anel que as unem sobre um par de polos do estator, como mostrado na Figura 2.7. A área efetiva onde há distribuição de fluxo é o dente do rotor, logo o fluxo entra pelo dente e pela ranhura (máquina linear).

Figura 2.7 – Par de polos do estator sobre rotor



Fonte: Elaborado pelo autor

θ_{er} é o ângulo elétrico medido a partir da barra 1 do rotor. Usando o teorema da superposição pode-se determinar a indutância própria da malha k .

Seja o campo $H(0)$, o campo em $\theta_{er} = 0$, se H_1 é o campo na região $0 \leq \theta_{er} \leq (k-1)\alpha_r$:

$$H_1(\theta_{er})g = H(0)g. \quad (2.60)$$

Seja H_2 o campo na região $(k-1)\alpha_r \leq \theta_{er} \leq k\alpha_r$:

$$H(0)g - H_2(\theta_{er})g = -i_{r1}. \quad (2.61)$$

Seja H_3 o campo na região $k\alpha_r \leq \theta_{er} \leq 2\pi$:

$$H_3(\theta_{er})g = H(0)g \quad (2.62)$$

Conforme descrito em [26], define-se a relação entre H_1 e H_2 .

$$H_1(\theta_{er}) = -H_2(\theta_{er}) \frac{1}{m_r - 1} \quad (2.63)$$

Substituindo o termo $H_1(\theta_{er})$, no caso (2.63), em (2.60), encontramos a equação de H_2 (2.64), e conseqüentemente, substituindo (2.64) em (2.63), encontra-se a equação para H_1 (2.65).

$$H_2(\theta_{er})g = \frac{m_r - 1}{m_r} i_{r1} \quad (2.64)$$

$$H_1(\theta_{er})g = -\frac{1}{m_r} i_{r1}. \quad (2.65)$$

Assim, a densidade de fluxo no entreferro é apresentada nas equações a seguir:

$$B_1(\theta_{er}) = -\mu_0 \frac{1}{m_r} \frac{1}{g} i_{r1} \quad (2.66)$$

$$B_2(\theta_{er}) = \mu_0 \frac{m_r - 1}{m_r} \frac{1}{g} i_{r1}. \quad (2.67)$$

Considerando a máquina operando na região não-saturada, na qual a área efetiva onde há distribuição de fluxo é apenas o dente do rotor, verifica-se que o fluxo entra pelo dente e não pela ranhura. Assim a expressão para o fluxo vai levar em conta a área do dente e a densidade de fluxo fica assim:

$$\phi_{kk} = \mu_0 \frac{1}{m_r} \frac{(m_r - 1)}{m_r} \frac{1}{g} l_e \frac{(\tau_r - b_0)}{\tau_r} \frac{2\pi r_r}{p} i_{r1}, \quad (2.68)$$

onde τ_r é o passo da ranhura do rotor e b_0 a abertura da ranhura e r_r é a resistência de uma fase do rotor, cuja expressão será apresentada posteriormente.

A indutância mútua L_{rM} do rotor deriva da expressão do fluxo concatenado com a fase do rotor, causado pela FMM criada pela corrente de malha, e será dada por

$$L_{rM} = \mu_0 \frac{(m_r - 1)}{m_r^2} \frac{1}{g} l_e \frac{(\tau_r - b_0)}{\tau_r} \frac{2\pi r_r}{p}. \quad (2.69)$$

A indutância própria de cada malha do rotor, apresentada em (2.68) será dada pela soma de L_{rM} com a indutância de dispersão (2.69).

$$L_{rr} = L_{rM} + L_{r\delta} \quad (2.70)$$

$$L_{r\delta} = L_{r\delta a} + L_{r\delta b} \quad (2.71)$$

Onde $L_{r\delta a}$ e $L_{r\delta b}$ são as indutâncias de dispersão das barras com os segmentos de anel. Como o rotor possui 56 barras por par de polos, temos $m_r = 28$ fases no rotor. Assim a expressão (2.69) resulta em

$$L_{rM} = \mu_0 \frac{27}{784} \frac{1}{g} l_e \frac{(\tau_r - b_0)}{\tau_r} \frac{2\pi r_r}{p}, \quad (2.72)$$

As matrizes de indutâncias mútuas e de dispersão são calculadas como descrito em [27] e são apresentadas em (2.73) e (2.74), respectivamente.

Como as fases do rotor são malhas, as correntes de fase são as correntes dessas malhas, assim a corrente de cada barra pertence a duas malhas, logo a indutância está associada a duas malhas vizinhas, assim a matriz de indutâncias não é diagonal e ordem (28x28).

$$\mathbf{L}_{rrm} = \frac{L_{rM}}{12} \begin{bmatrix} 12 & -1 & -1 & \dots & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 12 & -1 & \dots & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 12 & \dots & -1 & -1 & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -1 & -1 & -1 & \dots & 12 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & \dots & -1 & 12 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & \dots & -1 & -1 & 12 \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

$$\mathbf{L}_{rr\delta} = \begin{bmatrix} L_{r\delta} & -L_{r\delta b} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & -L_{r\delta b} \\ -L_{r\delta b} & L_{r\delta} & -L_{r\delta b} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_{r\delta b} & L_{r\delta} & -L_{r\delta b} & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -L_{r\delta b} & L_{r\delta} & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & L_{r\delta} & -L_{r\delta b} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -L_{r\delta b} & L_{r\delta} & -L_{r\delta b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -L_{r\delta b} & L_{r\delta} & -L_{r\delta b} \\ -L_{r\delta b} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -L_{r\delta b} & L_{r\delta} \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

2.10 MATRIZ DE RESISTÊNCIAS DO ROTOR - R_r

As resistências próprias do rotor são calculadas em duas partes: a resistência das duas barras e a resistência das duas partes dos anéis que ligam as duas barras

$$R_r = 2(R_{ra} + R_{rb}). \quad (2.75)$$

No caso do rotor, existem resistências mútuas relativas às barras compartilhadas entre malhas vizinhas: $R_{kj} = -R_{rb}$ para $j = k - 1$ e $j = k + 1$.

Através do comprimento do segmento de anel (2.76), pode-se calcular a resistência própria (2.77) e a resistência mútua (2.78) a seguir:

$$l_e = r_r \frac{\alpha_r}{p} = r_r \frac{2\pi}{pm_r} \quad (2.76)$$

$$R_{ra} = \rho_r \frac{2r_r\pi}{pm_r} \frac{1}{A_a} = \rho_r \frac{D\pi}{N_r} \frac{1}{A_a} \quad (2.77)$$

$$R_{rb} = \rho_r \frac{l_e}{\cos\beta_r} \frac{1}{A_b}. \quad (2.78)$$

onde:

$N_r = pm_r$ – Número total de barras do rotor;

A_a – área de seção do anel;

D – diâmetro da máquina;

β_r – ângulo de *skew* das barras do rotor;

A_b – área de seção das barras do rotor.

De modo análogo ao apresentado para as indutâncias, a corrente de cada barra do rotor é compartilhada por duas malhas, logo a resistência está associada a duas malhas vizinhas, assim a matriz de resistências (ordem 28x28) não é diagonal como apresentado em

$$\mathbf{R}_{rr} = \begin{bmatrix} R_r & -R_{rb} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & -R_{rb} \\ -R_{rb} & R_r & -R_{rb} & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_{rb} & R_r & -R_{rb} & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_{rb} & R_r & \ddots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_{rb} & \ddots & -R_{rb} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots & R_r & -R_{rb} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & -R_{rb} & R_r & -R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & -R_{rb} & R_r & -R_{rb} \\ -R_{rb} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & -R_{rb} & R_r \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

2.11 MATRIZ DE INDUTÂNCIAS MÚTUAS ENTRE ESTATOR E ROTOR - $\mathbf{L}_{rs}$

A indutância mútua entre a fase 'k' do estator e a fase 'x' do rotor é:

$$L_{r_x s_k} = \sum_{h=1,3,5,7,9}^{+\infty} L_{rmh} \sin h(\theta_r - (2q-1)\frac{\gamma_e}{2} + (x - \frac{1}{2})\alpha_r - \phi_k) \quad (2.80)$$

onde L_{rmh} é dado por

$$L_{rmh} = \frac{\mu_0}{g} \frac{4}{\pi} \frac{N_t}{2} \frac{D_i l_e}{p} \frac{k_h}{h^2} \frac{\sin \frac{h\beta}{2}}{\frac{h\beta}{2}} \sin \frac{h(\alpha_r - \alpha_0)}{2}. \quad (2.81)$$

Como forma de simplificar a representação é possível definir

$$\theta'_r = \theta_r - (2q-1)\frac{\gamma_e}{2} + \frac{1}{2}\alpha_r. \quad (2.82)$$

Então a indutância mútua entre o estator e rotor pode ser representada por:

$$/ \quad L_{r_x s_k} = \sum_{h=1,3,5,7,9}^{+\infty} L_{rmh} \sin h(\theta'_r + (x-1)\alpha_r - \phi_k). \quad (2.83)$$

De acordo com o número de m_s e m_r ($m_s=12$ x $m_r=28$) da máquina utilizada, a matriz $\mathbf{L}_{rs}$ será da ordem de (m_s x m_r), como mostrado em

$$\mathbf{L}_{rs} = \begin{bmatrix} L_{r_1s_1} & L_{r_1s_2} & L_{r_1s_3} & L_{r_1s_4} & \dots & L_{r_1s_{12}} \\ L_{r_2s_1} & L_{r_2s_2} & L_{r_2s_3} & L_{r_2s_4} & \dots & L_{r_2s_{12}} \\ L_{r_3s_1} & L_{r_3s_2} & L_{r_3s_3} & L_{r_3s_4} & \dots & L_{r_3s_{12}} \\ L_{r_4s_1} & L_{r_4s_2} & L_{r_4s_3} & L_{r_4s_4} & \dots & L_{r_4s_{12}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{r_{28}s_1} & L_{r_{28}s_2} & L_{r_{28}s_3} & L_{r_{28}s_4} & \dots & L_{r_{28}s_{12}} \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

Como a máquina é linear, então:

$$\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^T \quad (2.86)$$

2.12 CONSIDERAÇÕES

A apresentação do modelo matemático para a máquina de indução a rotor de gaiola de esquilo $m_s \times m_r$ de forma generalizada, nos proporciona uma visão mais abrangente das máquinas de indução. Foram mostradas primeiramente as características da máquina como número de fases do estator, o ângulo entre as fases, a distribuição destas bobinas nas ranhuras dos estator, etc. A *fmm* de uma fase foi apresentada, evidenciando fatores construtivos das bobinas, bem como o deslocamento angular das bobinas.

Com o desenvolvimento da equação de *fmm*, levando-se em consideração estes deslocamentos, viu-se a necessidade de se definir duas correntes nos eixos α e β , evidenciando assim que estas correntes seriam combinações lineares das correntes de fase que alimentam estas bobinas e que a *FMM* resultante tem contribuições de cada harmônica alimentadas por $i_{s\alpha h}$ e $i_{s\beta h}$. Isto foi apresentado em forma de matriz para generalizar o modelo, e utilizada uma matriz de transformação para haver relação entre as correntes de fase do estator e as correntes nos eixos α e β .

É importante frisar, que devido o modelo ser genérico, existem vários tipos de matriz de transformação, que são obtidas levando-se em consideração a paridade do número de fases do estator.

A partir destas considerações, parte-se para a modelagem da máquina propriamente dita, relacionando as características elétricas (tensões, correntes, fluxos, conjugado eletromagnético) com a mecânica (conjugado mecânico). Seguindo este raciocínio, obtém-se as equações matriciais para indutâncias próprias ($\mathbf{L}_{ss}$) e mútuas ($\mathbf{L}_{sr}$), para o estator e para o rotor, considerando as reatâncias de dispersão; resistências do estator e do rotor das matrizes de transformação. As equações desenvolvidas nesta seção servem de base para as análises e cálculos nas representações posteriores.

3 MODELO TRANSFORMADO

3.1 INTRODUÇÃO

O modelo da máquina apresentado no capítulo 2 em termos das equações de tensão, fluxos magnéticos estatóricos e rotóricos e conjugado está pronto para ser reapresentado de uma forma mais simplificada com relação a suas variáveis neste capítulo. Isto se faz necessário, pois a resolução analítica de sistemas de equações referentes a circuitos acoplados magneticamente, como o caso das máquinas girantes, são difíceis, com o agravante de os coeficientes destas serem funções do tempo, tornando a resolução destas equações quase impraticável [1].

O modelo da máquina a parâmetros concentrados (2.38) - (2.42), que é apresentado nos termos dos valores atuais de tensões de fase, correntes e fluxos do estator e do rotor, pode ser convertido para as variáveis “ α - β ” descritas por (2.23). Esta transformação é feita com base na matriz de transformação ortonormal (2.31) [8] para que haja conservação de potência entre os modelos.

3.2 MATRIZES E EXPRESSÕES TRANSFORMADAS

As variáveis do estator são convertidas para componentes “ α - β ” por uma matriz “ $\mathbf{A}_s$ ” de ordem “ $m_s \times m_s$ ” como foi definido em (2.28) até (2.33). E as variáveis do rotor são convertidas para componentes “ α - β ” por uma matriz “ $\mathbf{A}_r$ ” de ordem “ $m_r \times m_r$ ” como foi definido como em (2.28), até (2.33)

$$\mathbf{x}_{s\alpha\beta} = \mathbf{A}_s^T \mathbf{x}_s \quad (3.1)$$

$$\mathbf{x}_s = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_{s\alpha\beta} \quad (3.2)$$

$$\mathbf{x}_{r\alpha\beta} = \mathbf{A}_r^T \mathbf{x}_r \quad (3.3)$$

$$\mathbf{x}_r = \mathbf{A}_r \mathbf{x}_{r\alpha\beta}, \quad (3.4)$$

onde “ $\mathbf{x}_{s\alpha\beta}$ ” e “ $\mathbf{x}_{r\alpha\beta}$ ” podem representar equações de fluxos do estator e rotor, correntes ou tensões, respectivamente.

As expressões para os fluxos, tensões e conjugado eletromagnético da máquina (2.46)-(2.50) sendo aplicadas a (3.1)-(3.4) são transformadas nas equações a seguir, todas estas variáveis transformadas em $\alpha\beta$

$$\lambda_{s\alpha\beta} = \mathbf{L}_{ss\alpha\beta} \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + \mathbf{L}_{sr\alpha\beta} \mathbf{i}_{r\alpha\beta} \quad (3.5)$$

$$\lambda_{s\alpha\beta} = \mathbf{L}_{rr\alpha\beta} \mathbf{i}_{r\alpha\beta} + \mathbf{L}_{rs\alpha\beta} \mathbf{i}_{s\alpha\beta} \quad (3.6)$$

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta} = r_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + \frac{d\lambda_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (3.7)$$

$$\emptyset = \mathbf{R}_{rr} \mathbf{i}_{r\alpha\beta} + \frac{d\lambda_{r\alpha\beta}}{dt} \quad (3.8)$$

$$c_e = p \mathbf{i}_{s\alpha\beta}^T \frac{d\mathbf{L}_{sr\alpha\beta}}{d\theta_r} \mathbf{i}_{r\alpha\beta} = p \mathbf{i}_{r\alpha\beta}^T \frac{d\mathbf{L}_{rs\alpha\beta}}{d\theta_r} \mathbf{i}_{s\alpha\beta}. \quad (3.9)$$

Para realizar a transformação das matrizes de resistências e indutâncias aplicam-se as transformações apresentadas anteriormente, deste modo encontra-se a atualização dessas matrizes apresentadas:

$$\mathbf{L}_{ss\alpha\beta} = \mathbf{A}_s^T \mathbf{L}_{ss} \mathbf{A}_s \quad (3.10)$$

$$\mathbf{L}_{rr\alpha\beta} = \mathbf{A}_r^T \mathbf{L}_{rr} \mathbf{A}_r \quad (3.11)$$

$$\mathbf{R}_{rr\alpha\beta} = \mathbf{A}_r^T \mathbf{R}_{rr} \mathbf{A}_r \quad (3.12)$$

$$\mathbf{L}_{sr\alpha\beta} = \mathbf{A}_s^T \mathbf{L}_{sr} \mathbf{A}_r \quad (3.13)$$

$$\mathbf{L}_{rs\alpha\beta} = \mathbf{A}_r^T \mathbf{L}_{rs} \mathbf{A}_s = \mathbf{L}_{sr\alpha\beta}^T. \quad (3.14)$$

As matrizes $\mathbf{L}_{ss\alpha\beta}$, $\mathbf{L}_{rr\alpha\beta}$ e $\mathbf{R}_{rr\alpha\beta}$ são diagonais.

3.2.1 MATRIZ DE INDUTÂNCIAS TRANSFORMADAS DO ESTATOR - $\mathbf{L}_{ss\alpha\beta}$

No estudo em tela, “ m_s ” é um número par ($m_s=12$) em um enrolamento assimétrico. A matriz $\mathbf{L}_{ss\alpha\beta}$ então é encontrada por

$$\mathbf{L}_{ss\alpha\beta} = \begin{bmatrix} l_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{s3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{s3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{s5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{s5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{s7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{s7} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{s9} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{s9} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{s11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{s11} \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

Cada um dos elementos não-nulos da matriz $\mathbf{L}_{ss\alpha\beta}$ pode ser calculado através de

$$l_{sh} = L_{s\alpha\beta h} + \sum_{r=1,2,3,\dots}^{+\infty} [l_{s\alpha\beta(2m_s r+h)} + l_{s\alpha\beta(2m_s r-h)}] + L_{\delta s}, \quad (3.16)$$

onde $L_{s\alpha\beta h}$ em (3.14) é dado por:

$$L_{s\alpha\beta h} = \frac{m_s}{2} L_{sM} \left(\frac{k_h}{h} \right)^2 \quad (3.17)$$

3.2.2 MATRIZ DE INDUTÂNCIAS TRANSFORMADAS DO ROTOR - $\mathbf{L}_{rr\alpha\beta}$

Os valores de $\mathbf{L}_{rr\alpha\beta}$ são apresentados em forma de uma matriz diagonal

$$\begin{aligned}
& \mathbf{L}_{rr\alpha\beta} \\
& = \begin{bmatrix} l_{r1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{r1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{r3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{r3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{r5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{r5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{r7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{r7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & l_{r9} & 0 & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{r9} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & l_{r11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & l_{r11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & l_{r13} \end{bmatrix} \quad (3.18)
\end{aligned}$$

Onde cada indutância l_{rh} , ($h = 0, 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13$) é encontrada por:

$$l_{rh} = \frac{m_r}{m_r - 1} L_{rM} + L_{r\delta} - 2L_{br\delta} \cos\left(\frac{2\pi(h)}{m_r}\right) \quad (3.19)$$

3.2.3 MATRIZ DE RESISTÊNCIAS TRANSFORMADAS DO ROTOR - $\mathbf{R}_{rr\alpha\beta}$

Aqui é apresentado a matriz de resistências do rotor transformada para a dimensão $\alpha\beta$.

Portanto, a matriz $\mathbf{R}_{rr\alpha\beta}$, que é diagonal, pode ser apresentada por

$$\begin{aligned}
& \mathbf{R}_{rr\alpha\beta} \\
& = \begin{bmatrix} r_{r1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{r1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{r3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{r3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r9} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r9} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r13} \end{bmatrix}, \quad (3.20)
\end{aligned}$$

onde cada resistência r_{rh} é dada por

$$r_{rh} = R_{r\delta} - 2R_{r\delta b} \cos\frac{2\pi h}{m_r} \quad (3.21)$$

3.2.4 INDUTÂNCIAS DO ESTATOR EM RELAÇÃO AO ROTOR TRANSFORMADAS EM $\alpha\beta$ - $L_{rsa\beta}$

Em geral, a máquina de indução com rotor gaiola de esquilo, tem o número de fases do rotor maior que o número de fases do estator, “ $m_r > m_s$ ”. Neste trabalho a ordem de harmônicos superiores em “ $L_{rsa\beta}$ ” são desprezados, pois não foi objeto de análise. Dessa forma, considerar o número de fases do rotor igual ao número de fase do estator é suficiente.

Definem-se as seguintes submatrizes de indutância para simplificar a apresentação das matrizes de indutâncias mútuas $L_{rsa\beta}$ e $L_{sra\beta}$,

$$\mathbf{N}_h = l_{mh} \begin{bmatrix} \sin(h\theta'_r) & \cos(h\theta'_r) \\ -\cos(h\theta'_r) & \sin(h\theta'_r) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$z_h = l_{mh} \sin(h\theta'_r) \quad (3.23)$$

$$\mathbf{Z}_h = l_{mh} \begin{bmatrix} \sin(h\theta'_r) \\ -\cos(h\theta'_r) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

onde

$$l_{mh} = \frac{\sqrt{m_r m_s}}{2} L_{rsh} \quad (3.25)$$

O estator possui enrolamento assimétrico com o número par de fases e o número de fases do rotor é um número ímpar maior que $m_s = 12$, “ $m_r > m_s$ ”.

Se o número de fases do rotor é maior que o número de fases do estator, mas apenas as componentes harmônicas de ordem “ $h=1, 3, 5, \dots, m_s-1$ ” são consideradas na matriz de indutância mútua, os fluxos rotóricos e as componentes de correntes “ $\alpha\beta h$ ” são identicamente iguais a zero para $h > m_s-1$. Entretanto, seria suficiente que o número de fases do rotor fosse igual ao número de fases do estator mais 1 ($m_r = m_s + 1$).

Considerando que apenas as harmônicas de ordem ímpar $h=1, 3, 5, \dots, m_s-1$ estão presentes em “ $L_{rsa\beta}$ ”, então a matriz “ $L_{rsa\beta}$ ” é dada por

$$\mathbf{L}_{rs\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \mathbf{l}_{rs1} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \cdots & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} \\ \theta_{2x2} & \mathbf{l}_{rs3} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \cdots & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} \\ \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \mathbf{l}_{rs5} & \theta_{2x2} & \cdots & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} \\ \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \mathbf{l}_{rs7} & \cdots & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \cdots & \mathbf{l}_{rs9} & \theta_{2x2} \\ \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \cdots & \theta_{2x2} & \mathbf{l}_{rs11} \\ \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \cdots & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} & \theta_{2x2} \\ \theta_{1x2} & \theta_{1x2} & \theta_{1x2} & \theta_{1x2} & \theta_{1x2} & \theta_{1x2} & \theta_{1x2} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

onde,

$$\mathbf{l}_{rsj} = \mathbf{N}_j, \text{ com } j = 1, 3, 5, \dots, m_s - 1 \quad (3.27)$$

o termo θ_{2x2} é uma matriz nula de ordem 2×2 e a última linha possui termos θ_{1x2} para representar uma matriz nula de ordem 1×2 .

Os vetores de tensões, fluxos e correntes em (3.5) - (3.9), têm dimensões “ m_s ” e “ m_r ” para as variáveis do estator e do rotor, respectivamente. E definindo vetores de duas dimensões,

$$\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta k} = \begin{bmatrix} \lambda_{sak} \\ \lambda_{s\beta k} \end{bmatrix}, \mathbf{i}_{s\alpha\beta k} = \begin{bmatrix} i_{sak} \\ i_{s\beta k} \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{v}_{s\alpha\beta k} = \begin{bmatrix} v_{sak} \\ v_{s\beta k} \end{bmatrix} \text{ com } k = 1, 3, 5, \dots, \quad (3.28)$$

$m_s - 1$;

$$\boldsymbol{\lambda}_{r\alpha\beta k} = \begin{bmatrix} \lambda_{rak} \\ \lambda_{r\beta k} \end{bmatrix}, \mathbf{i}_{r\alpha\beta k} = \begin{bmatrix} i_{rak} \\ i_{r\beta k} \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{v}_{r\alpha\beta k} = \begin{bmatrix} v_{sak} \\ v_{s\beta k} \end{bmatrix} \text{ com } k = 1, 3, 5, \quad (3.29)$$

$\dots, m_r - 1$;

Dessa forma o modelo em (3.5) – (3.9) usando as simplificações em (3.28) e (3.29) encontra-se:

$$\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta k} = l_{sk} \mathbf{i}_{s\alpha\beta k} + \mathbf{l}_{rsk}^T \mathbf{i}_{r\alpha\beta k}, \quad \text{com } k = 1, 3, 5, \dots, m_s - 1; \quad (3.30)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{r\alpha\beta k} = l_{rk} \mathbf{i}_{r\alpha\beta k} + \mathbf{l}_{rsk} \mathbf{i}_{s\alpha\beta k}, \quad \text{com } k = 1, 3, 5, \dots, m_s - 1; \quad (3.30)$$

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta k} = r_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta k} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta k}}{dt}, \quad \text{com } k = 1, 3, 5, \dots, m_s - 1; \quad (3.31)$$

$$\emptyset = r_{rk} \mathbf{i}_{r\alpha\beta k} + \frac{d\lambda_{r\alpha\beta k}}{dt}, \quad \text{com } k = 1, 3, 5, \dots, m_s - 1; \quad (3.32)$$

$$c_e = \sum_{h=1,3,5,\dots}^{m_s-2} \left(phl_{mh} \mathbf{i}_{s\alpha\beta h}^T \begin{bmatrix} \cos(h\theta'_r) & \sin(h\theta'_r) \\ -\sin(h\theta'_r) & \cos(h\theta'_r) \end{bmatrix} \mathbf{i}_{r\alpha\beta h} \right) \quad (3.33)$$

3.3 MODELO DA MÁQUINA NO REFERÊNCIAL DO ESTATOR - TRANSFORMADA DE PARK

Uma vez que o modelo agora é desacoplado é possível realizar esta transformação, pois o número de variáveis do rotor e estator agora são os mesmos.

Em (3.22), a matriz $\mathbf{N}_h$ fornece uma rotação no eixo na corrente do rotor $\mathbf{i}_{r\alpha\beta h}$ de tal maneira que as componentes do vetor são dadas por

$$\mathbf{i}_{s\alpha\beta h}^{\mathbf{P}_h} = \mathbf{P}_h \mathbf{i}_{r\alpha\beta h} \quad (3.34)$$

$$\text{sendo } \mathbf{P}_h = \begin{bmatrix} \sin(k\theta'_r) & -\cos(k\theta'_r) \\ \cos(k\theta'_r) & \sin(k\theta'_r) \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

As componentes desse vetor estão alinhadas com os fluxos e correntes do estator $\lambda_{s\alpha\beta h}$ e $\mathbf{i}_{s\alpha\beta h}$. Se os fluxos e corrente do rotor forem rotacionados por $\mathbf{P}_h$ obtém-se uma nova representação do modelo ativo da máquina, em que todas as variáveis (rotor e estator) estarão em uma mesma referência das variáveis do estator $\lambda_{s\alpha\beta h}$, $\mathbf{i}_{s\alpha\beta h}$ e $\mathbf{v}_{s\alpha\beta h}$. Daqui em diante será incluído nas variáveis um índice para indicar em que quadro de referência elas estão sendo representadas. O índice que indica a referência do rotor é “r” e o do estator será “s”.

$$\mathbf{x}_{s\alpha\beta h}^s = \mathbf{x}_{s\alpha\beta h} \quad (3.36)$$

$$\mathbf{x}_{r\alpha\beta h}^r = \mathbf{x}_{r\alpha\beta h} \quad (3.37)$$

As componentes do vetor do rotor podem ser convertidas para o quadro de referência do estator através de

$$x_{r\alpha\beta h}^s = x_{r\alpha\beta h}^{\mathbf{P}_h} = \mathbf{P}_h x_{r\alpha\beta h}^r \quad (3.38)$$

$$x_{r\alpha\beta h}^r = \mathbf{P}_h^{-1} x_{r\alpha\beta h}^{ph} = \mathbf{N}_h x_{r\alpha\beta h}^s. \quad (3.39)$$

Assim o modelo transformado será dado por

$$\lambda_{s\alpha\beta h}^s = l_{sh} \mathbf{i}_{s\alpha\beta h}^s + l_{mh} \mathbf{i}_{r\alpha\beta h}^s \quad (3.40)$$

$$\lambda_{r\alpha\beta h}^s = l_{rh} \mathbf{i}_{r\alpha\beta h}^s + l_{mh} \mathbf{i}_{s\alpha\beta h}^s \quad (3.41)$$

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta h}^s = r_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta h}^s + \frac{d\lambda_{s\alpha\beta h}^s}{dt} \quad (3.42)$$

$$\emptyset = r_r \mathbf{i}_{r\alpha\beta h}^s + h\omega_r \mathbf{D} \lambda_{r\alpha\beta h}^s + \frac{d\lambda_{r\alpha\beta h}^s}{dt} \quad (3.43)$$

$$C_{eh} = pkl_m \mathbf{i}_{s\alpha\beta h}^{sT} \mathbf{C} \mathbf{i}_{r\alpha\beta h}^s = phl_m (\mathbf{i}_{sah}^s \mathbf{i}_{r\beta h}^s - \mathbf{i}_{rah}^s \mathbf{i}_{s\beta h}^s) \quad (3.44)$$

$$C_e = \sum_{h=1,3,5,7,9,11} C_{eh} \quad (3.45)$$

em que:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

e $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ é a velocidade elétrica da máquina em rad/s.

3.4 MODELO DA MÁQUINA EM UM REFERENCIAL GENÉRICO

O modelo da máquina no referencial do estator, apresentado anteriormente, pode ser convertido para um referencial genérico, rotacionando todos os vetores representados no referencial do estator (“s”) com um ângulo genérico δ_{gk} . Os vetores no novo quadro de referência são indicados por um índice “ g_h ”. Por fim a transformação pode ser aplicada para qualquer vetor do estator e rotor,

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta h}^{g_h} = \mathbf{G}_h \mathbf{x}_{\alpha\beta h}^{s_h} \quad (3.47)$$

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta h}^{s_h} = \mathbf{G}_h^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta h}^{g_h} \quad (3.48)$$

onde

$$\mathbf{G}_h = \begin{bmatrix} \text{sen}(\delta_{gh}) & \cos(\delta_{gh}) \\ -\cos(\delta_{gh}) & \text{sen}(\delta_{gh}) \end{bmatrix} e \mathbf{G}_h^{-1} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\delta_{gh}) & -\cos(\delta_{gh}) \\ \cos(\delta_{gh}) & \text{sen}(\delta_{gh}) \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

O modelo transformado apresentado em (3.5)-(3.9) resultará então em

$$\lambda_{s\alpha\beta h}^{g_h} = l_{sh} \mathbf{i}_{s\alpha\beta h}^{g_h} + l_{mh} \mathbf{i}_{r\alpha\beta h}^{g_h} \quad (3.50)$$

$$\lambda_{r\alpha\beta h}^{g_h} = l_{rh} \mathbf{i}_{r\alpha\beta h}^{g_h} + l_{mh} \mathbf{i}_{s\alpha\beta h}^{g_h} \quad (3.51)$$

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta h}^{g_h} = r_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta h}^{g_h} + j\omega_{gh} \lambda_{s\alpha\beta h}^{g_h} + \frac{d\lambda_{s\alpha\beta h}^{g_h}}{dt} \quad (3.52)$$

$$\mathbf{0} = r_r \mathbf{i}_{r\alpha\beta h}^{g_h} + j(\omega_{gh} - h_{\omega r}) \lambda_{r\alpha\beta h}^{g_h} + \frac{d\lambda_{r\alpha\beta h}^{g_h}}{dt} \quad (3.53)$$

$$(3.54)$$

$$C_{ek} = p k l_{mk} \left(\mathbf{i}_{r\alpha k}^{g_k} \mathbf{i}_{s\beta k}^{g_k} - \mathbf{i}_{s\alpha k}^{g_k} \mathbf{i}_{r\beta k}^{g_k} \right)$$

$$C_e = \sum_{k=1,3,5,7,9,11} C_{ek}, \quad (3.55)$$

onde $\omega_{gh} = \frac{d\delta_{gh}}{dt}$ é a velocidade no referencial genérico para cada componente espacial.

3.5 REPRESENTAÇÃO COMPLEXA DO MODELO DA MÁQUINA

Segue abaixo a representação complexa, com as partes reais e imaginárias para qualquer vetor de estator ou rotor $\mathbf{x}_{\alpha\beta h}^{g_h}$.

$$\hat{\mathbf{x}}_{s\beta\alpha h}^{g_h} = \left(x_{s\beta h}^{g_h} + j x_{s\alpha h}^{g_h} \right) \quad (3.56)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{r\beta\alpha h}^{g_h} = (x_{r\beta h}^{g_h} + jx_{ra h}^{g_h}) \quad (3.57)$$

Essas quantidades complexas e seus conjugados podem ser obtidos pela transformação apresentada em (4.87).

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}_{s\beta\alpha h}^{g_h} \\ \hat{\mathbf{x}}_{s\beta\alpha h}^{g_h} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_c \mathbf{x}_{s\alpha\beta h}^{g_h} \text{ e } \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}_{r\beta\alpha h}^{g_h} \\ \hat{\mathbf{x}}_{r\beta\alpha h}^{g_h} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_c \mathbf{x}_{ra\beta h}^{g_h} \quad (3.58)$$

sendo:

$$\mathbf{T}_c = \begin{bmatrix} i & 1 \\ -i & 1 \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{T}_c^{-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -i & i \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

Aplicando a transformação, finalmente obtêm-se o modelo da máquina simplificado:

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{s\beta\alpha h}^{g_h} = l_{sk} \hat{\mathbf{i}}_{s\beta\alpha h}^{g_h} + l_{mh} \hat{\mathbf{i}}_{r\beta\alpha h}^{g_h} \quad (3.60)$$

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{r\beta\alpha h}^{g_h} = l_{sk} \hat{\mathbf{i}}_{r\beta\alpha h}^{g_h} + l_{mh} \hat{\mathbf{i}}_{s\beta\alpha h}^{g_h} \quad (3.61)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{s\beta\alpha h}^{g_h} = r_s \hat{\mathbf{i}}_{s\beta\alpha h}^{g_h} + j\omega_{gh} \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{s\beta\alpha h}^{g_h} + \frac{d\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{s\beta\alpha h}^{g_h}}{dt} \quad (3.62)$$

$$\emptyset = r_r \hat{\mathbf{i}}_{r\beta\alpha h}^{g_h} + j(\omega_{gh} - h\omega_r) \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{r\beta\alpha h}^{g_h} + \frac{d\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{r\beta\alpha h}^{g_h}}{dt} \quad (3.63)$$

$$c_{eh} = jpk l_{mh} \left(\hat{\mathbf{i}}_{s\beta\alpha h}^{g_{h*}} \hat{\mathbf{i}}_{r\beta\alpha h}^{g_h} - \hat{\mathbf{i}}_{s\beta\alpha h}^{g_h} \hat{\mathbf{i}}_{r\beta\alpha h}^{g_{h*}} \right) = ph l_{mh} \left(\mathbf{i}_{sah}^{g_h} \mathbf{i}_{r\beta h}^{g_h} - \mathbf{i}_{ra h}^{g_h} \mathbf{i}_{s\beta h}^{g_h} \right) \quad (3.64)$$

$$C_e = \sum_{h=1,3,5,7,9,11} C_{eh} \quad (3.65)$$

Cada FMM do modelo complexo pode ser visto como uma máquina de indução independente, que pode ser alimentada independentemente por um sistema balanceado de duas fases. A contribuição dos conjugados de cada máquina resulta em um conjugado equivalente apresentado em (3.65). Assim, ocorre um aumento de conjugado com a injeção de componentes harmônicos.

3.6 MODELO DA MÁQUINA EM REGIME PERMANENTE

Considerando o modelo apresentado acima, sendo alimentado por um sistema balanceado de duas fases, e estando estes desacoplados, cada par de componentes de tensão pode ter suas frequências escolhidas de forma independente. Assume-se então que cada componente do estator na referencial estacionário, $\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta h}^{sh}$, como um sistema bifásico senoidal equilibrado com frequência ω_h .

Admitindo o modelo da máquina para cada componente harmônico espacial no referencial síncrono dessa tensão específica, significa que, $\omega_{gh} = \omega_{vh}$, sendo possível obter

$$\delta_{gh} = \omega_{vh}t + \delta_{oh} \quad (3.66)$$

Na transformação do referencial genérico para o referencial síncrono de cada componente, $g_k \rightarrow v_k$. Portanto, no regime permanente as variáveis da máquina na referência síncrona serão dadas por:

$$\hat{\lambda}_{s\alpha\beta h}^{vh} = l_{sk}\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta h}^{vh} + l_{mk}\hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta h}^{vh} \quad (3.67)$$

$$\hat{\lambda}_{r\alpha\beta h}^{vh} = l_{sk}\hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta h}^{vh} + l_{mk}\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta h}^{vh} \quad (3.68)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta h}^{vh} = r_s\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta h}^{vh} + j\omega_{vh}\hat{\lambda}_{s\alpha\beta h}^{vh} \quad (3.69)$$

$$0 = r_r\hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta h}^{vh} + j(\omega_{vh} - h\omega_r)\hat{\lambda}_{r\alpha\beta h}^{vh} \quad (3.70)$$

$$(3.71)$$

$$C_{ek} = jphl_{mk} \left(\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta k}^{v_h*} \hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta k}^{vh} - \hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta k}^{vh} \hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta k}^{v_h*} \right) = phl_{mk} \left(\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha h}^{vh} \hat{\mathbf{i}}_{r\beta h}^{vh} - \hat{\mathbf{i}}_{r\alpha h}^{vh} \hat{\mathbf{i}}_{s\beta h}^{vh} \right) \quad (3.72)$$

$$C_e = \sum_{k=1,3,5,7,9,11} C_{ek}$$

As tensões e conjugado descritos anteriormente podem ser escritos em função das tensões e correntes abaixo.

$$\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta h}^{vh} = r_s\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta h}^{vh} + j\omega_{vh}l_{sh}\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta h}^{vh} + j\omega_{vh}l_{mh}\hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta h}^{vh} \quad (3.73)$$

$$\emptyset = r_{rh} \hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta h}^{v_h} + j\omega_{vhr} l_{rh} \hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta h}^{v_h} + j\omega_{vhr} l_{mh} \hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta h}^{v_h} \quad (3.74)$$

$$C_{eh} = jpk l_{mh} \left(\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta h}^{v_{h*}} \hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta h}^{v_h} - \hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta h}^{v_h} \hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta h}^{v_h} \right) \quad (3.75)$$

sendo

$$\omega_{vhr} = \omega_{vh} + h\omega_r, \quad (3.76)$$

e definindo:

$$\hat{\mathbf{i}}_{m\alpha\beta h}^{v_h} = \hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta h}^{v_h} + \hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta h}^{v_h} \quad (3.77)$$

Assim sendo, as equações de tensão podem ser escritas como:

$$\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta h}^{v_h} = r_s \hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta h}^{v_h} + j\omega_{vh} l_{lsh} \hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta h}^{v_h} + j\omega_{vh} l_{mh} \hat{\mathbf{i}}_{m\alpha\beta h}^{v_h} \quad (3.78)$$

$$\emptyset = \frac{r_{rh}}{\sigma_h} \hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta h}^{v_h} + j\omega_{vh} l_{lrh} \hat{\mathbf{i}}_{r\alpha\beta h}^{v_h} + j\omega_{vh} l_{mh} \hat{\mathbf{i}}_{m\alpha\beta h}^{v_h} \quad (3.79)$$

Com o escorregamento definido por:

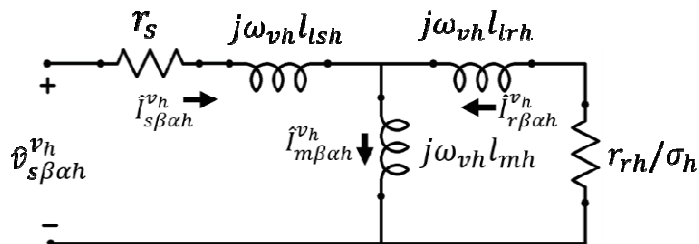
$$\sigma_h = \frac{\omega_{vh} - k\omega_r}{\omega_{vh}} \quad (3.80)$$

e as indutâncias:

$$l_{lsh} = l_{sh} - l_{mh} \quad (3.81)$$

$$l_{lrh} = l_{rh} - l_{mh} \quad (3.82)$$

Figura 3.1– Circuito Equivalente para o regime permanente para cada componente da FMM



Fonte: Elaborado pelo autor

3.7 CONSIDERAÇÕES

Neste capítulo toda a modelagem da máquina foi reescrita de forma a facilitar a compreensão dos efeitos da FMM, agora sendo alimentado por um sistema bifásico equilibrado. Através da transformação α - β , que utilizou a matriz ortonormal A_s , mostrada na seção anterior, foram apresentadas as novas matrizes de indutâncias próprias, a matriz de indutâncias mútuas e das resistências do estator e do rotor. A partir destes elementos, foi possível reescrever as equações do modelo da máquina para o plano α - β . Por este modelo se apresentar de forma desacoplada, ou seja, o número de variáveis do rotor e estator agora é o mesmo, pode-se fazer a consideração de mudarmos o referencial das grandezas do rotor para que sejam enxergadas de maneira estacionária do ponto de vista do estator, que seria a nova referência. Obteve-se isto através da transformada de Park.

O modelo agora, no referencial do estator, pode assumir qualquer referencial genérico, pela rotação de todos os vetores do estator e do rotor, para um ângulo genérico, trazendo a conveniência de transformar o modelo para o formato mais simples para se analisar seu comportamento adiante.

A transformação das variáveis permite não apenas a simplificação do modelo, mas também que o mesmo possa ser analisado em regime permanente, fornecendo assim os elementos necessários às análises de ganho de torque, as quais são alvo deste trabalho.

4 ANÁLISES DOS CIRCUITOS DE REGIME PERMANENTE

4.1 INTRODUÇÃO

Como foi visto no capítulo anterior, cada componente do modelo de força magnetomotriz (*fmm*) apresentado em (3.67)-(3.72), pode ser alimentado por um sistema balanceado de duas fases. E quando desacoplados, cada par de componentes de tensões podem ter suas frequências escolhidas independentemente. Na análise de resposta em frequência este fato é importante, pois cada plano correspondente a uma frequência ω_h e pode ser interpretado como um sistema independente. Assim, cada plano é analisado de forma isolada, fazendo com que seja observada a parcela de contribuição do conjugado em cada uma das frequências estabelecidas.

Neste capítulo é apresentada a análise do ganho de torque pela injeção de componentes harmônicas no modelo em regime permanente. A injeção de harmônicos é feita através de sinais de tensão com o sistema de alimentação em malha aberta.

4.2 ANÁLISE DE GANHO DE CONJUGADO PELA INJEÇÃO DE COMPONENTES HARMÔNICAS

A partir da Figura 3.1 e da análise das equações de tensão da máquina em (3.78) e em (3.79) a condição de regime permanente dos valores absolutos para os vetores de correntes rotórica e estatórica e o conjugado eletromagnético para cada componente harmônico ($h=1,3,5,7,9,11$) podem ser encontrados por meio da seguinte equação

$$C_{eh} = 2ph \frac{\omega_h l_{mh}^2}{\left(r_s \frac{r_{rh}}{\sigma_h} - \omega_h^2 \frac{l_{sh} l_{rh}}{\kappa_h}\right)^2 + \omega_h^2 \left(r_s l_{rh} + l_{sh} \frac{r_{rh}}{\sigma_h}\right)^2} \frac{r_{rh}}{\sigma_h} |\hat{\mathbf{v}}_{s\beta\alpha h}^{vh}|^2 \quad (4.1)$$

sendo:

$$\kappa_h = \frac{l_{sh} l_{rh}}{l_{sh} l_{rh} - l_{mh}^2} = \frac{1}{1 - \frac{l_{mh}^2}{l_{sh} l_{rh}}} \quad (4.2)$$

A magnitude de cada componente de corrente do estator é dada por

$$\left| \hat{i}_{s\alpha\beta h}^{vh} \right| = \frac{\sqrt{\left(\frac{r_{rh}}{\sigma_h} \right)^2 + (\omega_h l_{rh})^2}}{\sqrt{\left(r_s \frac{r_{rh}}{\sigma_h} - \omega_h^2 \frac{l_{sh} l_{rh}}{\kappa_h} \right)^2 + \omega_h^2 \left(r_s l_{rh} + l_{sh} \frac{r_{rh}}{\sigma_h} \right)^2}} \left| \hat{v}_{s\alpha\beta h}^{vh} \right| \quad (4.3)$$

A magnitude de cada componente de corrente do rotor é dada por

$$\left| \hat{i}_{r\alpha\beta h}^{vh} \right| = \frac{\omega_h l_{mh}}{\sqrt{\left(r_s \frac{r_{rh}}{\sigma_h} - \omega_h^2 \frac{l_{sh} l_{rh}}{\kappa_h} \right)^2 + \omega_h^2 \left(r_s l_{rh} + l_{sh} \frac{r_{rh}}{\sigma_h} \right)^2}} \left| \hat{v}_{s\alpha\beta h}^{vh} \right| \quad (4.4)$$

Se a frequência do regime permanente de cada componente é escolhida como sendo $\omega_h = h \cdot \omega_s$, todas as componentes harmônicas espaciais possuem velocidade síncrona na mesma velocidade do rotor. A frequência síncrona escolhida foi $\omega_s = 100\pi$ rad/s, e cada amplitude da tensão foi escolhida como:

$$\left| \hat{v}_{s\beta\alpha h}^{vh} \right| = \frac{\left| \hat{v}_{s\beta\alpha 1}^{v1} \right|}{h} \quad (4.5)$$

Vê-se na tabela 4.1 os parâmetros teóricos utilizados na simulação do motor de indução dodecafásico.

Tabela 4.1 – Parâmetros teóricos usados na simulação do motor de indução dodecafásico

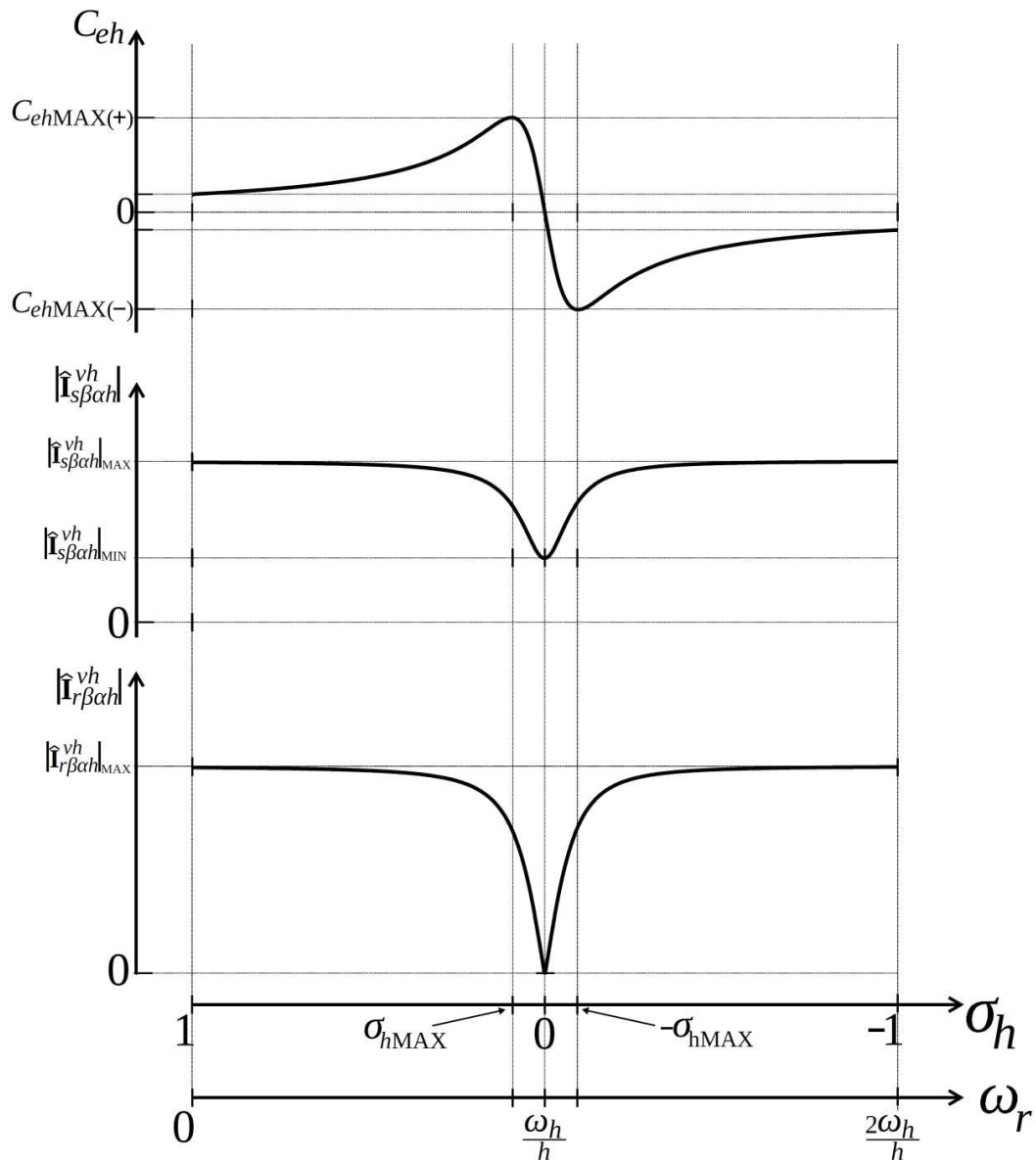
r_s 1.28 Ω	l_{s1} 0.2551 H	l_{s3} 0.0271 H	l_{s5} 0.0092 H	l_{s7} 0.0047 H	l_{s9} 0.0033 H	l_{s11} 0.0029 H
r_{r1} 6.3 $\mu\Omega$	r_{r3} 27.4 $\mu\Omega$	r_{r5} 65.4 $\mu\Omega$	r_{r7} 112.8 $\mu\Omega$	r_{r9} 160.2 $\mu\Omega$	r_{r11} 198.2 $\mu\Omega$	
l_{r1} 1.3 μH	l_{r3} 1.3 μH	l_{r5} 1.4 μH	l_{r7} 1.5 μH	l_{r9} 1.5 μH	l_{r11} 1.6 μH	
l_{m1} 0.382 mH	l_{m3} 0.114 mH	l_{m5} 0.054 mH	l_{m7} 0.027 mH	l_{m9} 0.011 mH	l_{m11} 0.002 μH	

Fonte: Elaborado pelo autor

A partir de (4.1) - (4.4) as curvas características típicas de conjugado e módulo das correntes estatórica e rotórica são apresentadas na Figura 4.1 como uma função do escorregamento σ_h e da velocidade do rotor ω_r .

Para um dado conjunto de parâmetros da máquina e velocidade num plano de referência ω_h (frequência de $\hat{v}_{s\alpha\beta h}^{vh}$) o conjugado eletromagnético de cada componente dado em (4.1) é função principalmente do ponto de operação σ_h .

Figura 4.1- a) Curva genérica Conjugado $\times$ Velocidade; b) curva corrente estatórica $\times$ Velocidade; c) curva corrente rotórica $\times$ Velocidade;

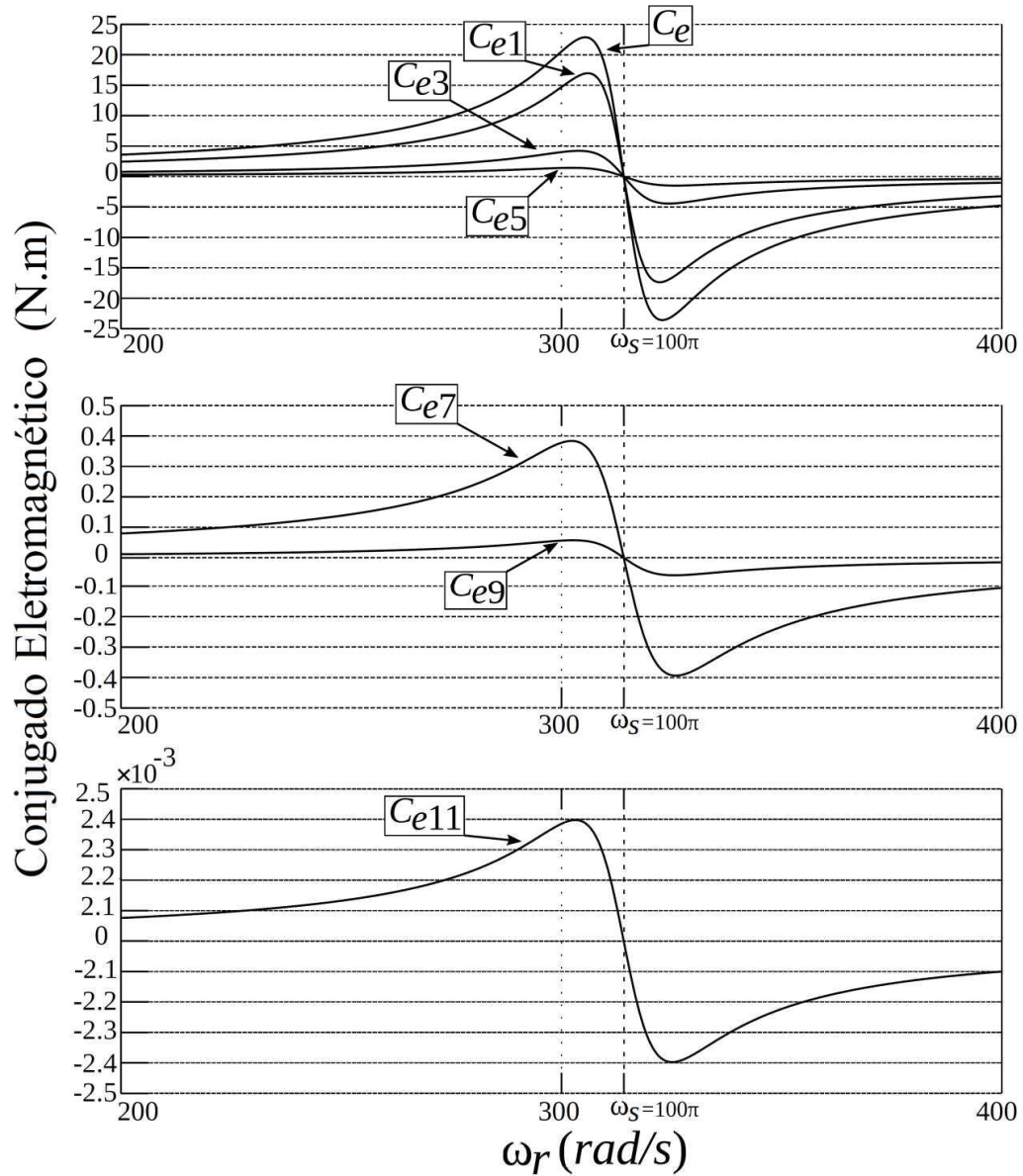


Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 4.2 é apresentada a curva característica de *conjugado $\times$ velocidade* em regime permanente para um motor de indução de doze fases em estudo cujos parâmetros teóricos foram apresentados na tabela 4.1.

Pode ser visualizado a partir da Figura 4.2, que cada componente harmônica espacial se comporta como uma máquina de $(p \times h)$ polos.

Figura 4.2- conjugado [N.m] $\times$ Velocidade [rad/s] para cada componente harmônica



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 4.2 – Máximo conjugado em regime permanente de cada componente harmônica e o máximo conjugado líquido - simulação

$C_{e\max}$	$C_{e1\max}$	$C_{e3\max}$	$C_{e5\max}$	$C_{e7\max}$	$C_{e9\max}$	$C_{e11\max}$
22.9 N.m	17.0 N.m	4.2 N.m	1.4 N.m	0.4 N.m	0.05 N.m	0.002 N.m
$C_{e\max}/$ $C_{e1\max}$	$C_{e3\max}/$ $C_{e1\max}$		$C_{e5\max}/$ $C_{e1\max}$	$C_{e7\max}/$ $C_{e1\max}$	$C_{e9\max}/$ $C_{e1\max}$	$C_{e11\max}/$ $C_{e1\max}$
1.347 N.m	0.247 N.m		0.082 N.m	0.024 N.m	0.003 N.m	0.0001 N.m

Fonte: Elaborado pelo autor

A Tabela 4.2 apresenta de forma sumarizada os valores máximos de conjugado eletromagnético obtidos em simulação computacional levando-se em conta os parâmetros de máquina já apresentados através da Tabela 4.1. Observa-se na primeira linha uma apresentação dos valores máximos de conjugado eletromagnético obtidos através da contribuição dos componentes harmônicos de forma acumulada, ou seja, os valores de conjugado estão se somando a medida em que são inseridos os sinais de tensão que trazem essas componentes. Nela o primeiro valor é o somatório de conjugados ímpares, da fundamental a o décimo primeiro harmônico, representado por $C_{e\max}$. A primeira linha da tabela expressa a soma acumulada e a segunda expressa a razão entre a componente harmônica e a componente fundamental.

Notou-se que o torque total $C_{e\max}$ é aproximadamente 35% maior que o torque produzido apenas pela componente fundamental $C_{e1\max}$. Por outro lado, o torque produzido pela componente de nono e décimo primeiro harmônicos pode ser considerado desprezível, 0,3% e 0,01%, respectivamente.

Desta forma, o conjugado total é melhorado pela injeção das terceira e quinta componentes harmônicas nas tensões de fase. Percebe-se também que, a medida que a ordem da componente harmônica aumenta, menor será sua contribuição no ganho de torque. Isso pode ser observado na tabela 4.2 que traz as contribuições de torque das componentes de terceiro e quinto harmônicos. Por esta tabela, percebe-se que a componente de terceiro harmônico é a que possui o valor mais expressivo dentre as componentes harmônicas levantadas com relação a contribuição do torque eletromagnético para a máquina em estudo.

4.3 TENSÕES DE FASE EM REGIME PERMANENTE

Se cada componente espacial harmônica, em seu plano de referência síncrona for alimentado pela tensão em regime permanente

$$\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta h}^{v_h} = \sqrt{\frac{12}{2}} V_h e^{j\phi_h} \quad (4.6)$$

Então De (3.58) e (4.6), encontra-se (4.7).

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta h}^{v_h} = \mathbf{T}_c^{-1} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta h}^{v_h} \\ \hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta h}^{v_h} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta h}^{v_h} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{12}{2}} \frac{V_h}{\sqrt{2}} \text{sen}(\phi_h) \\ \sqrt{\frac{12}{2}} \frac{V_h}{\sqrt{2}} \text{cos}(\phi_h) \end{bmatrix} \quad (4.7a)$$

As tensões de (4.7a) podem ser convertidas de volta para a referência estacionária a qualquer momento que seja necessário através de (3.52).

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{s\alpha\beta h}^{s_h} &= \mathbf{G}_h^{-1} \mathbf{v}_{s\alpha\beta h}^{v_h} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\delta_{gh}) & -\text{cos}(\delta_{gh}) \\ \text{cos}(\delta_{gh}) & \text{sen}(\delta_{gh}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{12}{2}} \frac{V_h}{\sqrt{2}} \text{sen}(\phi_h) \\ \sqrt{\frac{12}{2}} \frac{V_h}{\sqrt{2}} \text{cos}(\phi_h) \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{12}{2}} \frac{V_h}{\sqrt{2}} \text{cos}(\delta_{gh} + \phi_h) \\ \sqrt{\frac{12}{2}} \frac{V_h}{\sqrt{2}} \text{sen}(\delta_{gh} + \phi_h) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.8)$$

A frequência de cada componente harmônica de tensão é definida como sendo múltiplo da fundamental, portanto

$$\delta_{gh} = \omega_{vh} \cdot t = h \cdot \omega_s \cdot t \quad (4.9)$$

Temos agora que ω_{vh} é a velocidade angular ω_s multiplicada pelo respectivo número da componente harmônica correspondente.

Assim é possível obter.

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta h}^{s_h} = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{12}{2}} \frac{V_h}{\sqrt{2}} \cos(h\omega_s t + \phi_h) \\ \sqrt{\frac{12}{2}} \frac{V_h}{\sqrt{2}} \sin(h\omega_s t + \phi_h) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Finalmente as tensões de fase podem ser transformadas em (4.11) como segue.

$$\mathbf{v}_s^s = A_s \mathbf{v}_{s\alpha\beta}^s = A_s \begin{bmatrix} -\sqrt{12/2} \frac{v_1}{\sqrt{2}} \cos(\omega_s t + \phi_1) \\ \sqrt{12/2} \frac{v_1}{\sqrt{2}} \sin(\omega_s t + \phi_1) \\ -\sqrt{12/2} \frac{v_3}{\sqrt{2}} \cos(3\omega_s t + \phi_3) \\ \sqrt{12/2} \frac{v_3}{\sqrt{2}} \sin(3\omega_s t + \phi_3) \\ -\sqrt{12/2} \frac{v_5}{\sqrt{2}} \cos(5\omega_s t + \phi_5) \\ \sqrt{12/2} \frac{v_5}{\sqrt{2}} \sin(5\omega_s t + \phi_5) \\ -\sqrt{12/2} \frac{v_7}{\sqrt{2}} \sin(7\omega_s t + \phi_7) \\ \sqrt{12/2} \frac{v_7}{\sqrt{2}} \sin(7\omega_s t + \phi_7) \\ -\sqrt{12/2} \frac{v_9}{\sqrt{2}} \sin(9\omega_s t + \phi_9) \\ \sqrt{12/2} \frac{v_9}{\sqrt{2}} \sin(9\omega_s t + \phi_9) \\ -\sqrt{12/2} \frac{v_{11}}{\sqrt{2}} \sin(11\omega_s t + \phi_{11}) \\ \sqrt{12/2} \frac{v_{11}}{\sqrt{2}} \sin(11\omega_s t + \phi_{11}) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

O que resulta em (4.12).

$$\hat{\mathbf{v}}_s^s = \sum_{h=1,3,5,7,9,11} \begin{bmatrix} V_h \cos h(\omega_s t + \phi_k) \\ V_h \cos h\left(\omega_s t + \phi_k + \frac{\pi}{12}\right) \\ V_h \cos h\left(\omega_s t + \phi_k + \frac{2\pi}{12}\right) \\ V_h \cos h\left(\omega_s t + \phi_k + \frac{3\pi}{12}\right) \\ V_h \cos h\left(\omega_s t + \phi_k + \frac{4\pi}{12}\right) \\ V_h \cos h\left(\omega_s t + \phi_k + \frac{5\pi}{12}\right) \\ V_h \cos h\left(\omega_s t + \phi_k + \frac{6\pi}{12}\right) \\ V_h \cos h\left(\omega_s t + \phi_k + \frac{7\pi}{12}\right) \\ V_h \cos h\left(\omega_s t + \phi_k + \frac{8\pi}{12}\right) \\ V_h \cos h\left(\omega_s t + \phi_k + \frac{9\pi}{12}\right) \\ V_h \cos h\left(\omega_s t + \phi_k + \frac{10\pi}{12}\right) \\ V_h \cos h\left(\omega_s t + \phi_k + \frac{11\pi}{12}\right) \\ V_h \cos h\left(\omega_s t + \phi_k + \frac{12\pi}{12}\right) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

As tensões de fase em (4.12) são os seis primeiros harmônicos ímpares da série Fourier de um sinal periódico, as quais podem ser escolhidas para se adequar a vários tipos de sinais periódicos simétricos. Isto significa que, a forma de onda de tensão em regime permanente pode ser escolhida arbitrariamente para atingir tal objetivo.

4.4 CONSIDERAÇÕES

Este capítulo constitui a análise teórica do ganho de torque em função da injeção de componentes harmônicos no modelo da máquina em regime permanente. Assim foi possível definir que as primeiras componentes contribuem de forma mais significativa para o ganho de torque.

Além disso, é possível analisar a redução da impedância da máquina com a elevação da ordem do harmônico injetado, ou seja, as componentes de ordem mais elevada, além de ter baixíssima contribuição na elevação do conjugado eletromagnético, provocam um aumento na corrente o que pode afetar a vida útil da máquina.

A Tabela 4.2 apresenta de maneira consolidada os valores máximos de conjugado eletromagnético obtidos para cada componente harmônico. Notou-se que o torque total $C_{e_{max}}$ é aproximadamente 35% maior que o conjugado produzido apenas pela componente fundamental $C_{e_{max}}$. As maiores contribuições para este incremento no conjugado são relacionadas às componentes de ordem 3 e 5; e os conjugados produzidos pelas componentes de nono e décimo primeiro harmônicos pode ser considerado desprezível, representando 0,3% e 0,01% do total, respectivamente.

Portanto, foi verificado por simulação computacional, considerando os parâmetros teóricos de resistências e indutâncias para a máquina dodecafásica que o conjugado é melhorado pela injeção de harmônico nas tensões de fase. O trabalho segue adiante com as simulações dinâmicas e com os resultados experimentalmente alcançados nos próximos capítulos.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES DINÂMICAS

5.1 INTRODUÇÃO

De posse dos valores de simulação em regime permanente e conhecendo os parâmetros teóricos construtivos da máquina dodecafásica, o passo seguinte é simular a máquina diante de um conjugado mecânico, para uma avaliação do seu comportamento dinâmico, sua resposta com relação à variação de velocidade e se observar como a injeção dos harmônicos pode ser utilizada para melhorar o desempenho da máquina sob estas condições. O gráfico temporal de velocidade e de conjugado eletromagnético é apresentado, no qual pode ser visto o instante de partida, regime e entrada da carga, bem como todo o comportamento que a máquina reproduz diante cada um destes intervalos de tempo.

Foram utilizadas as tensões apresentadas em (4.12) para a alimentação da máquina. Elas representam as seis primeiras harmônicas ímpares da série de Fourier de um sinal periódico. Será visto que a forma de onda de tensão pode assumir, a depender do ângulo de fase, diferentes formatos. Entretanto, para se obter uma forma de onda de fluxo magnético quase retangular, cada magnitude V_h foi escolhida como em (4.5) e os ângulos de fase foram escolhidos conforme a Tabela 4.3. Para o estudo em questão o fluxo neste formato pode assumir valores maiores, devido a presença de harmônicas, sem atingir a região de saturação da máquina [29].

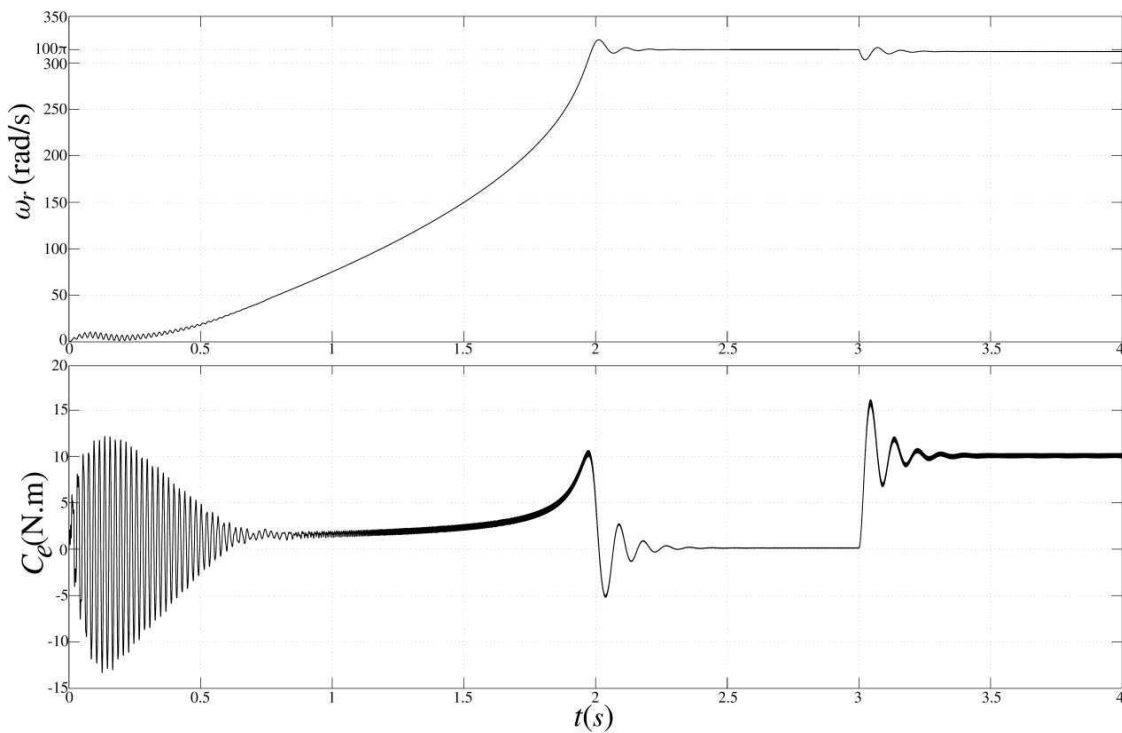
5.2 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

O gráfico da Figura 5.1 representa a simulação computacional da resposta dinâmica da máquina dodecafásica. As curvas temporais de velocidade angular ω_r , bem como a de conjugado eletromagnético, mostram a resposta a um estímulo provocado por um conjugado mecânico de $C=10\text{N.m}$. Este resultado da simulação foi obtido com as harmônicas de 1ª a 167ª ordem sendo levadas em consideração. Isto significa que as primeiras 84 harmônicas do sinal de tensão estão sendo consideradas no modelo. As tensões de fase descritas em (4.12) são aplicadas em $t=0\text{s}$ com a máquina na condição em vazio ou “sem carga”. Em $t=3\text{s}$, um de conjugado mecânico é aplicado.

Observa-se pelo gráfico a aceleração da máquina para o atingimento da velocidade em $100\pi \text{ rad/s}$ em $t=2\text{s}$, mantendo seu valor de regime até atingir $t=3\text{s}$, quando neste instante, ocorre uma variação de velocidade devido a entrada da carga mecânica, que oscila e se

estabiliza, com um valor pouco abaixo que $100 \pi \text{ rad/s}$, como se observa no instante $t=4\text{s}$. No gráfico de conjugado eletromecânico, ainda na Figura 5.1, também observa-se o valor de $C=10\text{N.m}$ sendo imposto à máquina no instante $t=3\text{s}$ e logo após se estabilizando em torno dele.

Figura 5.1- gráfico temporal da velocidade do rotor e do conjugado eletromagnético com as harmônicas de ordem 1 a 167 sendo levadas em consideração



Fonte: Elaborado pelo autor

A tensão de fase para as características de conjugado e velocidade determinadas tem magnitudes definidas em (4.3), entretanto os ângulos de fase ϕ_k podem ser escolhidos arbitrariamente. O objetivo é observar diferentes configurações de fluxo concatenado que possam incrementar o conjugado e verificar condições de não saturação da máquina. Vamos considerar para a escolha apresentada esses ângulos conforme tabela seguinte, os quais terão gráficos correspondentes na Figura 5.2.

A condição de regime permanente para os resultados na Figura 5.1, de $t=3.9\text{s}$ a $t=4\text{s}$ está destacada na Figura 5.2 para a velocidade do rotor $[\text{rad/s}]$, conjugado eletromagnético $[\text{N.m}]$, tensão de fase $[\text{V}]$ e fluxo concatenado $[\text{Wb}]$. A tensão de fase v_{sI} está ajustada para que os ângulos de fase “ ϕ_k ” estejam na configuração proposta na Tabela 5.1. O valor da velocidade do rotor ω_r em regime é verificado como sendo menor que $100\pi \text{ rad/s}$, (em torno

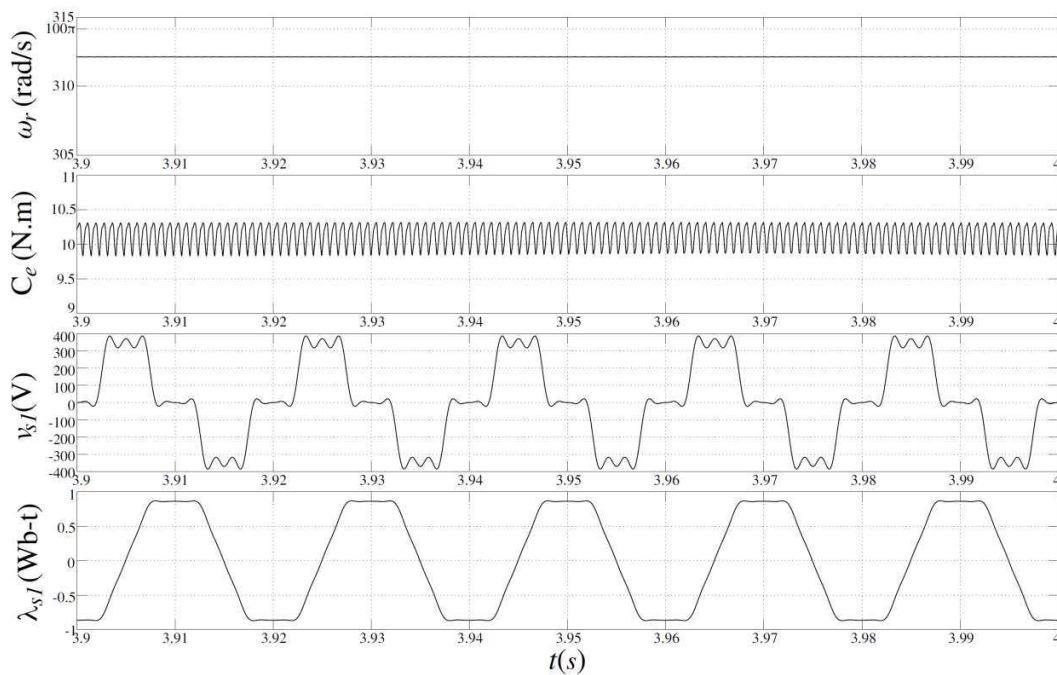
de 312 rad/s). O conjugado, por sua vez, possui uma pequena oscilação em torno do valor do conjugado mecânico $C=10\text{N.m}$. A tensão de fase é apresentada na figura com os harmônicos presentes até a 11ª ordem, assim como o fluxo concatenado possui um formato de onda quase retangular.

Tabela 5.1 – Ângulos de fase para as tensões de fase em regime permanente

$V_h = V_s/k$	$k = 1, 3, 5, 7, 9, 11$
$\phi_k = 0$	$k = 1, 3, 9, 11$
$\phi_k = \pi$	$k = 5, 7$

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.2- Gráficos temporais de velocidade do rotor, conjugado eletromagnético, tensão de fase e fluxo concatenado

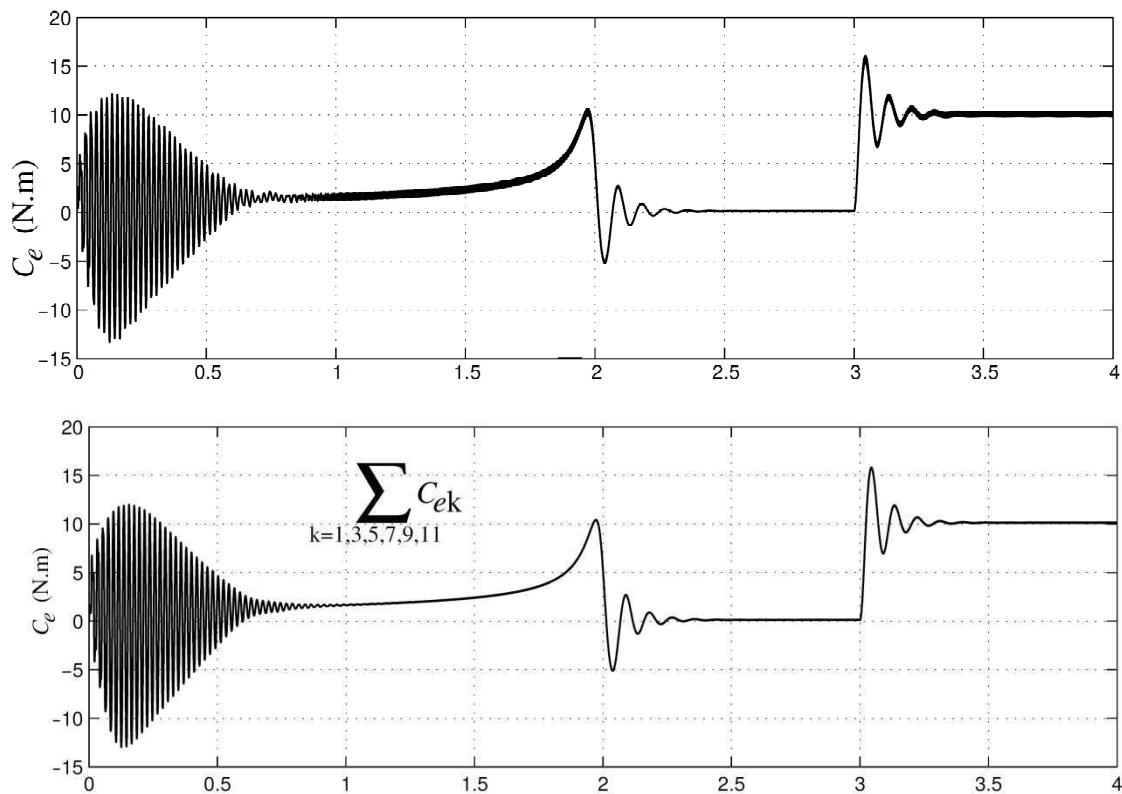


Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 5.3a é apresentado gráfico do conjugado líquido considerando as primeiras 84 harmônicas ímpares (do 1º ao 167º harmônico). Já na Figura 5.3b é mostrado o gráfico do conjugado com o somatório das seis primeiras harmônicas. Percebe-se que o gráfico não muda em seus valores instantâneos quando não há a presença das harmônicas superiores ($h > 11$, h ímpar). Elas possuem uma contribuição não tão relevante para a composição do conjugado eletromagnético total.

Então, observando a Figura 5.3, é possível perceber que a soma dos conjugados referentes aos componentes harmônicos de ordem 1, 3, 5, 7, 9 e 11 é equivalente ao conjugado total gerado pela máquina conforme mostrado na primeira janela da Figura 5.3. Desta forma, comprova-se que a expressão simplificada do conjugado eletromagnético descrita no modelo transformado (3.55) está coerente com as considerações feitas para se chegar à esta expressão.

Figura 5.3- a) gráfico do conjugado eletromagnético líquido, considerando as primeiras 84 harmônicas ímpares (da fundamental ao 167º harmônico); b) gráfico do conjugado eletromagnético - somatório das seis primeiras harmônicas de conjugado.

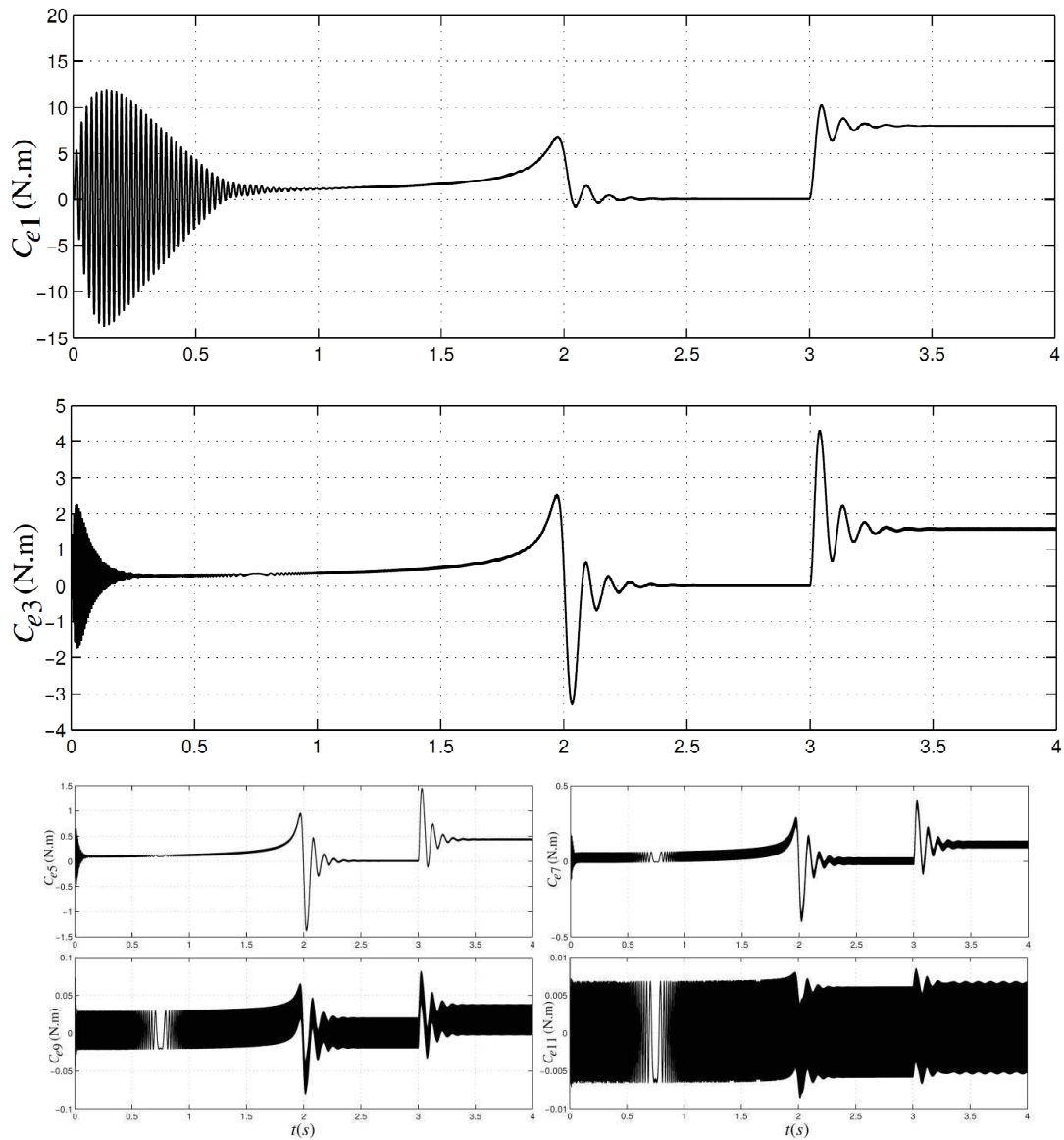


Fonte: Elaborado pelo autor

Na figura 5.4 é apresentada a contribuição individual de cada harmônica de conjugado para as seis primeiras delas, as quais são as próprias com a contribuição do conjugado resultante cc. É bastante perceptível, ao se observar os gráficos, que além da fundamental, os principais atores contribuintes para o conjugado são os harmônicos 3 e 5, pois seus valores de conjugado eletromagnético estão na mesma ordem de grandeza que o conjugado encontrado na contribuição da fundamental, os seguintes são bem menores quanto seu valor médio

comparado com a fundamental. O valor *rms* da componente de C_{e11} apresenta uma redução de mais de 90% do valor *rms* da componente C_{e3} .

Figura 5.4- Gráfico do Conjugado eletromagnético de cada uma das seis componentes harmônicas individualmente C_{e1} , C_{e3} , C_{e5} , C_{e7} , C_{e9} , C_{e11} .



Fonte: Elaborado pelo autor

5.3 CONSIDERAÇÕES

As simulações realizadas e apresentadas neste capítulo mostram que o modelo estudado e apresentado no capítulo anterior responde a contento ao conjugado simulado em rotina computacional.

Percebe-se, através dos gráficos da Figura.5.3 apresentados que a contribuição individual do conjugado é inversamente proporcional a ordem da componente harmônica responsável por aquela parcela. Notou-se também que o terceiro harmônico é a componente que mais contribui no conjugado para a máquina de doze fases simulada, conforme já relatava a literatura acerca do assunto.

Ainda em comparação entre as Figuras 5.1 a 5.4, observa-se que os harmônicos da ordem de 13 até 167 pouco contribuem no conjugado eletromagnético, chegando a ser desprezíveis as suas parcelas.

Verificou-se também que a velocidade rotórica (ω_r) também pode ser considerada como um parâmetro a ser observado no tocante ao incremento de conjugado, visto que a velocidade apresentou uma leve variação positiva mesmo com a máquina em carga após a aplicação dos harmônicos.

Estes valores encontrados nas simulações agora serão confrontados com os valores levantados em experimentos na bancada de laboratório, nas próximas seções.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 INTRODUÇÃO

Até aqui foram realizadas etapas importantes como a apresentação do modelo da máquina dodecafásica em variáveis naturais, evidenciando as características da mesma através das matrizes de resistências e indutâncias, tanto para o estator, quanto para o rotor; a apresentação da transformação desse modelo para se observar a contribuição de cada componente harmônico na formação da FMM; a obtenção das mudanças de referencial para uma melhor abordagem e aplicação das variáveis; bem como a apresentação do modelo em variáveis complexas; e por fim obtendo-se o modelo em regime permanente, chega-se a este capítulo para se comprovar, através de experimentos em bancada, os resultados simulados no capítulo anterior.

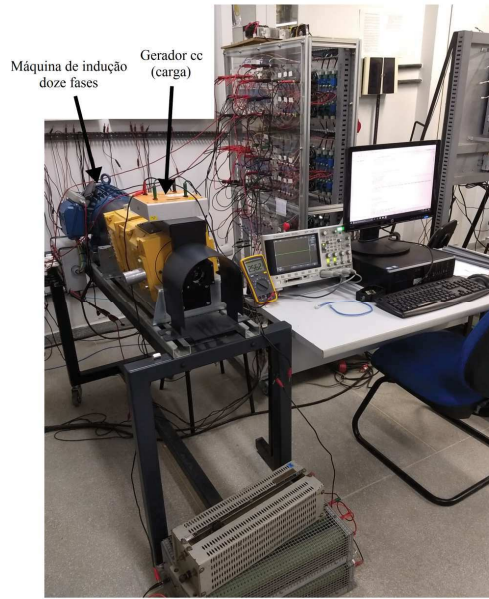
Para tanto, foi necessário elaborar uma rotina computacional em linguagem C, transcrevendo as equações matemáticas do modelo transformado para que se pudesse alimentar a máquina dodecafásica e extrair as leituras de tensão, correntes de fase, velocidade rotórica, etc. Destas, pôde-se obter os valores de potências ativa, reativa, fator de potência, eficiência da máquina. Os valores de tensão utilizados e os resultados obtidos estão na seção seguinte.

6.2 METODOLOGIA

Os resultados experimentais foram obtidos com um motor de indução de doze fases, com distribuição assimétrica do enrolamento do estator mostrado na Figura 2.2, acionado por um inversor PWM a fonte de tensão de treze braços (PWM-VSI), como apresentado nas Figs. 6.1 e 6.2. O décimo terceiro braço foi usado para que fosse possível se injetar o terceiro harmônico através da conexão estrela.

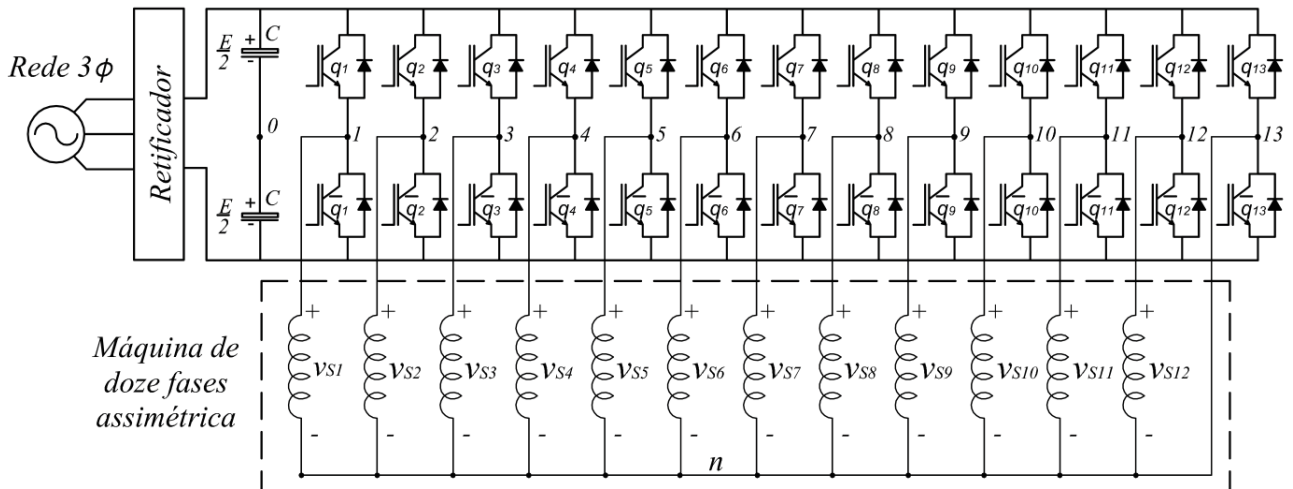
Um gerador de corrente contínua é utilizado para aplicar carga ao motor de indução. O PWM-VSI é controlado pelo processador de sinais digitais (DSP) TMS320F28379D da *Texas Instruments*. A frequência de chaveamento do PWM-VSI foi de 10kHz. A máquina foi alimentada em malha aberta com a mesma forma de onda de tensão v_{sh} como descrito no capítulo 5 e apresentado na Figura 5.2. As amplitudes da tensão fundamental em (5.4) escolhida foram $V_1=120V$ e $V_1=150V$ e a frequência fundamental foi $f_1=60Hz$. Serão apresentadas duas seções de resultados para cada um destes níveis de tensão aplicado.

Figura 6.1 – Bancada com o arranjo experimental



Fonte: Arquivo do autor

Figura 6.2 – Sistema de acionamento da máquina de doze fases. Conversor dom treze braços



Fonte: Elaborado pelo autor

A máquina foi alimentada sob três diferentes condições de tensão, de maneira que os sinais harmônicos fossem somados acumuladamente ao sinal da fundamental: num primeiro momento a máquina foi alimentada apenas com a componente fundamental (V_1); e em momentos posteriores a componente fundamental juntamente a terceira harmônica ($V_1 + \frac{V_1}{3}$); e a componente fundamental adicionada das harmônicas até a sétima ordem ($V_1 + \frac{V_1}{3} + \frac{V_1}{5} + \frac{V_1}{7}$).

Percebe-se que a quinta tinha em seu valor teórico de conjugado um valor muito próximo da sétima harmônica, e para efeitos de simplificação resolveu-se acumulá-las na última condição. Ainda foram levantadas as curvas para duas condições de tensão: com harmônicas até a nona ordem e até a décima primeira ordem. Entretanto eles não contribuíram de forma expressiva no resultado experimental do conjugado total e, portanto, não foram trazidos a este relatório, uma vez que a Figura 5.3 e Tabela 4.1, já apresentava estes valores de conjugados teóricos e simulados bastantes ínfimos em comparação aos harmônicos de ordem anteriores. Outro fator determinante para essa exclusão é o de que estes harmônicos de maior ordem, devido ao enfraquecimento das suas indutâncias mútuas, contribuem para o aumento das correntes e consequentemente as perdas.

Em cada cenário de tensão, dez condições de cargas diferentes foram aplicadas pelo gerador cc (do estado sem carga até carga máxima) e as seguintes variáveis foram medidas: conjugado no eixo, velocidade do rotor; amplitude de cada vetor de corrente do estator $\left| \hat{i}_{s\alpha\beta h}^{vh} \right|$; potência ativa; e potência reativa. A partir disso, foram calculados o fator de potência e a eficiência.

6.3 RESULTADOS OBTIDOS – TENSÃO DA COMPONENTE FUNDAMENTAL EM 120V

Diante das informações da tabela 5.3, que mostra os ângulos de fase para as tensões em regime permanente, a tabela 6.1 apresenta os valores tensão utilizados para que o barramento cc pudesse manter o índice de modulação próximo de $m_a=0,8$.

Tabela 6.1 – Valores de tensão de barramento cc utilizados

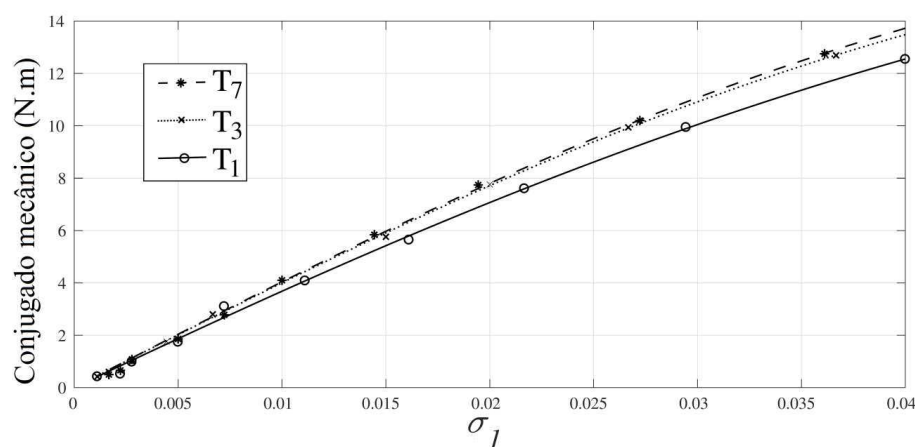
Configuração das Tensões de fase	Tensão do Barramento cc (V)
Apenas componente fundamental	295
Fundamental mais terceiro harmônico	390
Fundamental mais terceiro e quinto harmônicos	340
Fundamental mais terceiro, quinto e sétimo harmônicos	380
Fundamental mais terceiro, quinto e sétimo, nono e décimo primeiro harmônicos	375

Fonte: Elaborado pelo autor

Diante destas informações, e através do levantamento dos dados experimentais realizado em bancada, são apresentados a seguir os resultados através de gráficos, bem como os comentários acerca do comportamento de cada uma das variáveis presentes nos mesmos.

Na Figura 6.3 são apresentadas as curvas características de *conjugado x escorregamento*. Os dez pontos experimentais estão destacados e a curva foi ajustada para cada caso baseada nas equações teóricas de conjugado (4.1) e corrente (4.3).

Figura 6.3 – Resultados experimentais: (a) conjugado x escorregamento

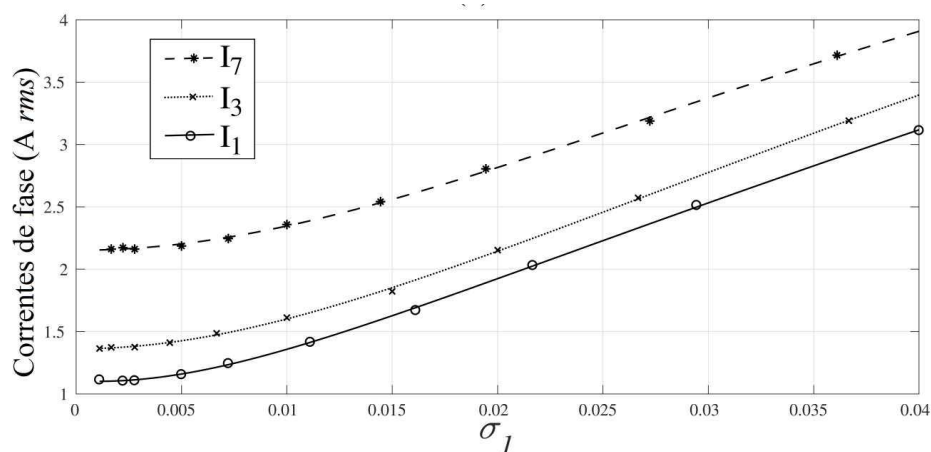


Fonte: Elaborado pelo autor

Os símbolos T_1 , T_3 e T_7 apresentados na Figura 6.3 representam o conjugado mecânico com apenas a tensão fundamental, com a fundamental adicionada da harmônica de terceira ordem, e a fundamental adicionada da terceira até a sétima harmônica, respectivamente. É possível observar que a maior contribuição de torque foi com a injeção da componente fundamental e harmônicos de ordem 3, 5 e 7 demonstrando correlação entre o que foi simulado na seção anterior.

Já na Figura 6.4, os símbolos I_1 , I_3 e I_7 representam as correntes de fase eficazes. Observa-se agora neste gráfico que as correntes de fases tendem a aumentar, conforme se acrescenta as componentes harmônicas, e que o maior nível de corrente nas fases acontece com a injeção da componente fundamental juntamente com os harmônicos de ordem 3, 5 e 7. Mesmo com este aumento, o valor nominal da máquina no tocante a capacidade de condução de corrente dos enrolamentos não é atingindo, garantindo a integridade das bobinas do estator.

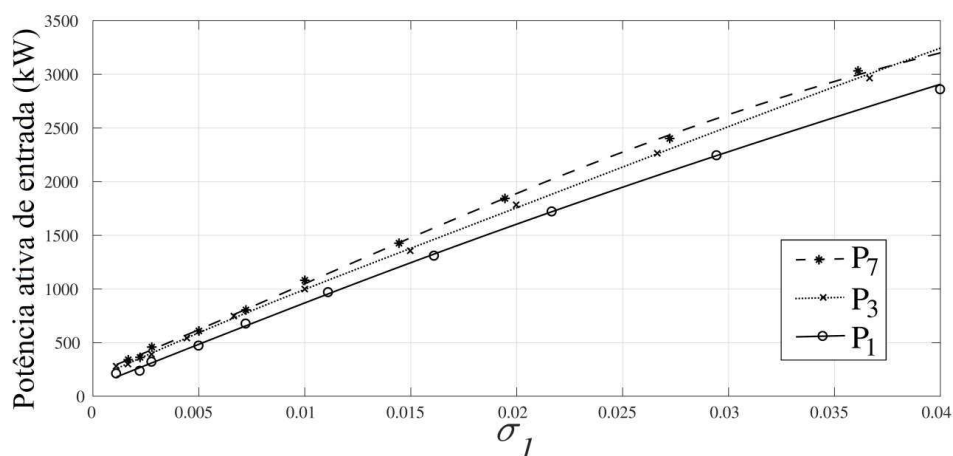
Figura 6.4 – Resultados experimentais - curva característica corrente x velocidade



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 6.5 é apresentada a potência ativa (P_1 , P_3 e P_7). Assim como foi visto no gráfico de correntes de fase, percebe-se na figura 6.5 que o maior valor encontrado na potência ativa foi quando da injeção da componente fundamental e juntamente com as harmônicas acumuladas de terceira (3ª), quinta (5ª) e sétima (7ª) ordens. Ainda sobre este gráfico, observa-se que para o escorregamento de 4%, a potência ativa apenas com a injeção da fundamental e da terceira harmônica sobressai-se em relação a curva que representa a injeção de harmônicos até a sétima ordem. Entretanto na faixa de escorregamento de 1 a 3%, a curva de injeção do sétimo harmônico tem seu melhor desempenho.

Figura 6.5 – Resultados experimentais- Potência ativa (kW)

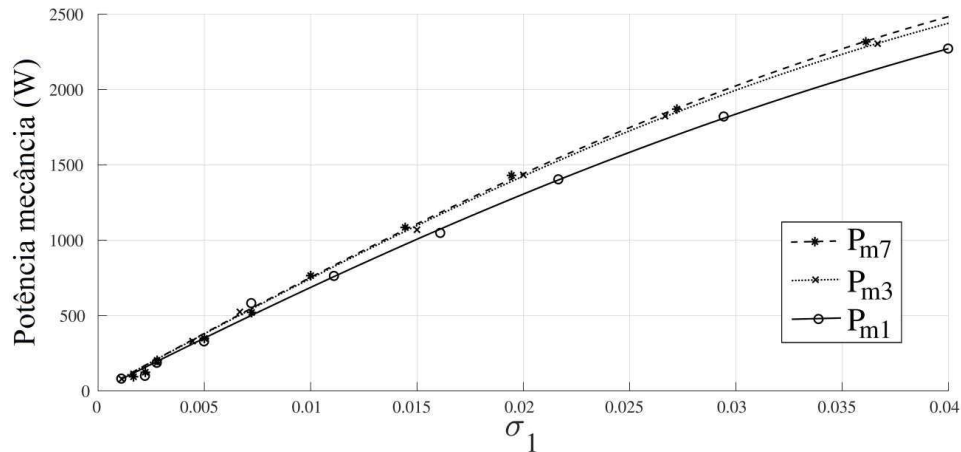


Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 6.5 é apresentada a potência ativa (P_1 , P_3 e P_7). Assim como foi visto no gráfico de correntes de fase, percebe-se na figura 6.5 que o maior valor encontrado na potência ativa foi quando da injeção da componente fundamental e juntamente com as

harmônicas acumuladas de terceira (3ª), quinta (5ª) e sétima (7ª) ordens. Ainda sobre este gráfico, observa-se que para o escorregamento de 4%, a potência ativa apenas com a injeção da fundamental e da terceira harmônica sobressai-se em relação a curva que representa a injeção de harmônicos até a sétima ordem. Entretanto na faixa de escorregamento de 1 a 3%, a curva de injeção do sétimo harmônico tem seu melhor desempenho.

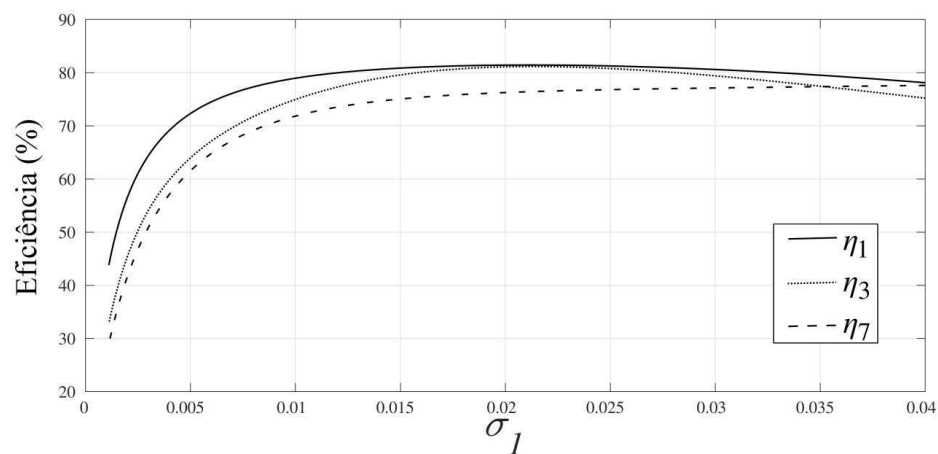
Figura 6.6 – Resultados experimentais: Potência mecânica (W)



Fonte: Elaborado pelo autor

Na figura 6.6 tem-se apresentada a curva potência mecânica (P_{m1} , P_{m3} e P_{m7}). Percebe-se que há um acréscimo na potência quando há a injeção destes harmônicos de ordem 3 e de ordem 7. Entretanto a contribuição do sétimo harmônico não é tão notada, uma vez que as curvas quase que se desenhavam uma sobre a outra ao longo dos valores de escorregamento, vindo a despontar timidamente a partir do escorregamento de 3%.

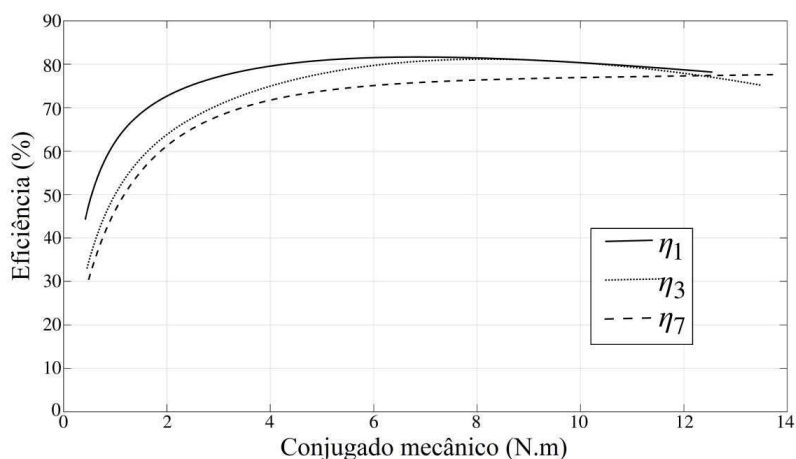
Figura 6.7 – Resultados experimentais: Eficiência (%)



Fonte: Elaborado pelo autor

O gráfico de eficiência (η_1 , η_3 e η_7) versus escorregamento é apresentado na figura 6.5 e mostra que o rendimento da máquina cai na presença dos harmônicos. Isto também é percebido quando se analisa o gráfico da Figura 6.6, onde são apresentadas as curvas características de eficiência x conjugado e fator de potência x conjugado. Nitidamente, verifica-se queda na eficiência com o aumento do conjugado, principalmente na presença do terceiro harmônico.

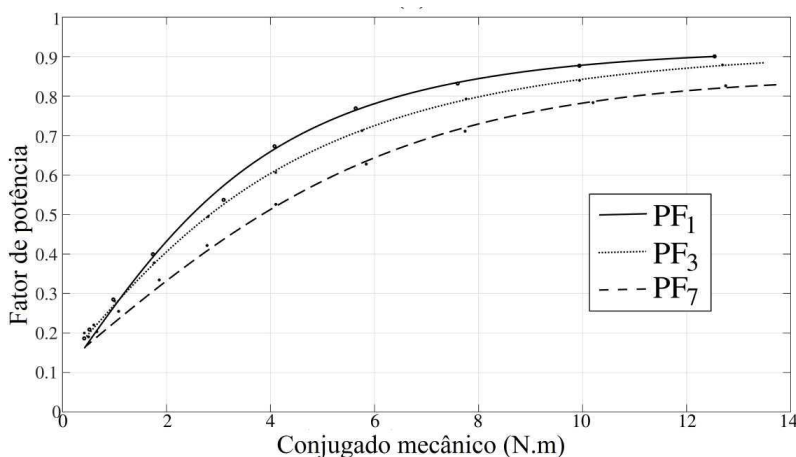
Figura 6.8 – Resultados experimentais - (a) Eficiência x Conjugado mecânico(N.m)



Fonte: Elaborado pelo autor

O fator de potência (Figura 6.9) também sofre decréscimo ao se comparar as curvas quando apenas se tem a fundamental e quando se acrescenta a ela a terceira harmônica, e o resultado piora ao se acrescentar a sétima.

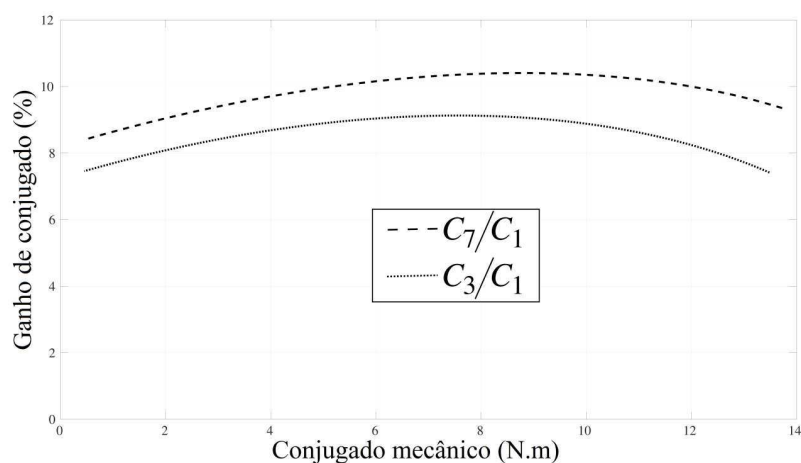
Figura 6.9 – Resultados experimentais - Fator de Potência x conjugado mecânico (N.m)



Fonte: Elaborado pelo autor

Embora visto nos gráficos anteriores que o rendimento diminuiu na presença das harmônicas injetadas com a fundamental, percebe-se que há ganho de conjugado ao se observar a Figura 6.10, principalmente quando se injeta o terceiro e o sétimo harmônicos da forma de onda de tensão com a fundamental. O sétimo harmônico contribuiu com um aumento de 10% no ganho de conjugado.

Figura 6.10 – Aumento percentual do Conjugado mecânico



Fonte: Elaborado pelo autor

6.4 RESULTADOS OBTIDOS – TENSÃO DA COMPONENTE FUNDAMENTAL EM 150V

Nesta seção, apresenta-se os resultados experimentais obtidos na máquina dodecafásica para a tensão de 150V, mantendo as características de tensão descritas na tabela 5.3.

A tabela 6.2, portanto, apresenta os valores tensão utilizados para que o barramento cc pudesse manter o índice de modulação próximo de $m_a=0,8$.

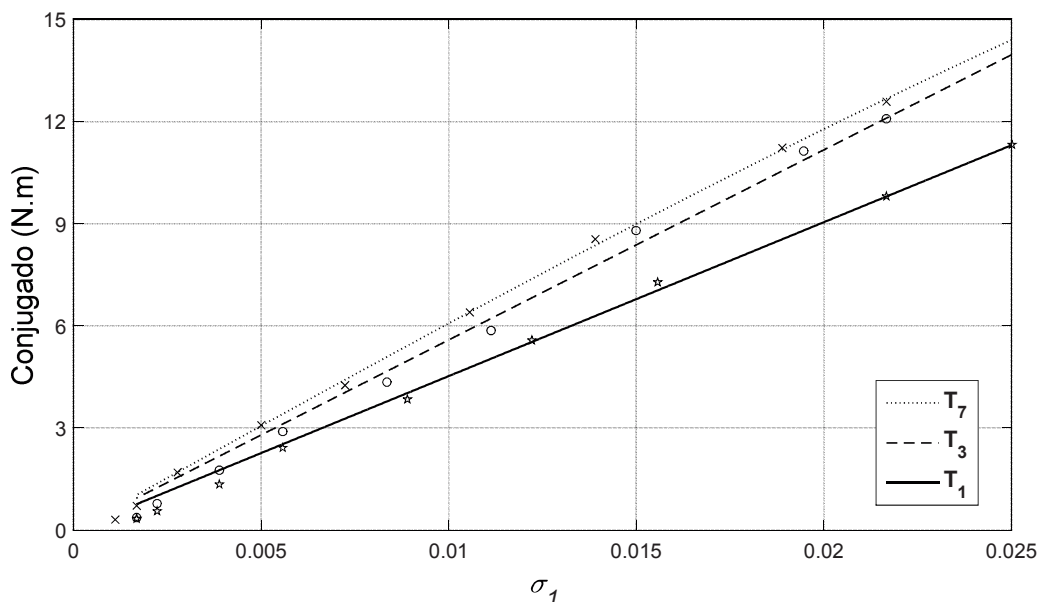
Tabela 6.2 – Valores de tensão de barramento cc utilizados – 150Vrms

Configuração das Tensões de fase	Tensão do Barramento cc (V)
Apenas componente fundamental	370
Fundamental mais terceiro harmônico	486
Fundamental mais terceiro e quinto harmônicos	430
Fundamental mais terceiro, quinto e sétimo harmônicos	470
Fundamental mais terceiro, quinto e sétimo, nono e décimo primeiro harmônicos	468

Fonte: Elaborado pelo autor

As condições para o levantamento dos resultados experimentais neste nível de tensão foram as mesmas estabelecidas anteriormente descritas. Seguem os gráficos obtidos a partir dos valores levantados, bem como os comentários acerca dos mesmos.

Figura 6.11 – Resultados experimentais: (a) conjugado x escorregamento



Fonte: Elaborado pelo autor

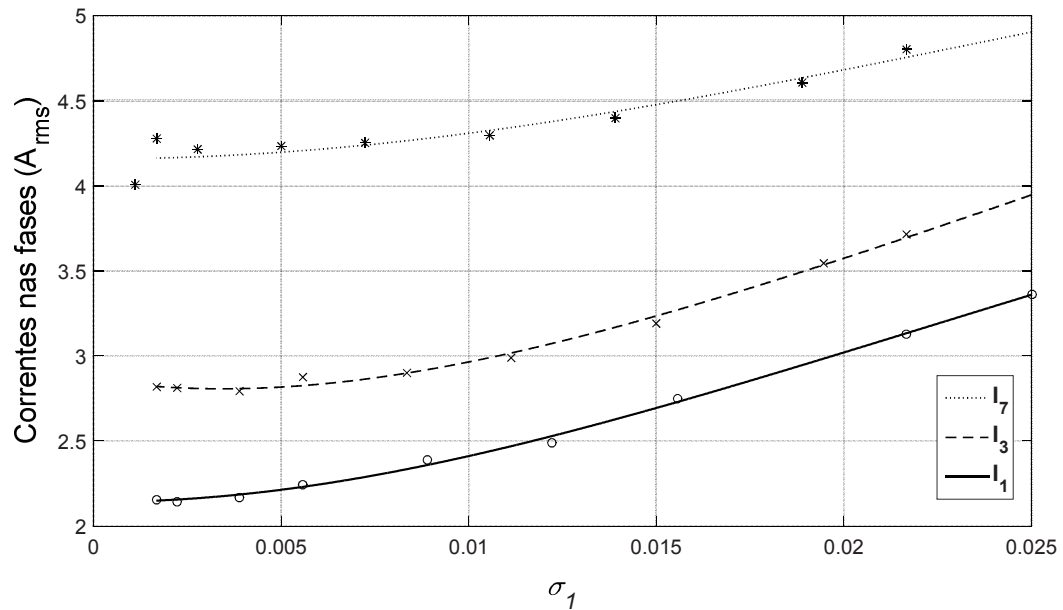
Na Figura 6.11 são apresentadas as curvas características de *conjugado x escorregamento*. Os dez pontos experimentais estão destacados e a curva foi ajustada para cada caso baseada nas equações teóricas de conjugado (4.1) e corrente (4.3).

Os símbolos T_1 , T_3 e T_7 apresentados na Figura 6.11 representam o conjugado mecânico com apenas a tensão fundamental, com a fundamental adicionada da harmônica de terceira ordem, e a fundamental adicionada da terceira até a sétima harmônica, respectivamente. É possível observar que a maior contribuição conjugado foi com a injeção da componente fundamental acrescidos dos harmônicos de ordem 3, 5 e 7 demonstrando forte correlação entre o que foi simulado na seção anterior. Quantitativamente, em comparação com a Fig. 6.3, na seção anterior, com o escorregamento em $\sigma_1=2,5\%$, que é o ponto comum às duas figuras, observa-se um incremento de em relação ao gráfico da Fig. 6.3

Já na Figura 6.12, os símbolos I_1 , I_3 e I_7 representam as correntes de fase eficazes acumuladas até o valor da harmônica ímpar correspondente. Observa-se agora neste gráfico que as correntes de fases tendem a aumentar, conforme se acrescenta as componentes harmônicas, e que o maior nível de corrente nas fases acontece com a injeção da componente fundamental juntamente com os harmônicos de ordem 3, 5 e 7. Com este aumento, o valor

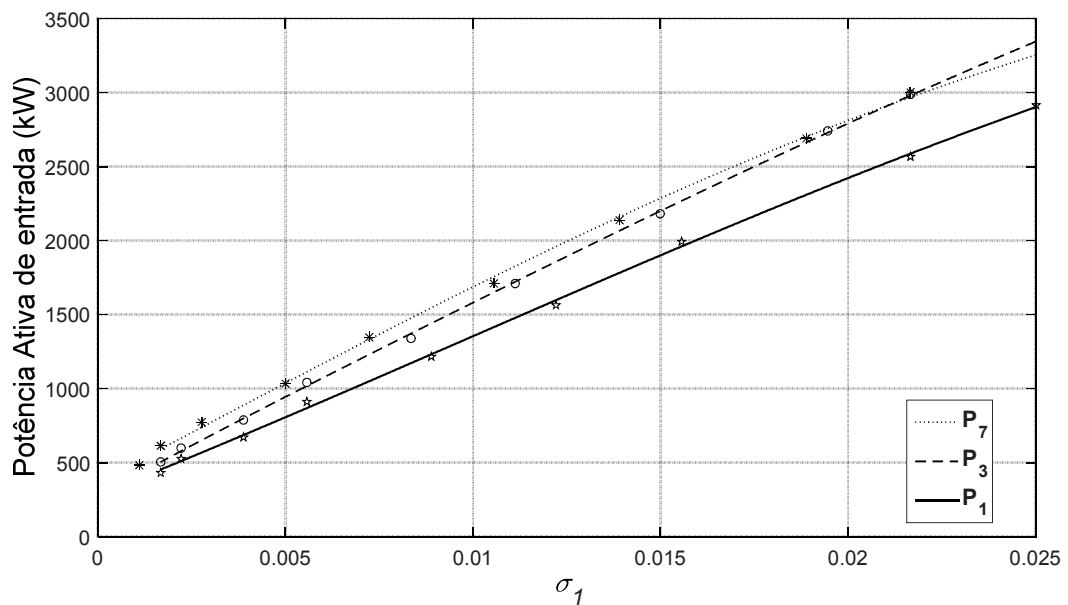
nominal da máquina no tocante a capacidade de condução de corrente dos enrolamentos chega a aproximadamente 5A, valor que ainda é inferior ao valor nominal dos condutores dos enrolamentos, embora seja 59% maior que o valor registrado na figura 6.4, no escorregamento de $\sigma_1=0,0025$ (2,5%).

Figura 6.12 – Resultados experimentais - curva característica corrente x velocidade



Fonte: Elaborado pelo autor

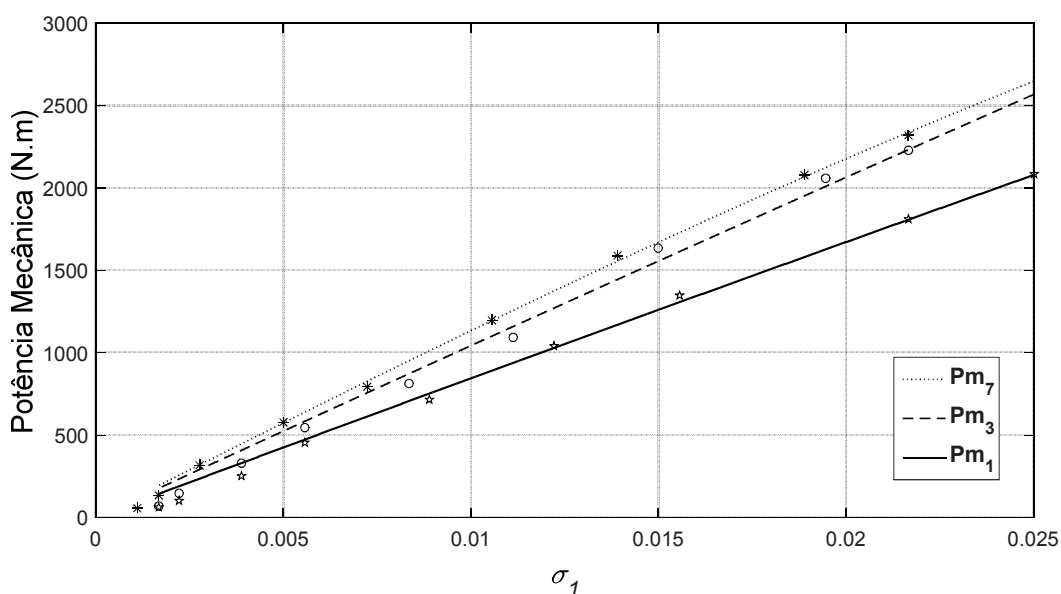
Figura 6.13 – Resultados experimentais- Potência ativa (kW)



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 6.13 é apresentada a potência ativa (P_1 , P_3 e P_7). Assim como foi visto no gráfico de correntes de fase, percebe-se novamente que o maior valor encontrado na potência ativa foi quando da injeção da componente fundamental e juntamente com as harmônicas acumuladas de terceira (3^a), quinta (5^a) e sétima (7^a) ordens. Ainda sobre este gráfico, observa-se que para o escorregamento de 2,5%, a potência ativa apenas com a injeção da fundamental e da terceira harmônica sobressai-se em relação a curva que representa a injeção de harmônicos até a sétima ordem. Entretanto na faixa de escorregamento de 0 a 2%, a curva de injeção do sétimo harmônico tem seu melhor desempenho. Na comparação com o gráfico da Figura 6.5, há um aumento de 43% do valor da Potência ativa de entrada, quando do escorregamento $\sigma_1=2,5\%$.

Figura 6.14 – Resultados experimentais: Potência mecânica (W)

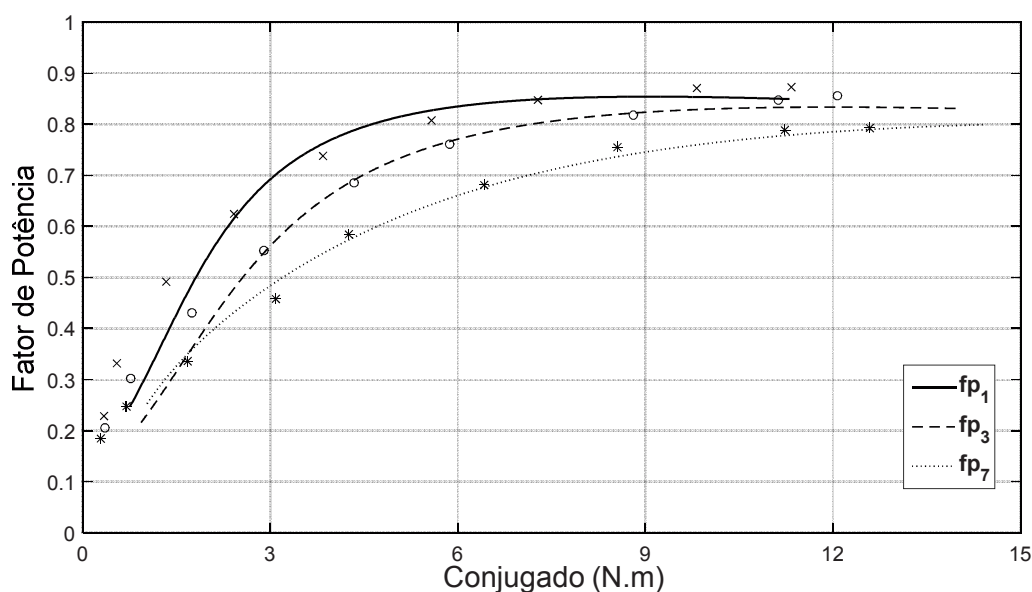


Fonte: Elaborado pelo autor

Na figura 6.14 tem-se apresentada a curva potência mecânica (P_{m_1} , P_{m_3} e P_{m_7}), onde os índices 1, 3, 7 retratam a ordem acumulada das harmônicas ímpares na injeção de tensão. Percebe-se que há um acréscimo na potência quando há a injeção destes harmônicos de ordem 3 e de ordem 7, assim como foi visto na Figura 6.6. Entretanto, em comparação a este mesmo gráfico, no escorregamento de $\sigma_1=2,5\%$ tem-se observado um aumento da potência de aproximadamente 50%.

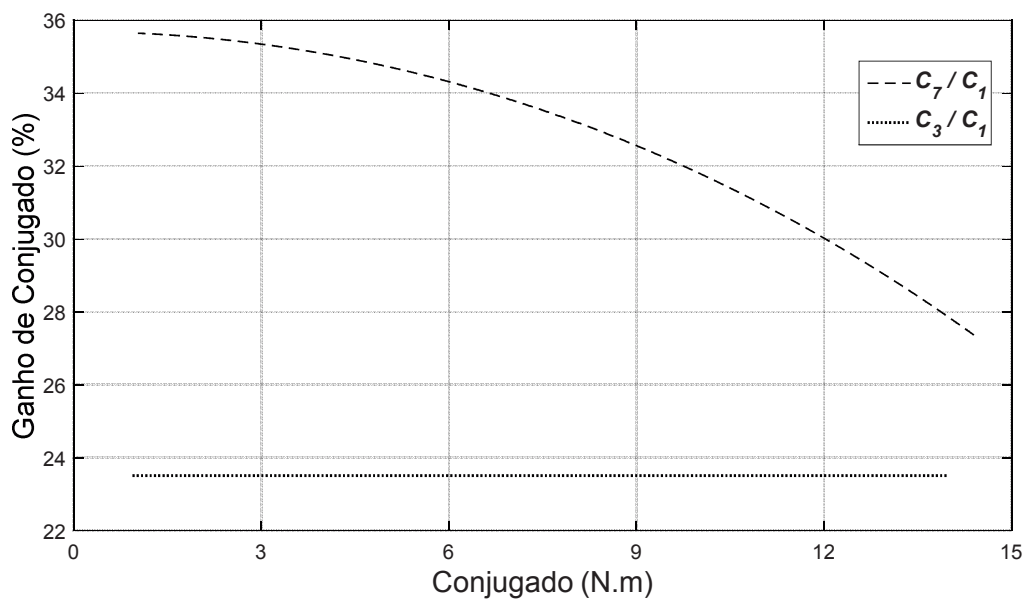
A Figura 6.15 apresenta o gráfico do fator de potência em função do conjugado, evidenciando as curvas para os harmônicos 1, 3 e 7 acumuladamente. Assim como visto na Figura 6.9, que retratou o mesmo gráfico numa tensão de 120V, o fator de potência é comprometido com a na presença das harmônicas injetadas com a fundamental, embora este comprometimento não seja um impeditivo para a utilização desta configuração em cargas acima de 10N.m.

Figura 6.15 – Resultados experimentais - Fator de Potência x conjugado mecânico (N.m)



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 6.16 – Aumento percentual do Conjugado mecânico



Fonte: Elaborado pelo autor

O aumento de conjugado na presença das harmônicas injetadas com a fundamental foi observado na Figura 6.16, gráfico do ganho de conjugado em relação a fundamental, para a terceira harmônica e acumuladamente para a terceira, a quinta e a sétima harmônicas. O sétimo harmônico contribuiu com um aumento de aproximadamente 27% no ganho de conjugado.

6.5 CONSIDERAÇÕES

A máquina dodecafásica foi utilizada com uma configuração descrita na Tabela 6.1, a qual é submetida a uma configuração de tensão, em que se alterna o ângulo de fase da tensão harmônica a ser injetada na máquina, no caso em questão as harmônicas de ordem 5 e 7. Foi mostrado que, desta forma, o fluxo concatenado se apresenta de maneira semelhante a uma onda retangular, não chegando a ter pontos de saturação, diminuindo a corrente nas fases e bem como diminuindo o nível do barramento CC com o uso da forma de onda de tensão nessa configuração.

Pelo que foi observado neste capítulo, esta configuração se mostrou mais eficiente através do seu ganho de conjugado mecânico elevado e baixo aumento nas correntes de fase, menor que 20%, com a tensão de 120V. Já na tensão de 150V, o valor da corrente superou esta marca, atingindo um valor 46% maior em relação a corrente de fase apenas com a fundamental sendo injetada.

Foi visto também que o conjugado foi melhorado consideravelmente, em ambos os cenários, principalmente quando foi estabelecida a tensão de 150V. O ganho atingido foi de 27% para cargas de maior valor, conforme Figura 6.16.

Desta forma é possível observar que a máquina se comporta de forma diferente a depender da configuração harmônica e da tensão de referência utilizada, pois estes parâmetros influenciam diretamente na amplitude e no formato da onda de fluxo magnético gerado na máquina.

7 CONCLUSÕES

7.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foi apresentada a capacidade de uma máquina de indução de doze fases ter seu conjugado aumentado através da injeção de harmônicos de tensão. Resultados experimentais apresentaram um aumento no conjugado superior a 9% com a injeção da terceira harmônica e superior a 11% com a injeção das harmônicas até a sétima ordem, chegando a um ganho de 27% quando estabelecida a tensão de referência da fundamental em 150V para faixa de conjugado de maior valor.

Uma vez que as indutâncias mútuas tornam-se insignificantes para harmônicas de maior ordem, a injeção da nona e da décima primeira harmônicas não apresentaram uma produção substancial de conjugado e aumenta substancialmente a corrente e, desta forma, as perdas.

A injeção da terceira harmônica não compromete a eficiência, exceto para cargas maiores. A injeção de harmônicas até a sétima ordem para cargas de maior exigência de conjugado (Figura 6.7) apresenta uma eficiência ligeiramente mais baixa que aquele com apenas a componente fundamental (menos de 2%). Este parâmetro não foi possível obter para o cenário de 150V.

De fato pode-se concluir que a injeção até a sétima harmônica aumenta o conjugado da máquina para condições nominais e para as novas condições a eficiência da máquina é ligeiramente menor que a eficiência quando apenas a componente fundamental é aplicada, em um cenário de 120V para a tensão de referência.

Em ambos os cenários, para tensão de referência de 120V e 150V, foi notório a melhora no desempenho da máquina no tocante à potência mecânica e conjugado produzido. Um fato que deve ser destacado é a questão do aumento da corrente de fase quando da configuração de 150V, o que impacta diretamente no consumo da máquina, e consequentemente nas perdas joules da mesma.

Assim sendo, a melhor condição de operação para este motor de indução polifásico de doze fases é a operação senoidal para cargas de menor exigência de conjugado mecânico e injeção de harmônicos para alto conjugado mecânico, especialmente para condições de sobrecarga. Esta característica pode ser usada pelo sistema de acionamento para melhorar a densidade de conjugado e a faixa de potência com um maior conjugado mecânico e com as máquinas elétricas ocupando menos espaço.

7.2 TRABALHOS FUTUROS

Com o domínio do uso da bancada e com a prática do experimento, viu-se a necessidade de se testar outras configurações da máquina, tanto nas ligações dos enrolamentos, passando-a para configuração simétrica, como na entrada das tensões de fases, que podem ter seu ângulo de fase alterado para refletir em alterações na forma de onda do fluxo concatenado.

Foi também observado que outras estratégias podem ser desenvolvidas para aumentar a confiabilidade do projeto. Entre elas estão refazer todos os testes que foram feitos com uma tensão de referência em 170V com a máquina dodecafásica, variando as configurações de tensão; repetir os testes feitos neste trabalho usando métodos de medição mais precisos. Nesse caso a proposta seria fazer a aquisição dos conjugados mecânicos da máquina através de um sistema digital, evitando erros de leitura que podem ter sido cometidos durante as medições, aumentando assim a confiabilidade dos resultados e servindo de uma comparação com os resultados obtidos anteriormente.

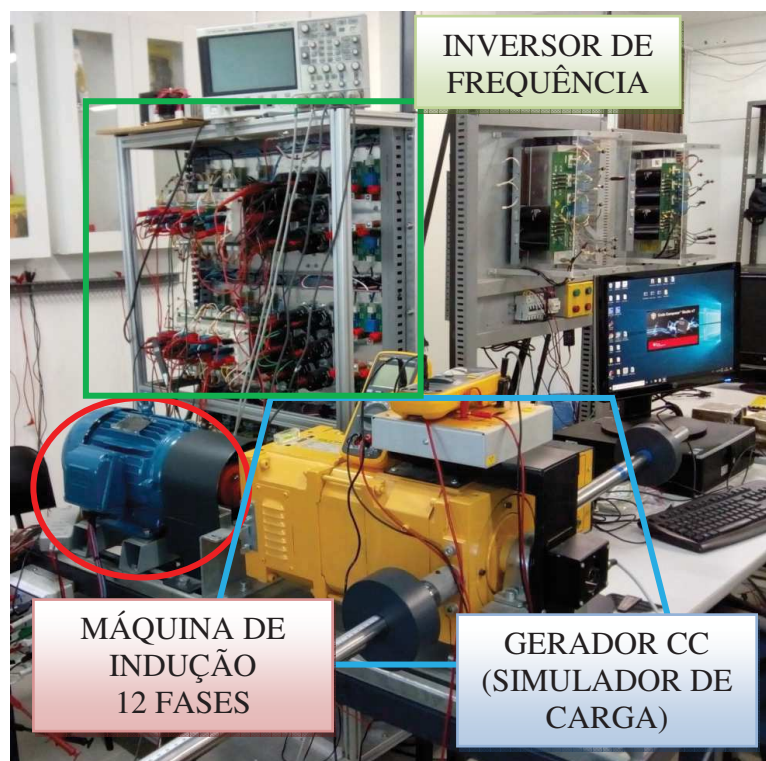
A. ANEXO – DESCRIÇÃO DA BANCADA EXPERIMENTAL

Este capítulo apresenta os equipamentos utilizados no desenvolvimento do trabalho, usados para fazer os testes necessários para o acionamento correto da máquina e obter os resultados experimentais.

1. BANCADA E INVERSOR

A bancada para coleta de resultados experimentais é apresentada na Figura 6.1. Ela é composta de uma estrutura metálica que dá sustentação mecânica a todos os circuitos de força (por exemplo, inversor de frequência), e de comando (processador digital de sinais – do inglês *DSP*) alimentação da bancada, sensores de corrente e de tensão, barramento CC, composto de associação de capacitores e circuito retificador. Adjacente a ela, tem-se na Figura 6.1 a estrutura que sustenta a máquina de indução de doze fases e a máquina CC, que faz o papel de carga mecânica acoplada ao eixo do motor de indução.

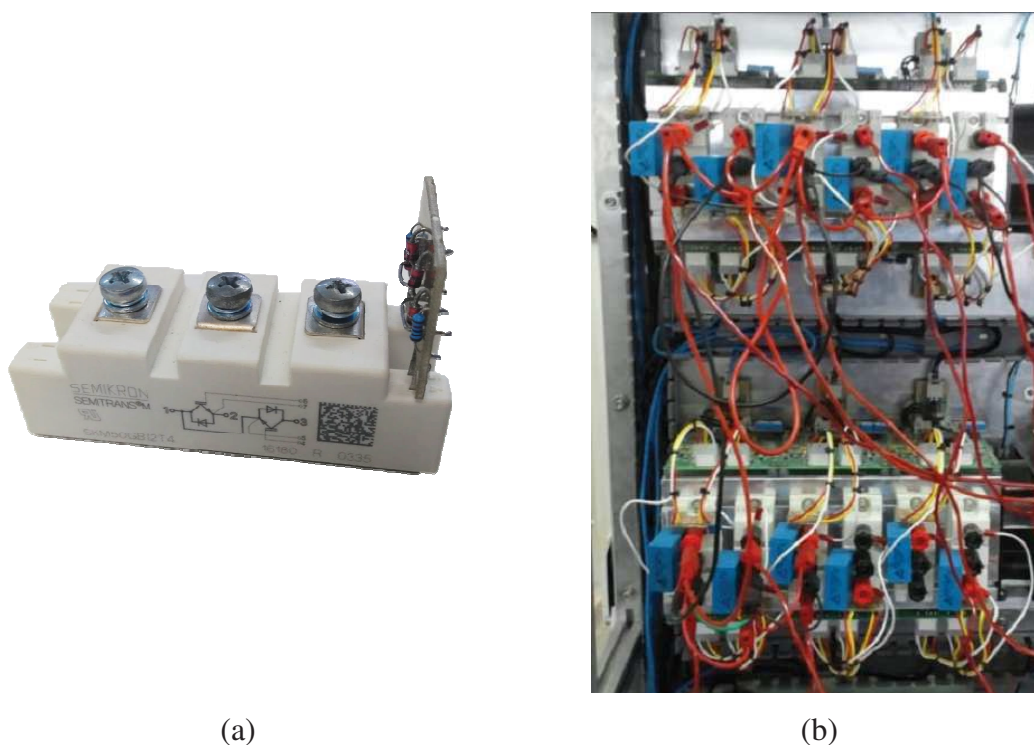
Figura A.1 – Bancada experimental do LOSE/UFPB.



Fonte: Arquivo do autor

A bancada é composta de um inversor que possui 18 módulos compostos cada um de duas chaves semicondutoras tipo IGBT do fabricante SEMIKRON, que podem ser chamados de braços de chaves na composição do inversor. Na Figura 6.2 (a) é apresentado um destes braços utilizados na bancada e na Figura 6.2 (b) são apresentados os módulos compondo um conjunto de doze braços montado no inversor, seis na parte superior e o restante na parte inferior.

Figura A.2 - (a)Chave SEMIKRON; e (b)Módulo de chaves semicondutoras.



Fonte: Arquivo do autor

O dispositivo que faz a interface entre os sinais e os tornam adequados para a potência das chaves é o *driver* modelo SKHI 23/12 do fabricante Semikron.

Tanto o *driver* como as chaves semicondutoras são do mesmo fabricante, a SEMIKRON®. O *Driver* SKHI 23/12 é compatível com tensões de entrada de 5V a 15V, pode comandar duas chaves de forma independente, comanda chaves que podem operar com tensões de até 1200V, possui isolamento e tempo morto.

O processador utilizado no acionamento das chaves e para toda a programação foi o TMS320F28379, plataforma F28379D Delfino Experimenter Kit da empresa Texas Instruments®.

Vale ressaltar que a alimentação do barramento foi feita por um circuito retificador da própria bancada, que por sua vez era alimentada por uma fonte de tensão variável disponível no laboratório. Com este arranjo foi possível alcançar os níveis cc necessários ao acionamento na condição imposta pelo nível de tensão que iria alimentar a máquina.

Sob o aspecto de operação e manutenção, cabe resaltar a importância das preventivas em um equipamento desse tipo, apesar de a bancada não possuir partes móveis. Um exemplo disto é o reaperto das conexões e bornes existentes na bancada. Realizando atividades como esta, diminui bastante o risco de mal contatos, flutuações de tensão e ruídos nas leituras dos sensores, evitando a captação errônea dos dados experimentais e mal funcionamento dos equipamentos

2. SISTEMA ELETROMECAÂNICO DE FRENAGEM

Com a finalidade de se testar a máquina operando com cargas em seu eixo foi acoplada ao eixo da máquina, um gerador CC (modelo DL 2062) do fabricante DeLorenzo®, mostrado na figura 8.3. Uma carga resistiva é colocada na armadura da máquina, e através da variação da tensão no enrolamento de campo faz-se o controle da força eletromotriz. Como a máquina CC e a dodecafásica estão conectadas pelo eixo, o gerador CC impõe uma carga, elevando o conjugado da máquina. Dessa forma, podem ser coletados os resultados para a máquina de doze fases com carga.

Figura A.3 - Gerador CC da DeLorenzo® modelo DL 2062 acoplado a máquina dodecafásica



Fonte: Arquivo do autor

3. MEDIÇÃO DE VELOCIDADE E CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO E OUTROS INSTRUMENTOS

A figura 8.4 mostra o equipamento que foi utilizado para fazer medições de velocidade e conjugado eletromagnético da máquina estudada. Trata-se de um módulo didático para medição de potência mecânica, do fabricante DeLorenzo® modelo DL10055N, que possui uma fonte de tensão regulável. Para se obter a leitura de velocidade do rotor foi utilizado tacômetro digital, mostrado na Figura 8.5 e para a leitura do conjugado mecânico, um sistema de barras para auferir o conjugado mecânico da máquina mostrado na Figura 8.6.

Figura A.4 – Medidor DeLorenzo®.

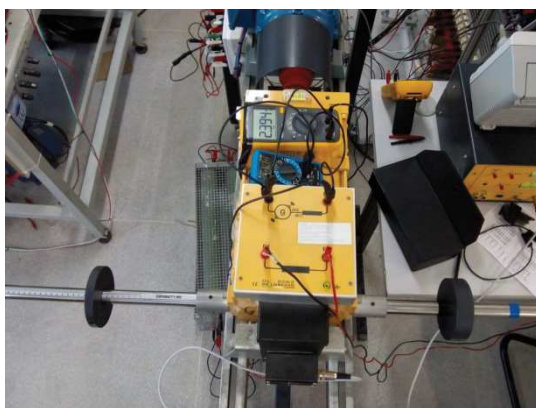


Figura A.5 – Tacômetro digital



Fonte: Arquivo do autor

Figura A.6 – Gerador CC com sistema de barras (a) vista superior e (b) em perspectiva.



(a)



(b)

Fonte: Arquivo do autor

O controlador mostrado na Figura 8.4 foi utilizado para alimentar o campo do gerador CC para gerar carga à máquina. Sendo que o intervalo de tensão usado nos testes foi de 0V a 160V, escalonado de 20 em 20V através do medidor da DeLorenzo, de forma a gerar uma curva com quantidade de dados significativa para o propósito do experimento.

Sobre a medição de conjugado mecânico, foi vista a necessidade de calibração da régua de medição com a barra que dispunha de um contrapeso no lado oposto do sistema, que se encontra na barra à direita da Figura 8.6a. Como as medidas de conjugado são feitas medindo a distância em que se encontra o peso, multiplicando-a pelo valor em Newtons indicados no mesmo, houve medições que extrapolavam a distância limitada pela extensão da régua.

Foi necessária então a estipulação de três posições distintas para cada um dos contrapesos, de forma a possibilitar as leituras de conjugados quando estes chegavam aos limites superiores do gerador cc, que estava funcionando como carga para o motor. Os pesos utilizados são conteúdo do próprio módulo didático da DeLorenzo, e são nos valores de 10N, 20N, 30N.

4. CONSIDERAÇÕES

Este capítulo apresentou os detalhes da bancada experimental, com a capacidade de acionamento do conversor e os equipamentos disponíveis. Apresentou-se desde a entrada de energia, seu processamento nos módulos de potência através do DSP, a entrega de potência nos inversores e sua injeção na máquina de indução. Pôde-se, com isso, realizar não apenas o acionamento, mas realizar testes onde o equipamento simula a aplicação com cargas reais, as quais retratam situações da rotina diária de indústrias que utilizam motores para vencerem determinados conjugados mecânicos.

O arranjo de alimentação do barramento feito por um circuito retificador da própria bancada, que por sua vez era alimentada por uma fonte de tensão variável disponível no laboratório proporcionou um alcance de níveis cc necessários ao acionamento na condição imposta pelo nível de tensão que iria alimentar a máquina, quando da variação dos ângulos de fase da tensão que iria alimentar o barramento.

O conhecimento e o domínio das características constituintes da bancada, são de suma importância para que se tenha um aproveitamento maior dos recursos e limitações que a mesma possui. Outro aspecto bastante relevante a todo procedimento experimental é questão

da manutenção dos equipamentos de maneira preventiva. Além disso, no início de cada experimento, a conferência dos parâmetros ajustados também contribuem para que a metodologia para o levantamentos dos resultados seja exitosa.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] I. S. de Freitas, Sistemas de acionamento estático usando máquinas de Indução Polifásicas. Dissertação mestrado, UFCG/PPGEE. 2005.
- [2] T. A. Lipo, "Recent progress in the development in solid-state ac motor drives" IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 3, pp. 105-117, April 1988.
- [3] I. Silva, Modelagem e acionamento de uma máquina de indução de nove fases baseado em modulação espacial vetorial. Dissertação mestrado, PPGEE/ UFPB. 2015.
- [4] Taherzadeh, M; Carriere, S.; Betin, F.; Joorabian, M.; Kianinezhad, R. and Capolino, G. A., 2014, "Online Controller Modifying of a Six-Phase Induction Generator in Phase Opening Occurrences", Proc. Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM), pp. 836-842
- [5] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. i. motor analysis," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 6, no. 4, pp. 679–683, Dec 1991.
- [6] —, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. ii. motor design and performance," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 6, no. 4, pp. 684–692, Dec 1991.
- [7] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives - a technology status review," IET Electric Power Applications, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, July 2007.
- [8] H. R. Fudeh and C. M. Ong, "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics part i: Modeling and transformation," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-102, no. 8, pp. 2608–2615, Aug 1983.
- [9] —, "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics part ii: Analysis of asynchronous and synchronous actions," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-102, no. 8, pp. 2616–2620, Aug 1983.
- [10] —, "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics part iii: Three-phase cage rotor induction machines," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-102, no. 8, pp. 2621–2628, Aug 1983.
- [11] H. Kim, K. Shin, S. Englebreton, N. Frank, and W. Arshad, "Analytical model of multiphase permanent magnet synchronous machines for energy and transportation applications" in 2013 International Electric Machines & Drives Conference, 2013, pp. 172–179.

- [12] E. E. WARD AND H. HARER, "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 116, no. 6, p. 980, 1969.
- [13] Malvar, J.; López, O.; Yepes, A. G.; Vidal, A.; Frei-jedo, F. D. and Comesaña, P. F., January 2014, "Graphical Diagram for Subspace and Sequence Identification of Time Harmonics in Symmetrical Multiphase Machines", *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, Vol. 61, No. 9, pp. 29-42.
- [14] Raj, L. R. L.; Jidin, A.; Ibrahim, Z.; Karim, K. A.; Said, M. A. and Jopri, M. H., , "Optimal Torque Control Performance of DTC of 5-Phase Induction Machine", *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 2094-2099, 2013.
- [15] L.Parsa, "On Advantages of Multi-Phase Machines", *IEEE transactions on industry applications*, vol 21, Janeiro de 2005.
- [16] R. R. Bastos, L. A. R. Silva, R. M. Valle, B. J. Cardoso Filho, "Modelagem de uma máquina de indução de nove fases", *Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática*, Belo Horizonte, 2014.
- [17] R. O. C. Lyra and T. A. Lipo, "Torque density improvement in a sixphase induction motor with third harmonic current injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 5, pp. 1351–1360, Sep 2002.
- [18] M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, L. Parsa, G. Serra, and D. Casadei, "High-torque-density control of multiphase induction motor drives operating over a wide speed range," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 814–825, Feb 2015.
- [19] A. Abdelkhalik, M. Masoud, and W. Barry, "Eleven-phase induction machine: steady-state analysis and performance evaluation with harmonic injection," *IET Electric Power Applications*, vol. 4, no. 8, pp. 670–685, Sept 2010.
- [20] M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, L. Parsa, G. Serra, and D. Casadei, "High-torque-density control of multiphase induction motor drives operating over a wide speed range," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 814–825, Feb 2015.
- [21] Renukadevi, G. and Rajambal, K., "Generalized d-q Model of n-Phase Induction Motor Drive", *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vol. 6, No. 9, pp. 1066-1075.(waset.org/Publication/17232) 2012.
- [22] Guzman, H.; Duran, M. J.; Barrero, F.; Zarri, L.; Bo-gado, B.; Prieto, I. G. and Arahall, M. R., , "Comparative Study of Predictive and Resonant Controllers in Fault-Tolerant Five-Phase Induction Motor Drives", *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, Vol. 63, No. 1, pp.606-617. January 2016.

-
- [23] T. Angelo, M. Mengoni, Z. Luca, S. Giovanni, "Control of Multiphase Induction Motors With an Odd Number of Phases Under Open-Circuit Phase Faults", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 2, 2012.
- [24] M. Isabel, G. Giovani, M. Marcelo, "Detecção de falhas na carga através da análise do sinal de corrente do motor de indução de nove fases", *Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente*, Porto Alegre, Outubro de 2017.
- [25] F. Baudart, B. Dehez, E. Matagne, "Torque Control Strategy of Polyphase Permanent-Magnet Synchronous Machines With Minimal Controller Reconfiguration Under Open-Circuit Fault of One Phase", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, Junho de 2012.
- [26] LIPO, T. A. *Introduction to AC Machine Design*. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA, aug 2017.
- [27] Pereira, L. A. Scharlau, C. C. Pereira, L. F. A. and Haffner, J. F. General model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air gap field. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(4):891-899, Dec 2006.
- [28] S. Rubino, R. Bojoi, A. Cavagnino and S. Vaschetto, Asymmetrical twelve-phase induction starter/generator for more electric engine in aircraft, 2016 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee, WI, 2016, pp. 1-8. doi: 10.1109/ECCE.2016.7854889
- [29] G. B. Vanderley, *Modelagem E Acionamento De Uma Máquina De Indução Eneafásica Com Injeção Harmônica Para Ganho De Conjugado Eletromagnético*, Dissertação mestrado, UFPB/PPGEE. 2018.