



**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEL
Associação ampla UFSJ / CEFET-MG**

**Análise de Viabilidade da Aplicação de Máquinas Elétricas de
Nove Fases Em Acionamentos de Elevada Potência Típicos da
Indústria de Base**

Eduardo Pereira Vieira

Orientadora: Lane Maria Rabelo

Coorientadora: Tamires Santos de Souza

São João del-Rei, 20 de Fevereiro de 2023.



Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEL
Associação ampla UFSJ / CEFET-MG

Análise de Viabilidade da Aplicação de Máquinas Elétricas de Nove Fases Em Acionamentos de Elevada Potência Típicos da Indústria de Base

Eduardo Pereira Vieira

Dissertação apresentada à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, associação ampla entre a Universidade Federal de São João del-Rei e o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadora: Lane Maria Rabelo

Coorientadora: Tamires Santos de Souza

São João del-Rei, 20 de Fevereiro de 2023.

Ficha catalográfica elaborada pela Divisão de Biblioteca (DIBIB) e Núcleo de Tecnologia da Informação (NTINF) da UFSJ, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)



*Dedico este trabalho a Deus e a minha família,
Fernanda, minha esposa,
e Matheus, meu filho.*

Agradecimentos

Agradeço ao PPGEL por ter me propiciado tanto desenvolvimento acadêmico e profissional. A minha orientadora Lane Maria Rabelo por todo incentivo, acompanhamento, mentoria, paciência e principalmente por ter sido protagonista no meu desenvolvimento ao longo dessa jornada. Muito obrigado por tudo Lane. A minha coorientadora Tamires Santos de Souza, jovem professora, que detém uma notável maturidade e um amplo conhecimento, que foram diferenciais para a condução do trabalho. Ao Leonardo Adolpho Rodrigues da Silva pela proposta do tema e por toda motivação e incentivo para realização do trabalho.

Ao senhor Fredemar Rüncos, por todo conhecimento compartilhado e principalmente por toda atenção dedicada a realização do trabalho. Ao senhor Sebastião Lauro Nau, por todo conhecimento compartilhado e pelos direcionamentos da pesquisa. Aos senhores Gleisson Jardim Franca e Adalberto Jose Rossa pelas contribuições e conversas sobre projetos de inversores de frequência. Ao senhor Altamir Teodoro Machado, pela receptividade e indicações para realização do trabalho. Ao senhor César Augusto Mota Amorim, por ter me apresentado ao time de engenharia da WEG.

Aos meus pais, João Batista Vieira e Dulcinéia Regina Pereira Vieira, por todo esforço empregado na minha criação e educação assim como pelos bons exemplos ao longo da vida. Aos meus irmãos, Evandro Pereira Vieira e Breno Pereira Vieira, que sempre estão disponíveis para ajudar, independente do contexto.

A minha esposa, Fernanda Magalhães Ribeiro Vieira, por todo incentivo, compreensão e carinho ao longo do trabalho. Por sempre estar ao meu lado e por ser meu porto seguro nos momentos adversos. E pela ótima sugestão de epígrafe do trabalho.

Ao meu filho, Matheus Ribeiro Vieira, por ser minha maior fonte de inspiração e motivação.

A Deus, pelo dom da vida e por ter me permitido chegar até aqui.

"Não há lugar para a sabedoria onde não há paciência."

Santo Agostinho

Resumo

A máquina de indução multifásica reúne algumas vantagens em relação a máquina trifásica, dentre as quais destacam-se: tolerância a falhas; possibilidade de ganho de torque através da injeção de correntes harmônicas; e a sua aplicabilidade a acionamentos de elevada potência. A adequação da máquina multifásica a acionamentos de elevada potência se deve a possibilidade de manutenção da potência nominal mediante a redução da tensão e/ou corrente nominal. Este fato favorece o emprego de inversores de frequência em aplicações de elevada potência devido a flexibilidade dos requisitos de tensão de bloqueio e capacidade de condução de corrente para seus respectivos semicondutores. Por sua vez, o inversor de frequência, além de favorecer o controle do processo a qual está associado, é uma excelente alternativa para otimização da eficiência energética de tal processo. As possibilidades e características citadas até então são de interesse de projetos de acionamentos elevada potência destinados ao setor industrial. Nesse sentido, o presente trabalho tem como objetivo verificar a viabilidade de máquinas multifásicas por meio de análises comparativas entre uma máquina de nove fases e uma máquina trifásica. As análises serão desenvolvidas nos âmbitos técnico e financeiro. Para tal, serão apresentados os dimensionamentos de material ferromagnético e condutor aplicado no projeto de cada máquina. Serão avaliados sinteticamente os cabos para os circuitos de alimentação assim como os semicondutores aplicados em eventuais *inversores de frequência* para acionamento de cada máquina dimensionada. Também serão apresentadas análises sucintas de um acionamento multifásico frente as soluções comumente empregadas em aplicações industriais de elevada potência, que são os motores de rotor bobinado com reostato, os hidrovvariadores e os próprios inversores de frequência de média tensão.

Palavras-chave: Máquina de indução multifásica, projeto, viabilidade.

Abstract

The multiphase induction machine offers several notable advantages compared to its three-phase counterpart. These include enhanced fault tolerance, the potential for torque optimization through the harmonic current's injection, and its applicability to high-power drives. The suitability of multiphase machines for high-power applications stems from their ability to maintain nominal power levels by adjusting nominal voltage and/or current. This characteristic promotes the use of frequency inverters in high-power scenarios, as it provides flexibility in meeting voltage-blocking requirements and accommodating the current conduction capacity of associated semiconductors. In turn, the frequency inverter, in addition to favoring control of the process to which it is associated, is an excellent alternative for optimizing the energy efficiency of such a process. The possibilities and characteristics mentioned so far are of interest for high-power drive projects intended for the industrial sector. In this sense, the present work aims to verify the viability of multiphase machines through comparative analyses between a nine-phase machine and a three-phase machine. The studies will be undertaken in the technical and financial domains. To this end, a comprehensive presentation of the ferromagnetic sizing and conductive materials applied in the design of each machine will be provided. In addition, a synthetic evaluation will be carried out for both the power supply circuit cables and the semiconductors potentially used in the drives of each machine size. Concise analyses of a multiphase drive will also be presented, focusing on solutions commonly used in high-power industrial applications. Wound rotor motors with rheostats, hydrovariators, and medium voltage frequency inverters stand out among these solutions.

Keywords: *Multiphase induction machine, project, feasibility.*

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Motor de Indução Avançado (AIM – Advanced Induction Motor) de 15 fases..	20
Figura 1.2 - Esquema de um VSI de nove fases com três pontos centrais isolados.....	25
Figura 1.3 - (a) Vetores de tensão de saída correspondentes às configurações do inversor nos quatro planos d1-q1. (b) Configurações do inversor e vetores de tensão de carga correspondentes no caso de v_{lref} no setor S1.....	26
Figura 1.4 - Funções de confiabilidade dos conversores trifásico e enefásico.....	29
Figura 2.1 - (a) Diagrama básico de construção do estator do MI9F. (b) Diagrama básico dos enrolamentos do estator do MI9F.	38
Figura 2.2 - Circuito equivalente de regime permanente para frequência fundamental.	45
Figura 3.1 - Principais dimensões do núcleo magnético da máquina.....	49
Figura 3.2 - Amplitude da indução média no entreferro da máquina.....	52
Figura 3.3 - Constante de aproveitamento do volume ativo da máquina para elevação de temperatura nominal de $\Delta T = 80^{\circ}\text{C}$	54
Figura 3.4 - Valores do entreferro para máquina assíncrona.....	55
Figura 3.5 - Densidade de corrente no circuito do estator da máquina para elevação de temperatura nominal de $\Delta T = 80^{\circ}\text{C}$ para condutores de cobre eletrolítico.	64
Figura 3.6 - Densidade de corrente nas barras da gaiola de esquilo da máquina assíncrona para elevação de temperatura nominal de $\Delta T = 80^{\circ}\text{C}$ para condutores de cobre eletrolítico.....	71
Figura 4.1 – Gama de potência dos inversores de frequência de média tensão comerciais na faixa de 3,3 kV e 4,16 kV.	102
Figura 4.2 - Inversor de Frequência de Média Tensão Trifásico NPC-3L.....	104
Figura 4.3 - Inversor de Frequência de Baixa Tensão Eneafásico de Dois Níveis.....	104
Figura 4.4 - Vista explodida de um motor de rotor bobinado. (b) Diagrama de ligação de um motor de rotor bobinado a um reostato.....	110
Figura 4.5 – Diagrama básico de um hidrovariador.	111
Figura 4.6 - Principais Componentes do MV7000.....	112

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 - Combinações de ranhuras ($N1/N2$) para máquinas elétricas trifásicas de rotor gaiola.....	49
Tabela 3.2 - Valores de fator de potência para máquinas assíncronas.	53
Tabela 3.3 - Altura do centro do eixo $HEixo$ das carcaças IEC com diâmetro externo $De1$ do pacote de chapas do estator.	56
Tabela 3.4 - Relação de diâmetros externo e interno $De1/D1$ das chapas da máquina para diversos números de polos.....	58
Tabela 3.5 - Diâmetro interno $D1$ do estator para as chapas da máquina para diversas configurações de número de polos. Fonte:.....	59
Tabela 3.6 - Dimensões do fio circular nú e isolado.	66
Tabela 3.7 - Dimensões do fio retangular nú com altura	68
Tabela 3.8 - Dimensões das barras redondas nuas..	72
Tabela 3.9 - Parâmetros nominais específicos.....	74
Tabela 3.10 - Dimensões do Volume Ativo das Máquinas Trifásica e Eneafásica.....	78
Tabela 3.11- Especificações dos Condutores dos Estatores das Máquinas Trifásica e Eneafásica.....	85
Tabela 3.12 - Especificações dos Condutores dos Rotores das Máquinas Trifásica e Eneafásica.....	88
Tabela 3.13 – Requisito de seção dos condutores do estator da máquina trifásica para cada opção de número de ligações em paralelo	89
Tabela 3.14 - Especificações dos Condutores do Estator da Máquina Trifásica.....	92
Tabela 3.15 - Especificações dos Condutores do Rotor da Máquina Trifásica.....	93
Tabela 3.16 - Especificações de Dimensionamento dos Estatores das Máquinas Trifásica e Eneafásica	93
Tabela 3.17 - Especificações de Dimensionamento dos Rotores das Máquinas Trifásica e Eneafásica.....	94
Tabela 4.1 – Especificações de Projeto Dos Inversores de Frequência.....	103
Tabela 4.2 – Componentes semicondutores para o inversor trifásico	105
Tabela 4.3 – Componentes semicondutores para o inversor eneafásico	105

Tabela 4.4 - Cabos de alimentação para as máquinas elétricas.....	108
Tabela 4.5 – Orçamento de componentes para projeto de diferentes concepções de acionamentos trifásicos.....	113

Lista de Símbolos

H_{Eixo}	Altura do centro do eixo da máquina
$B_{Entreferro}$	Amplitude da indução média no entreferro
Φ_B	Amplitude do fluxo magnético por polo
θ	Ângulo das grandezas elétricas no tempo
A_{Polar}	Área polar da máquina
I_{C-MAX}	Capacidade máxima de condução de corrente
V_{CLASS}	Classe de tensão
$k_{Esbeltex}$	Coefficiente de esbeltez
L_{Ferro1}	Comprimento do ferro do pacote de chapas do núcleo magnético do estator
L_{Ferro2}	Comprimento do ferro do pacote do rotor
$\sigma_{CondCobre1}$	Condutividade do cobre a 20°C
C_{AVA}	Constante de aproveitamento do volume ativo
i	Corrente elétrica
I_{Fase1}	Corrente de fase do estator da máquina
I_{Barra}, I_{Fase2}	Corrente na barra da gaiola
I'_{Fase2}	Corrente na barra referida ao estator
I_{AnelCC}	Corrente no anel de curto
J_{Barra}, J_{Cond2}	Densidade de corrente admissível nas barras
$J_{AmpCond1}$	Densidade de corrente na periferia do entreferro
J_{AnelCC}	Densidade de corrente no anel
d_{Barra}	Diâmetro da barra
$d_{FioNú1}$	Diâmetro do fio nú
D_{e1}	Diâmetro externo do estator
D_{e2}	Diâmetro externo do rotor
D_1	Diâmetro interno do estator
dq0	Eixos: d - direto; q – quadratura; e 0 de sequência zero
$\Delta T_{Máquina}$	Elevação de temperatura nominal da máquina

δ	Espessura do entreferro
$abcde\text{fghi}$	Fases do sistema de nove fases
abc	Fases do sistema trifásico
$f_{bN2\text{vdlc}2}$	Fator de abertura da ranhura
$f_{bv\text{dlc}2}$	Fator de bobinagem da gaiola
$f_{bv\text{dlc}1}$	Fator de bobinagem do enrolamento
k_{Forma}	Fator de forma da função harmônica
$f_{\text{FatorPotência}1}$	Fator de potência da máquina
$f_{\text{FatorPotência}2}$	Fator de potência do rotor
k_{AnelCC}	Fator de relação entre a densidade de corrente da barra com a densidade de corrente no anel
λ	Fluxo concatenado
$k_{\text{UFase}2}$	Fração da tensão de fase magnetizante induzida na máquina
f_{e1}	Frequência
Z'_2	Impedância do rotor referida ao estator
L	Indutância
L_{ls}	Indutância de dispersão do estator
L_{lr}	Indutância de dispersão do rotor
L_m	Indutância de magnetização combinada com o termo 9/2 [H]
L_{ms}	Indutância de magnetização do estator
L_{mr}	Indutância de magnetização do rotor
L_{Mr}	Indutância de magnetização do rotor combinada com o termo 9/2
L_{msr}	Indutância de mútua entre estator e rotor
L_{MSr}	Indutância mútua entre estator e rotor combinada com o termo
$\underline{L_{sr}}$	Matriz de indutâncias de estator-rotor
$\underline{L_{rr}}$	Matriz de indutâncias de rotor
$\underline{L_{ss}}$	Matriz de indutâncias próprias de estator
$\underline{r_s}$	Matriz de resistência do estator
r_r	Matriz de resistência do estator
N_2	Número de barras do rotor

$N_{Camadas1}$	Número de camadas do enrolamento
$N_{Ciclos1}$	Número de ciclos da máquina
$N_{CondFase1}$	Número de condutores em série por fase do estator
$N_{CondFase2}$	Número de condutores em série por fase do rotor
$N_{EspirasBobina1}$	Número de espiras por bobina
N_s	Número de espiras totais por fase do rotor
N_r	Número de espiras totais por fase do rotor
m_1	Número de fases da máquina
m_2	Número de fases do rotor
N_{Fios1}	Número de fios em paralelo em enrolamento do tipo randômico
$N_{FiosAltura1}$	Número de fios em paralelo na altura em enrolamento do tipo de bobinas pré-formadas
$N_{FiosBase1}$	Número de fios em paralelo na base em enrolamento do tipo de bobinas pré-formadas
$N_{Ligação1}$	Número de ligações em paralelo
p	Número de pares de polos
$2p$	Número de polos
N_1	Número de ranhuras do estator
N_{1Ciclo}	Número de ranhuras por ciclo
q_1	Número de ranhuras por polo e fase do circuito magnético estático
$n_{R_{20}}$	Número do termo da série
R_{20}	Número normalizados
ρ	Operador derivativo
J	Operador imaginário
τ_{Polar}	Passo polar
P_{Ativa}	Potência ativa
P_{Total}	Potência total
$P_{Útil}$	Potência útil
k_{UFase1}	Queda de tensão nos terminais do estator
$q_{R_{20}}$	Razão da série geométrica

$\eta_{Máquina}$	Rendimento da máquina
η_{Rotor}	Rendimento do rotor
S_{Barra}	Requisito mínimo de seção das barras
S_{Cond1}	Seção do condutor do estator
r	Resistencia
S_{Cond2}	Seção das barras
$S_{FioNú1}$	Seção de fios nus
S_{AnelCC}	Seção do anel de curto-circuito
v	Tensão
U_{Fase1}	Tensão de fase de alimentação
v_{in}	Tensão de entrada
$E_{IndFase1}$	Tensão induzida de fase
V_{DC}	Tensão no link DC
U'_{Fase2}	Tensão nos terminais do rotor referida ao estator
T	Torque
ω	Velocidade angular
n_s	Velocidade síncrona
\underline{i}	Vetor de corrente
\underline{v}	Vetor de tensão
S_I	Vetor de transformação
v_{href}	Vetor espacial de referência
sv_1, sv_2, \dots, sv_n	Vetor espacial de tensão
v_{Iref}	Vetores de tensão de referência

Lista de Acrônimos

2L	<i>Two Level</i> (dois níveis)
3L	<i>Three Level</i> (três níveis)
AIM	<i>Advanced Induction Motor</i> (motor de Indução Avançado)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
ESG	Environmental, Social and Governance (governança ambiental, social e corporativa)
FEM	Força Eletromotriz
FMM	Força Magnetomotriz
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i> (transistor bipolar com porta isolada)
LV	Baixa tensão
MI3F	Máquina de Indução Trifásica
MI9F	Máquina de Indução de Nove Fases
MV	Média tensão
NPC	<i>Neutral-point clamped</i> (conversores com neutro grampeado por diodos)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - modulação por largura de pulso
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso Senoidal)
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> (modulação por vetor espacial)
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> - inversor de fonte de tensão

Sumário

Resumo	7
Abstract.....	8
Lista de Figuras	9
Lista de Tabelas	10
Lista de Símbolos	12
Lista de Acrônimos.....	16
1. Introdução.....	19
1.1. Revisão da Literatura	19
1.2. Objetivos.....	30
1.3. Método	32
1.4. Contribuições da Dissertação.....	34
1.5. Organização do Trabalho	35
2. Contextualização sobre a máquina de indução de nove fases	37
2.1. Introdução	37
2.2. Transformação de Coordenadas.....	38
2.2.1. Transformação para vetor espacial.....	38
2.2.2. Transformação para coordenadas $dq0$	39
2.3. Modelagem da Máquina de Indução de Nove Fases	40
2.2.1. Equações de Tensão.....	40
2.2.2. Circuito Equivalente	43
2.2.3. Equação do Torque Eletromagnético	46
2.4. Conclusões	46
3. Dimensionamento do Motor de Indução Assíncrono.....	47
3.1. Introdução	47
3.2. Número de Ranhuras do Estator e Rotor	48
3.3. Volume Ativo da Máquina	49
3.4. Condutores do Circuito Estático.....	60
3.5. Condutores do Circuito Rotórico	68
3.6. Projeto Dimensional das Máquinas Elétricas	73
3.6.1. Dados Nominais	74
3.6.2. Definição do Número de Ranhuras do Estator e Rotor.....	75
3.6.3. Dimensionamento do Volume Ativo da Máquina.....	76
3.6.4. Dimensionamento dos Condutores do Circuito Estático	78
3.6.5. Dimensionamento dos Condutores do Circuito Rotórico	85

3.6.6. Aprimoramento do Projeto da Máquina Trifásica.....	88
3.7. Conclusões	93
4. Análises Complementares	99
4.1. Introdução	99
4.2. Especificação de semicondutores para os inversores de frequência de acionamento das máquinas elétricas	100
4.3. Especificações dos cabos elétricos para os circuitos de alimentação das máquinas elétricas	106
4.4. Soluções usuais para partida e controle de acionamentos de elevada potência	108
4.5. Conclusões	114
5. Conclusões	116
6. Trabalhos Futuros.....	120
Referências Bibliográficas.....	121
Anexos.....	125

1. Introdução

1.1. Revisão da Literatura

O desenvolvimento da eletrônica de potência bem como dos sistemas de processamento de sinais, contribuiu de forma efetiva para a eliminação de uma das principais desvantagens da máquina CA (Corrente Alternada) perante a máquina CC (Corrente Contínua), que era a questão do controle de velocidade. Através de técnicas de controle vetorial por orientação de campo, aplicações de velocidade variável são perfeitamente desempenhadas por meio de máquinas de indução. Além disso, o custo de aquisição, a operação livre de manutenção e a confiabilidade também estão entre as razões pelas quais acionamentos elétricos baseados em máquinas de indução trifásicas (MI3F) são na atualidade um padrão em aplicações industriais [1].

A necessidade de aprimorar o desempenho de sistemas e atender requisitos de projeto, frente em especial a limitações de potência associadas a fonte de alimentação e/ou aos semicondutores empregados no inversor de frequência do acionamento, motiva a utilização de um número maior de fases [1][2]. Com isso a área de acionamentos de velocidade variável com emprego de motores de indução multifásicos acionados por inversor de frequência tem crescido consideravelmente nas últimas décadas. Este interesse se deve às vantagens que eles apresentam com relação aos motores trifásicos [1][3]. Entre as principais vantagens de acionamentos multifásicos, de acordo com a literatura, destacam-se: a redução dos níveis de tensão e corrente por fase; possibilidade de ganho de torque através da injeção de harmônicos de corrente de ordem mais elevada; e maior confiabilidade [1][4]. É importante destacar que são consideradas motores multifásicos aqueles que possuem o número de fases maior do que três.

O setor naval tem se mostrado pioneiro no interesse pelo emprego de máquinas multifásicas na propulsão de navios militares. Na referência [5] é apresentado um motor de indução de 15 fases, denominado como Motor de Indução Avançado (AIM – *Advanced Induction Motor*), o qual vem sendo desenvolvido pela empresa Alstom Corporation como uma solução para as aplicações que exigem baixa velocidade e elevado torque, que

é o caso da propulsão elétrica de navios. Trata-se de um projeto especialmente projetado para acionar o Sistema de Propulsão Elétrica dos novos navios “*Type 45*”, da Marinha Real Britânica. A Figura 1.1 apresenta uma foto do AIM.

De acordo com [5], o AIM possui elevada confiabilidade, pois é capaz de continuar operando mesmo perdendo algumas fases. Além da confiabilidade, o AIM também se destaca pela baixa assinatura acústica e pela elevada resistência a choques mecânicos. Tal projetado foi desenvolvido com base nos requisitos e especificações militares de choque, ruído, vibração e interferência eletromagnética.



Figura 1.1 - Motor de Indução Avançado (AIM – Advanced Induction Motor) de 15 fases. Fonte: Extraído de [5].

Um ponto relevante sobre a utilização de motores multifásicos é determinar se os inversores utilizados para os alimentar terão um custo maior do que os inversores trifásicos de mesma potência. Caso a diferença de preço entre conversores trifásicos e multifásicos seja significativa, o incremento do número de fases também poderia ficar inviável financeiramente. Em [2] é apresentado um estudo que indica que um acionamento multifásico pode ser mais barato do que um trifásico, pois a potência em máquinas elétricas CA é diretamente proporcional ao produto entre o número de fases, tensão e corrente nominais. Logo, para uma aplicação que exija determinada potência, ao se aumentar o número de fases, é possível reduzir tensão e/ou corrente e manter a potência de saída. Por exemplo, comparando uma máquina de indução de nove fases (MI9F) com uma trifásica, é possível ter a mesma potência reduzindo tensão ou corrente nominais por um fator igual a 3 ou reduzindo o produto entre tensão e corrente pelo mesmo fator [2].

Para módulos semicondutores de potência da mesma classe de tensão e tecnologia, a relação preço por ampere pode ser considerada constante. Por outro lado, a relação preço por ampere aumenta consideravelmente quando a tensão de bloqueio também aumenta,

especialmente quando o limite de baixa tensão (tensão de bloqueio de 1700 V) é ultrapassado. Logo, em termos de custos, reduzir a tensão de fase geralmente é a melhor opção, uma vez que o preço por ampere dos módulos de potência aumenta rapidamente com o aumento da tensão de bloqueio. Além deste fato, a redução da tensão do acionamento impacta positivamente a segurança durante a operação e manutenção do sistema [6].

Outra alternativa para o acionamento de máquinas multifásicas é o emprego de uma associação de transformadores com o devido defasamento entre fases. Nesse caso, a frequência da tensão de alimentação não pode ser alterada e o controle de alto desempenho não pode ser alcançado. Além disso, a complexidade de um sistema de potência que inclui transformadores em série e em paralelo aumenta o custo do sistema e deve ser avaliada para cada aplicação específica [1]. O emprego de inversores de frequência em acionamento multifásicos prevalece em relação a utilização de transformadores e, por isso, é amplamente destacado na literatura. Portanto, diante do exposto, máquinas de indução multifásicas são normalmente apropriadas para aplicações de alta potência com velocidade variável [6].

A principal desvantagem de acionamentos baseados em motores multifásicos poderia estar nos cabos que conectam o inversor ao motor. Em [6] é apresentado um estudo de caso que analisa a substituição de um acionamento trifásico por um acionamento de nove fases. No exemplo abordado, as correntes de fase são mantidas no mesmo nível em ambas as configurações, porém a tensão do acionamento de nove fases é três vezes menor do que a tensão do acionamento trifásico. Desta forma, como as correntes de fase são iguais, haverá três vezes mais cabos e cobre para a configuração de acionamento com motor de nove fases. Apesar disso, o custo não será necessariamente três vezes maior, pois com a redução do nível de tensão os requisitos de isolamento dos cabos serão menores. Além disso, a diferença nos custos do conversor é significativa e mesmo investindo mais em cabos, não se espera que o acionamento de nove fases custe o mesmo ou mais que o seu homólogo trifásico [6].

Em [6] também é apresentada uma análise sobre o volume de cobre utilizado em uma máquina trifásica e em uma enefásica. De acordo com tal estudo, uma comparação do volume de cobre aplicado em ambas as máquinas pode ser obtida indiretamente pela corrente de fase (área do condutor), número de espiras, número de fases e número de polos (os três últimos relacionados ao comprimento do condutor).

Na aplicação abordada em [6] as correntes de fase das máquinas são iguais, logo, se o número de espiras por fase for mantido constante, o volume de cobre da máquina de nove fases seria três vezes maior. Porém, a redução da tensão por um fator igual a 3 alinhada ao aumento proporcional do número de fases permite que o número de espiras por fase da máquina eneafásica seja menor quando comparado ao número de espiras por fase da máquina trifásica. Isto se deve ao fato de o valor da indutância de magnetização ser aproximadamente igual ao produto entre o número de fases e o quadrado do número total de espiras. Logo, o aumento do número de fases permite que o número de espiras por fase seja reduzido por um fator de $\sqrt{3}$ para que a máquina de nove fases atinja a mesma indutância de magnetização da máquina trifásica. Além disso, se for considerado que a razão entre a tensão e o número total de espiras de cada máquina são proporcionais, haverá uma segunda redução do número total de espiras da máquina eneafásica por um fator de $\sqrt{3}$. Com isso, o número total de espiras na máquina de nove fases e na máquina trifásica é o mesmo. Conseqüentemente, o volume total de cobre e os custos atrelados a este material para fabricação de ambas as máquinas serão iguais.

Já em termos do projeto da máquina, especificamente em máquinas CA, sérios esforços são feitos para distribuir as bobinas e construir os enrolamentos de modo a minimizar o conteúdo harmônico e a produzir uma onda de Força Magnetomotriz (FMM) de entreferro, constituída predominantemente pela componente fundamental [14]. Esse requisito se torna ainda mais imprescindível em relação a projetos de máquinas de indução de alta potência e pode ser um entrave para projetos e construção de máquinas multifásicas. De acordo com [6] à medida que a quantidade de polos aumenta, eleva-se a demanda por ranhuras. Logo, esta questão merece atenção e deve ser devidamente analisada na elaboração de projetos de máquinas multifásicas. Considerando, por exemplo, uma máquina de nove fases com seis polos, para enrolamentos do tipo concentrados são necessárias no mínimo 54 ranhuras. No caso de enrolamentos do tipo distribuídos são necessárias no mínimo o dobro de ranhuras, o que pode ser desafiador para o projeto mecânico da máquina à medida que o número de polos aumenta.

Conforme citado acima, uma das vantagens de máquinas multifásicas é a possibilidade de ganho de torque através da injeção de correntes harmônicas, mais especificamente através da injeção de correntes de terceiro harmônico. Esse ganho de torque se dará por dois mecanismos: aumento da fundamental de fluxo sem saturação do

material magnético e produção de torque de terceiro harmônico síncrono com a fundamental [2] [8].

O terceiro harmônico produz uma FMM não-nula e viajante. Como essa FMM do terceiro harmônico é síncrona com a FMM de fundamental, o torque médio oriundo da mesma se somará ao torque médio produzido pela fundamental [2]. A referência [1] mostra que é possível aumentar o torque de uma máquina de seis fase em 40% por meio da injeção de correntes de terceiro harmônico. Em [9] são apresentados resultados de experimentos que comprovam ganhos de torque através da injeção de correntes harmônicas de ordem 3, 5 e 7 em uma máquina de nove fases, sendo que a injeção de componentes de ordem 3 se mostraram mais eficazes do que os componentes de ordem 5 e 7. Em [9] também são apresentados alguns dos custos da injeção de correntes harmônicas, como a redução do fator de potência e do rendimento da máquina, além do aumento da corrente conforme o nível de injeção harmônica e o nível de carga mecânica. Assim, a injeção de harmônicos em regime permanente pode não ser vantajosa. Essa escolha é mais viável em condições momentâneas de necessidade de produção extra de torque, como por exemplo, em situações de partida de cargas de alta inércia [2] [7].

Arquitetar um inversor de frequência multifásico é simples do ponto de vista do *hardware*. Basicamente o objetivo passa pelo incremento do número de braços do inversor com base no número de fases desejado. Porém, a existência de um número de fases maior do que três afeta significativamente o método de PWM (*Pulse Width Modulation*) empregado. A técnica de Modulação por Vetor Espacial (SVM) também pode ser utilizada em inversores multifásicos, porém assim como para o PWM tradicional baseado em portadora, sua complexidade aumenta substancialmente à medida que o número de fases aumenta. Uma análise do número de comutações exemplifica bem a complexidade e a consequente exigência em relação a estratégia de modulação para um sistema multifásico. Considerando que o número de vetores de comutação para conversores de dois níveis é igual a 2^n , onde n denota o número de fases do sistema, um conversor trifásico implica em 8 vetores de comutação enquanto um conversor de nove fases implica em 512 vetores [10] [11].

O número de planos dq que deverão ser considerados no processo de modulação aumenta de um no caso trifásico, para $(n - 1)/2$ ¹ para o multifásico, lembrando que n denota o número de fases do sistema. Esses planos adicionais também agregam complexidade ao processo de modulação, pois se não forem devidamente considerados e controlados podem dar origem a tensões e correntes harmônicas [10] [11].

Outro aspecto importante que deve ser considerado no processo de modulação são as perdas associadas as comutações dos semicondutores empregados no inversor. Em um inversor padrão de baixa tensão, as perdas de chaveamento são responsáveis por cerca de 20% a 25% das perdas totais do conversor e 30% a 40% das perdas do IGBT (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*). Para o inversor de frequência de alta tensão, as perdas de comutação possuem ainda mais importância e vale destacar que máquinas multifásicas são consensualmente indicadas pela literatura para acionamentos de alta potência, o que reitera ainda mais a importância dessa questão [10].

A complexidade dos problemas de modulação tem sido abordada por vários autores e algumas técnicas de otimização vem sendo propostas. Na referência [12], a abordagem proposta é baseada na decomposição do sistema de nove fases em três sistemas trifásicos e considera a modulação de três inversores trifásicos de fonte de tensão (*VSI - Voltage Source Inverter*). O sistema de modulação resultante corresponde a um SVM padrão para cada VSI trifásico, sendo que nesta estrutura considera-se que a máquina enefásica possui três pontos centrais isolados, conforme mostrado na Figura 1.2. Já para o caso da máquina enefásica com um único ponto central, a referência [12] propõe uma modulação adicional para o componente de sequência zero para cada VSI trifásico.

Outra alternativa de otimização é apresentada em [13], o qual afirma que o objetivo da SVM para um VSI de nove fases é gerar os quatro vetores espaciais de tensão de carga ($sv1$, $sv2$, $sv3$ e $sv4$) com um determinado valor médio dentro do período de comutação, correspondendo às nove tensões de linha da máquina enefásica ($v1$, $v2$, ..., $v9$). Esta condição implica em oito restrições escalares independentes que podem ser satisfeitas selecionando, em cada período de ciclo, padrões de chaveamento correspondentes a oito vetores ativos e a um vetor de tensão nula.

¹ Por uma questão de simplicidade, a relação $(n - 1)/2$, considera que n é um número ímpar e, portanto, há um único neutro a apontar.

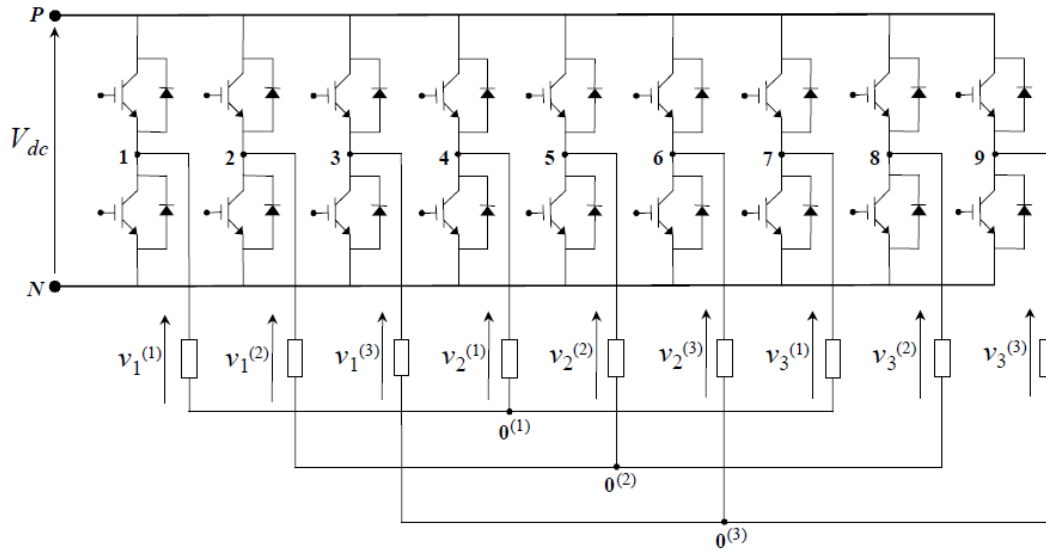


Figura 1.2 - Esquema de um VSI de nove fases com três pontos centrais isolados.

Fonte: Extraído e adaptado de [9].

Ainda de acordo com [13], para otimizar o conteúdo harmônico e minimizar a oscilação da corrente, as oito configurações ativas devem corresponder a vetores de tensão o mais próximo possível dos vetores de tensão de referência (v_{1ref} , v_{2ref} , v_{3ref} e v_{4ref}). Como em inversores de nove fases existem quatro vetores de tensão de referência independentes, o critério adotado em [13] privilegia o vetor de tensão referente ao plano d_1-q_1 , ou seja, o vetor espacial de referência v_{1ref} referente a fundamental, e assume que as tensões de saída são senoidais e balanceadas, o que corresponde a $v_{2ref} = 0$, $v_{3ref} = 0$ e $v_{4ref} = 0$.

O método proposto em [13] consiste na subdivisão do plano d_1-q_1 em 18 setores com um tamanho angular igual a $\pi/9$. A partir disso são identificadas as oito configurações ativas, conforme mostrado na Figura 1.3(a), sendo que cada setor possui quatro configurações ativas em sua borda esquerda e quatro configurações ativas em sua direita, como mostrado na Figura 1.3(b) com referência ao setor 1. Essas oito configurações são determinadas de forma que uma única comutação para cada alteração de configuração possa ser definida para cada setor, partindo da configuração nula (00000000) até a outra configuração nula (11111111). Para cada vetor espacial de referência v_{href} ($h = 1, 2, 3, 4$), os respectivos componentes v_{ah} e v_{bh} ao longo das direções adequadas são definidos. Tais componentes são sintetizados como média ponderada em relação as magnitudes do

vetor espacial ao longo do período de comutação T , introduzindo assim os tempos de aplicação correspondentes t_1, t_2, \dots, t_8 .

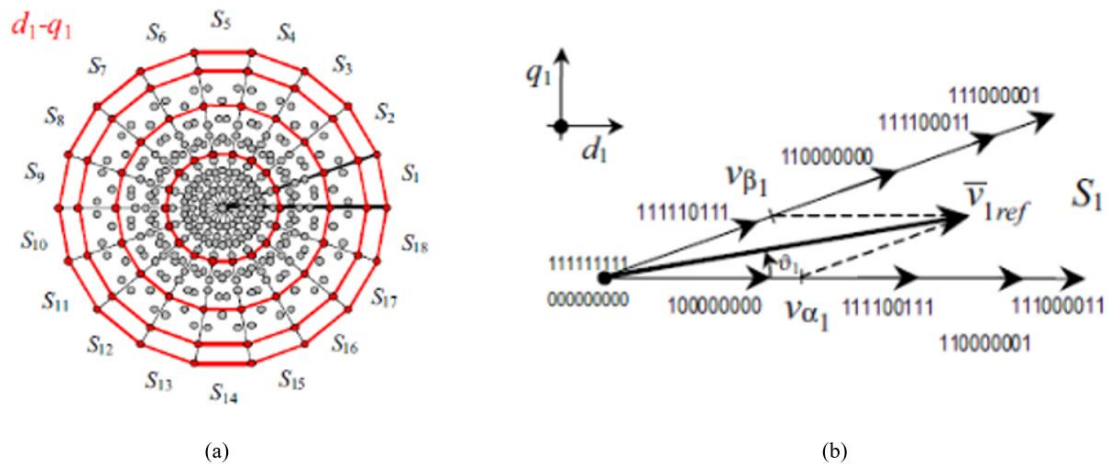


Figura 1.3 - (a) Vetores de tensão de saída correspondentes às configurações do inversor nos quatro planos d_1-q_1 . (b) Configurações do inversor e vetores de tensão de carga correspondentes no caso de v_{1ref} no setor S_1 . Fonte: Extraído de [13].

Como resultado, a abordagem de [13] resulta em um esquema de modulação no qual são utilizados 74 dos 512 vetores de comutação disponíveis para cada plano dq . Os vetores são selecionados para obter o índice de modulação máximo no plano dq referente a fundamental e para o controle de harmônicos associados aos outros três planos dq do sistema. Dessa forma o método de modulação proposto em [13] reduz os graus de liberdade e conseqüentemente a complexidade do problema de modulação para um VSI de nove fases.

Em [11] é apresentada uma ampla revisão da literatura sobre as propostas de técnicas de modulação desenvolvidas para sistemas multifásicos. Segundo [11] os avanços nas técnicas de modulação para sistemas multifásicos ainda apresentam atrasos quando comparadas com técnicas desenvolvidas para sistemas trifásicos e afirma que devido à complexidade associada a sistemas multifásicos, existe uma tendência de emprego de técnicas de modulação baseadas em portadora. Ainda de acordo com [11], a expectativa em relação a validação de novas técnicas de modulação para sistemas multifásicos é muito boa devido ao nível avançado das técnicas de modulação já validadas para sistemas trifásicos. A tendência é que técnicas já validadas sejam experimentadas

em sistemas multifásicos devido ao interesse que este tem despertado nas últimas décadas.

O maior número de graus de liberdade confere a acionamentos multifásicos a possibilidade de aprimorar a capacidade de tolerância a falhas. Essa característica é a que recebe maior atenção na literatura [7]. De acordo com a referência [15], uma máquina com n fases pode continuar operando com potência reduzida com até $n-2$ fases abertas. Além disso, o maior número de graus de liberdade permite o roteamento de potência entre fases com o objetivo de aliviar alguma fase com tendência de falha devido a aquecimento heterogêneo nas chaves do inversor do acionamento.

A tolerância a falha em acionamentos trifásicos é um campo de pesquisa bem difundido, onde o desempenho do acionamento e a capacidade de controle são assegurados à custa de equipamentos e conexões extras. Acionamentos multifásicos não exigem equipamentos elétricos ou conexões extras para gerenciar a operação pós-falha, mas apenas uma técnica de controle adequada [7]. A falha de circuito aberto é mais explorada na literatura e conseqüentemente se encontram mais propostas de soluções para manutenção do funcionamento. Por outro lado, a maior parte das falhas elétricas que ocorrem em máquinas elétricas é decorrente de falhas de curto-circuito entre espiras e este modo de falha é difícil de ser detectado preventivamente. Além disso, sobre esse tipo de falha ainda existem pouquíssimos trabalhos que abordam métodos de controle para assegurar o funcionamento da máquina [7]. Vale destacar também que a falha de curto-circuito possui um potencial catastrófico para um enrolamento e que basicamente as pesquisas se concentram em sua rápida detecção para parada da máquina.

Em [7] são propostos dois métodos para manter a máquina enefásica operando sob a falha de circuito aberto em uma ou duas fases, no mesmo sistema trifásico ou em sistemas trifásicos diferentes. Um dos métodos propostos é o das Componentes de Sequência Simétricas. Neste método, cria-se FMM de sequência negativa iguais nos sistemas saudáveis e exatamente na mesma direção, mas sentido oposto ao da FMM de sequência negativa do sistema defeituoso. A ideia é produzir a mesma força magnetomotriz gerada pela alimentação equilibrada original. Uma desvantagem desse método é que as correntes de estator trabalham desequilibradas na operação pós-falha, e em algumas fases podem apresentar aumento de 35% em relação a nominal. Este fato exige que o inversor seja projetado para admitir essa variação de corrente, fato que pode onerar o projeto do inversor de frequência. Outra estratégia proposta em [7] é o das

Amplitudes Iguais. Este método é baseado na ideia de calcular uma corrente igual para as fases saudáveis de modo que elas sejam capazes de produzir a mesma FMM produzida pelo sistema original. Neste caso, o motor também trabalhará com a corrente 16,2% acima da nominal, porém de forma equilibrada e em um percentual de elevação menor em relação ao método das Componentes de Sequência Simétricas.

Ambos os métodos propostos na referência [7] provocam aumento nas perdas *joulicas* tanto no motor como no inversor, porém na estratégia de Amplitudes Iguais o sobreaquecimento ocorre de forma equilibrada. O sobreaquecimento também pode levar a novas falhas, então o custo de se adotar essas propostas deve-se ser muito bem avaliado e ponderado. Uma alternativa é verificar a possibilidade de um *derating* de torque, ou seja, operar com uma carga menor na condição tolerante a falta para não sobrecarregar o sistema em corrente.

No contexto de manutenção, o conceito de confiabilidade consiste na probabilidade de um equipamento funcionar conforme suas especificações nominais por um período arbitrário. Muitos estudos disponíveis na literatura afirmam que sistemas multifásicos possuem maior confiabilidade quando comparados a sistemas trifásicos, porém boa parte destes trabalhos não apresentam dados que justifiquem tal afirmação. Geralmente, a análise da confiabilidade de sistemas multifásicos é feita de forma qualitativa, considerando apenas a tolerância a falhas dos sistemas multifásicos [6].

Na referência [6] é apresentado um breve estudo de caso que analisa a confiabilidade de um acionamento trifásico assim como de um acionamento de nove fases sobre as condições operacionais resultantes do funcionamento em condição de falha. Como para um inversor de frequência trifásico não existe tolerância a falhas, a confiabilidade deve ser modelada com base em uma associação em série. No caso do inversor de frequência de nove fases, é considerado que há tolerância a falha de perda de uma fase, com isso a confiabilidade deve ser modelada com base na redundância do sistema. O estudo também considera os efeitos da operação do acionamento de nove fases em condição de falta e com base no prejuízo do torque, a pesquisa aponta que a corrente, a temperatura e as tensões térmicas entre as oito fases restantes podem ser consideradas iguais aos valores praticados no funcionamento pré-falta. Com base nessas considerações, [6] apresenta graficamente a confiabilidade de sistemas trifásicos e de nove fases conforme Figura 1.4, o qual indicava que o sistema de nove fases prevalece sobre o sistema trifásico em termos de confiabilidade.

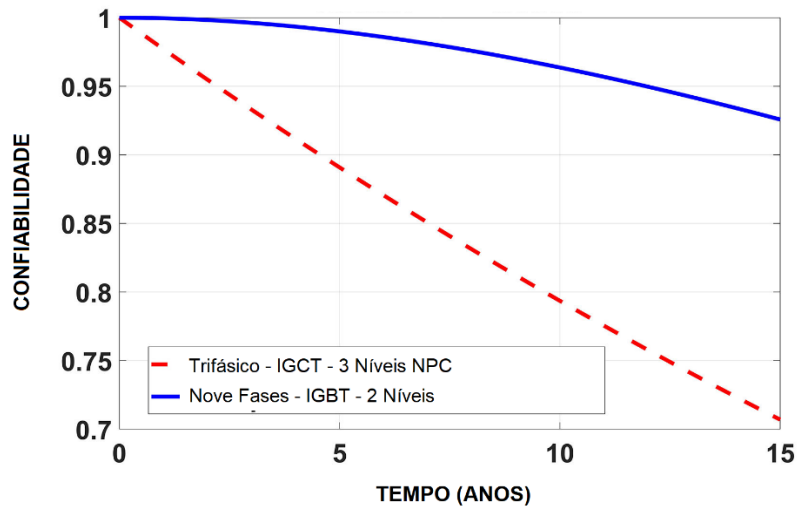


Figura 1.4 - Funções de confiabilidade dos conversores trifásico e enefásico. Fonte: Extraído de [6].

A capacidade de manter sua operação em caso de determinada falha, torna os acionamentos multifásicos interessantes opções para minimização do lucro cessante associado a tal falha. Vale destacar que lucro cessante é a paralisação de uma atividade que gera receitas na empresa. Além de ser um dos principais geradores de custo de manutenção, essa paralisação pode ocorrer de duas formas; planejada e não planejada. No caso da paralisação não planejada, o prejuízo pode ser ainda maior. Portanto, a manutenção da operação, mesmo que reduzida, até um momento adequado para realização da manutenção de forma planejada é extremamente vantajosa na ótica no negócio.

Conforme apresentado, motores multifásicos se mostram apropriados para aplicações de alta potência, isso se deve principalmente na possibilidade de redução do nível de tensão do acionamento. Além de impactar positivamente na segurança durante a operação e manutenção do acionamento, a redução do nível de tensão também viabiliza a utilização de inversores de frequência, o qual pode ser uma alternativa interessante em termos de custo, eficiência e manutenibilidade para aplicações de potência elevada com necessidade de variação de velocidade e/ou a necessidade de realização de partidas de forma gradual.

Corriqueiramente os projetos destes tipos de aplicações recorrem a soluções como motores de rotor bobinado com reostato, hidrováriadores ou até mesmo inversores de frequência de alta tensão. Podem-se citar como exemplos de aplicações destes tipos, transportadores de correia de grande porte, sistemas de exaustão, moinhos, misturadores,

e sistemas de bombeamento. Em sistemas de exaustão por exemplo, a variação de velocidade do acionamento é uma das formas de controlar o fluxo. Porém, em aplicações deste tipo, devido a inviabilidade do emprego de inversores de frequência de alta potência ou hidrovariadores, é comum a utilização de elementos finais de controle que interagem diretamente com fluxo, como válvulas e dampers. De acordo com [17], essa alternativa não é vantajosa do ponto de vista da eficiência energética, pois ao reduzir a velocidade do sistema para necessidades de fluxo menores, reduz-se também em relação cúbica a potência do motor.

O emprego de inversores de frequência em acionamentos de elevadas potências, entre 0,4 MW a 40 MW, além de otimizar o controle do próprio processo ao qual está associado, contribui diretamente na eficiência energética, que é ainda mais interessante considerando o nível de potência. O termo “eficiência energética” tem ganhado bastante notoriedade em tempos de preocupação com a escassez dos recursos naturais. Com isso, governos e empresas têm buscado soluções para produzir energia, reduzir os seus custos e contribuir para um planeta mais sustentável. Além de ser um grande diferencial competitivo, a eficiência energética está diretamente ligada as práticas de ESG (*Environmental, Social and Governance*), que cada vez mais despertam o interesse de investidores, do mercado e da própria sociedade. Neste sentido, acionamentos multifásicos podem ser uma interessante opção na viabilização do emprego de inversores de frequência nesse nicho de aplicações.

A competitividade inerente ao setor industrial vai de encontro as grandes expectativas atreladas na literatura a acionamentos multifásicos e expostas acima, principalmente em termos de custos, confiabilidade e segurança operacional. Ou seja, o setor industrial reúne vários aspectos que o caracteriza como um grande interessado e, conseqüentemente, como um propulsor para o desenvolvimento da tecnologia acerca de acionamentos multifásicos.

1.2. Objetivos

Diante do contexto de acionamentos de elevada potência e com base nas boas expectativas atreladas ao motor multifásico, o objetivo central deste trabalho consiste na realização de análises de viabilidade técnica e financeira sobre o emprego do mesmo em

aplicações de elevada potência, típicas do setor industrial e que em sua unanimidade são baseadas na máquina trifásica.

Alinhado ao objetivo central do trabalho, as análises de viabilidade também contemplarão de forma sucinta os inversores de frequência empregados no acionamento dos motores trifásicos e multifásicos assim como os cabos dos seus circuitos de alimentação, pois esses itens têm relação direta com o custo de determinada aplicação. Neste mesmo sentido, serão realizadas análises sobre soluções tipicamente adotadas em acionamentos de elevada potência no setor industrial, sendo que a expectativa nesse caso é posicionar um acionamento multifásico perante a tais soluções.

As análises serão orientadas sobre projetos dimensionais que serão desenvolvidos para uma máquina trifásica e para uma máquina de nove fases. Por meio desses projetos serão definidos e determinados os parâmetros nominais e os volumes de material ferromagnético e material condutor aplicados nos estatores e rotores de cada máquina.

Em complementação ao objetivo principal e a fim de enriquecer o conteúdo sobre acionamentos multifásicos e sustentar as análises que serão realizadas, o presente trabalho também tem como proposta realizar uma revisão da literatura que aborde o modelo dinâmico da máquina de indução de nove fases. Com base no exposto acima, os objetivos do presente trabalho estão sintetizados nos seguintes tópicos:

- Apresentar a modelagem da máquina de indução de nove fases até a obtenção do circuito equivalente em regime permanente.
- Dimensionar o volume de material ferromagnético e condutor empregado no projeto de duas máquinas elétricas de indução equivalentes em potência e velocidade síncrona, porém diferentes na quantidade de fases e na tensão de alimentação, sendo uma trifásica alimentada com tensão de linha igual a 4,16 kV e a outra de nove fases alimentada com tensão de linha igual 440V.
- Levantar dados e realizar análises sucintas sobre: os inversores de frequência empregados nos acionamentos das máquinas dimensionadas; sobre os cabos do circuito de alimentação; e sobre soluções comumente aplicadas em acionamento de elevada potência aplicadas no setor industrial.

- Apresentar conclusões sobre a viabilidade de acionamentos multifásicos tendo como base os projetos das máquinas elétricas dimensionadas assim como as análises complementares realizadas sobre os inversores de frequência, cabos e soluções típicas.

1.3. Método

Alinhado a proposta central do trabalho de verificar a viabilidade de acionamentos multifásico no setor industrial, o método do trabalho consistirá em um estudo de caso sobre dois acionamentos de elevada potência, porém um baseado na máquina trifásica e outro na máquina de nove fases. Para tal, serão desenvolvidos projetos dimensionais para cada máquina elétrica em questão, ou seja, será desenvolvido um projeto para uma máquina trifásica e um projeto para uma máquina enefásica.

Ambos os projetos serão equivalentes em termos de potência nominal e velocidade síncrona e serão diferentes no número de fases e na tensão de alimentação. Os demais parâmetros nominais, como rendimento, fator de potência, fator de serviço, classe de isolamento, tipo de refrigeração etc., serão comuns. A máquina trifásica terá tensão nominal de 4,16kV enquanto a máquina de nove fases terá tensão nominal de 440V, ou seja, a máquina trifásica será concebida para operar em média tensão enquanto a máquina enefásica para operar em baixa tensão. Vale a pena lembrar que a possibilidade de redução do nível de tensão do acionamento é umas das principais vantagens de acionamentos multifásicos perante a acionamentos trifásicos e está diretamente ligado a viabilidade do mesmo, logo esse fato será amplamente analisado no presente trabalho.

No contexto do presente trabalho, a opção pelo número de fases igual a nove está diretamente associada a diferença da tensão nominal das máquinas, pois quanto maior o número de fases, maior a viabilidade para redução da tensão nominal, que por sua vez deve estar condicionada ao consequente aumento da corrente nominal. É necessário considerar também que o aumento do número de fases implica em mais componentes semicondutores no inversor de frequência do acionamento assim como em mais condutores no circuito de alimentação. Poderiam ser experimentadas outras opções de número de fases, como cinco, seis, doze, quinze entre outras, porém o número de fases igual a nove é a opção que se mostra mais favorável e equilibrada considerando o aumento

da corrente nominal mediante a redução da tensão nominal e as implicações no circuito de alimentação da máquina.

A fim de proporcionar análises comparativas mais amplas, também serão especificados semicondutores, diodos e IGBTs, para o inversor de frequência de acionamento de cada máquina. Após especificações, os semicondutores serão orçados em plataformas digitais de eventuais fornecedores. Com isso, o impacto financeiro associado aos inversores de frequência será avaliado, sendo essa avaliação preponderante para análise de viabilidade em questão.

Os cabos do circuito de alimentação das máquinas, assim como dos inversores de frequência, também são essenciais para a análise de viabilidade, pois a quantidade de cabos em um acionamento enefásico é maior do que em um acionamento trifásico. Além desse fato, como o acionamento enefásico será projetado para operar em baixa tensão, a corrente da máquina enefásica será maior do que a corrente da máquina trifásica, com isso a seção dos cabos do circuito de alimentação também será maior. Por outro lado, o requisito de isolamento dos cabos de alimentação da máquina enefásica será menor do que o da máquina trifásica. Portanto, tais cabos também serão dimensionados, especificados e orçados.

Em complementação ao objetivo central do trabalho, serão levantados dados para análise entre um acionamento de elevada potência com partida amortecida e/ou velocidade variável baseado na máquina enefásica alimentada em baixa tensão por inversor de frequência frente a um acionamento equivalente em potência, porém alimentada em média tensão, e com outro tipo de solução para promoção da partida e/ou variação da velocidade da carga, como por exemplo, um hidrováriador ou uma máquina de indução de rotor bobinado com reostato. Os hidrováriadores e os motores de rotor bobinado com reostato são amplamente utilizados em aplicações típicas de plantas industriais dos setores de mineração e siderurgia.

Por fim, com base nas informações e dados referentes ao dimensionamento das máquinas, inversores de frequência e cabos de alimentação, assim como da análise comparativa entre um acionamento baseado na máquina enefásica e um acionamento com soluções corriqueiras, serão realizadas as análises finais e apresentadas as conclusões do trabalho.

1.4. Contribuições da Dissertação

A maioria dos trabalhos sobre acionamentos multifásicos disponíveis na literatura apresentam um vasto e rico conteúdo teórico sobre este tema. As principais aplicações de acionamentos multifásicos abordadas na literatura são voltadas para tração de veículos elétricos e propulsão de navios e submarinos e a maioria dos trabalhos apresentam resultados e conclusões com base em experimentos realizados em ambiente computacional e em protótipos laboratoriais de máquinas multifásicas.

Sem dúvida, esse universo de trabalhos disponíveis na literatura foi fundamental para impulsionar o desenvolvimento que os acionamentos multifásicos vêm experimentando nas últimas décadas e certamente também foi um grande motivador dos objetivos deste trabalho. Entretanto, poucos trabalhos disponíveis na literatura abordam acionamentos multifásicos em aplicações industriais e analisam os prós e contras dessas configurações neste cenário. Além disso, conclusões disponíveis na literatura acerca do tamanho da máquina multifásica assim como sobre a quantidade de material condutor empregado na mesma não foram validadas considerando aspectos de projeto.

Neste contexto, as principais contribuições deste trabalho são apresentadas abaixo:

- Por meio da realização de projetos dimensionais será verificada a possibilidade de uma máquina de nove fases alimentada em baixa tensão possuir tamanho idêntico ao de uma máquina trifásica equivalente em termos de potência nominal e velocidade síncrona alimentada em média tensão. Em outras palavras, será investigado se a quantidade de material ferromagnético empregado no estator e na gaiola de ambos os projetos pode ser igual, ou seja, se ambas as máquinas podem ser concebidas na mesma carcaça.
- Através dos projetos dimensionais também será verificada possibilidade de uma máquina de nove fases em baixa tensão possuir a mesma quantidade de material condutor empregado no estator e na gaiola de uma máquina trifásica equivalente em termos de potência nominal e velocidade síncrona em média tensão.
- A viabilidade técnica e financeira da máquina de nove fases em baixa tensão perante a máquina trifásica em alta tensão será validada com base

na quantidade de material ferromagnético e de material condutor empregado em ambos os projetos.

- Ao longo do desenvolvimento dos projetos dimensionais serão apresentados e discutidos parâmetros que podem possibilitar a otimização de projetos de máquinas elétricas de indução.
- A análise de viabilidade do presente trabalho não se limitará às máquinas elétricas, aos inversores de frequência e aos cabos do seu circuito de alimentação. Serão apresentadas análises comparativas considerando soluções tipicamente adotadas em aplicações industriais de elevada potência, pois tais soluções são concorrentes ao emprego de acionamentos multifásicos.
- No presente trabalho será investigada uma redução considerável do nível de tensão nominal da máquina de nove fases em relação a máquina trifásica, da ordem de 9 vezes, saindo de média para baixa tensão. Essa proposta é pioneira em relação aos níveis de redução experimentados na maioria dos trabalhos disponíveis na literatura.
- Apresentação de dados e análises assim como a fomentação de conclusões e direcionamentos sobre a viabilidade técnica e financeira sobre o emprego de acionamentos multifásicos em aplicações do setor industrial, sendo que os principais motivadores para tal são os benefícios destacados na revisão da literatura.

1.5. Organização do Trabalho

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos, incluindo esse capítulo introdutório. No capítulo 2, é realizada uma contextualização sobre a teoria por trás da máquina de nove fases que será fundamental para nivelamento do tema junto ao leitor assim como para o desenvolvimento de análises comparativas em relação à máquina trifásica. Com o propósito de elucidar a aplicação de um acionamento de nove fases, a fundamentação teórica do capítulo 2 aborda tipos de transformações coordenadas adotadas em sistemas multifásicos e o modelo da máquina de nove fases.

Na sequência, o capítulo 3 apresenta o conteúdo que será a base para os projetos dimensionais que serão desenvolvidos para uma máquina trifásica e para uma máquina de nove fases. Em tal capítulo serão apresentados os conceitos para dimensionamento do volume ativo e dos condutores aplicados no estator e rotor das respectivas máquinas elétricas. Além dos conceitos, o capítulo 3 também aborda os resultados obtidos em cada projeto.

O capítulo 4 apresenta dados complementares para realização de análises considerando três aspectos: os semicondutores aplicados em eventuais inversores de frequência para acionamento das máquinas projetadas no capítulo 3; os cabos para o circuito de alimentação de tais máquinas; e soluções usuais para partida e/ou controle de velocidade em acionamentos de elevada potência.

Por fim, o capítulo 5 expõe o consolidado das análises e conclusões já apresentadas nos capítulos anteriores.

2. Contextualização sobre a máquina de indução de nove fases

2.1. Introdução

Diante do objetivo do presente trabalho, que consiste na realização de análises de viabilidade de máquinas eneafásicas perante as máquinas trifásicas, é importante se apropriar devidamente da fundamentação técnica de um acionamento baseado em uma máquina de indução de nove fases. Basicamente essa essência envolve aspectos construtivos da própria máquina e seu modelo em regime permanente.

Vale destacar nesse ponto, que a fundamentação técnica da máquina de indução trifásica é amplamente difundida na literatura e por isso não será abordada e destacada neste trabalho. Entretanto, salvos as diferenças construtivas, como os modelos de ambas as máquinas são estritamente parecidos, conseqüentemente as técnicas de controle também serão, o que será comprovado na sequência desse capítulo.

O objetivo desse capítulo é apresentar conceitos relevantes para elucidar o funcionamento da máquina eneafásica bem como suas diferenças em relação a máquina trifásica. Esse conteúdo engloba as transformações de coordenadas, as equações de tensão em regime permanente e o circuito equivalente. O estudo tem por finalidade única e exclusivamente levar ao leitor uma base sucinta sobre o modelo da máquina de nove fases, pois este é importante para uma melhor compreensão do trabalho. Tal conteúdo não será empregado no desenvolvimento de experimentos.

Para apresentação de todo conhecimento associado a máquina eneafásica será adotada uma máquina com P polos, simétrica, com ângulo de 40° entre fases adjacentes, com enrolamentos concentrados e passo pleno. A Figura 2.1 apresenta um diagrama básico de construção e um diagrama elétrico do estator de um MI9F de dois polos.

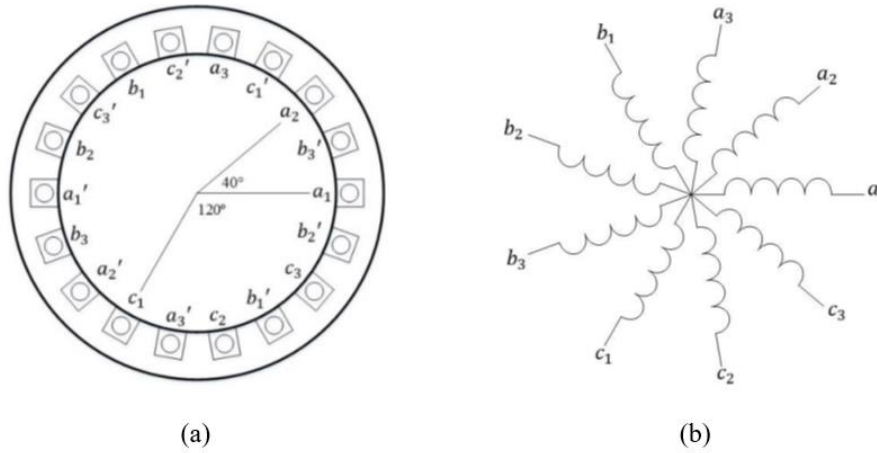


Figura 2.1 - (a) Diagrama básico de construção do estator do MI9F. (b) Diagrama básico dos enrolamentos do estator do MI9F. Fonte: Extraído de [2].

Todo material apresentado nesse capítulo sobre as transformações de coordenadas assim como sobre o modelo da máquina eneafásica foi baseado nas referências [2] e [8].

2.2. Transformação de Coordenadas

2.2.1. Transformação para vetor espacial

A complexidade para lidar com equações na forma matricial alinhada a simetria da máquina de nove fases motivaram o desenvolvimento de uma transformação para vetor espacial específica para essa máquina. Assumindo que o campo magnético e a força magnetomotriz têm distribuição senoidal ao longo do entreferro e que os enrolamentos são distribuídos senoidalmente ao longo do estator, em [2] é proposto um vetor de transformação para vetor espacial que leva em consideração todas as nove fases da máquina assim como o deslocamento espacial de 40° entre elas. O vetor de transformação para a fundamental proposto de forma a preservar a amplitude da grandeza que será transformada é dado conforme a Equação 2.1.

$$S_1 = \frac{2}{9} [1 \quad a \quad a^2 \quad b \quad ab \quad a^2b \quad b^2 \quad ab^2 \quad a^2b^2] \quad (2.1)$$

Onde $a = e^{j120^\circ}$ e $b = e^{j40^\circ}$.

2.2.2. Transformação para coordenadas $dq0$

As transformações de coordenadas, especialmente a transformação para as coordenadas $dq0$, têm papel fundamental no desenvolvimento bem como na análise e utilização do modelo de uma máquina de indução. Além disso, considerando novamente a geometria da máquina enefásica assim como a complexidade em trabalhar com equações na forma matricial é interessante simplificar a representação do modelo dinâmico de tal máquina e com isso facilitar a realização de simulações assim como o desenvolvimento de projetos de controle.

Uma matriz de transformação deve ser capaz de separar harmônicos e tem que ser invertível, uma vez que também é necessário fazer a transformação inversa, logo tal matriz deve ser quadrada e possuir determinante diferente de zero [2][3]. Em um sistema trifásico existem três eixos estacionários, que se referem as três fases (abc) defasadas de 120° . No caso da transformação abc para $dq0$, o sistema de eixos estacionários é referenciado a um sistema de dois eixos perpendiculares que gira com velocidade angular ω . Tais eixos são denominados como eixo direto e eixo de quadratura (q e d). Os eixos qd estão relacionados a dois vetores linearmente independentes com três elementos cada. Já a componente 0 , denominada componente de sequência zero, tem relação com os harmônicos de sequência zero e só existirá se os componentes a , b e c do sistema trifásico apresentarem desbalanceamento ou assimetria. A componente 0 também está relacionada a um vetor de três elementos que deve ser linearmente independente com os dois vetores relacionados aos eixos dq . Desta forma, obtém-se uma matriz quadrada, com determinante diferente de zero e conseqüentemente invertível.

Para uma máquina enefásica a lógica para construção da matriz de transformação é a mesma da máquina trifásica. O plano dq referente a fundamental também é composto de dois vetores linearmente independentes, porém com nove elementos cada. Além disso, para se formar uma matriz 9×9 quadrada e invertível, são necessários mais sete vetores linearmente independentes com 9 elementos cada. Em [8] é proposto um método para obtenção da matriz de transformação para $dq0$ para uma máquina n -fásica. De acordo com o método proposto, a matriz 9×9 para uma máquina enefásica, com ângulo de 40° entre fases adjacentes, será composta por nove vetores S_k , conforme Equação 2.2.

$$\begin{aligned}
S_k = [& \sin k(\omega t) \quad \sin k(\omega t + 40^\circ) \quad \sin k(\omega t + 80^\circ) \\
& \sin k(\omega t + 120^\circ) \quad \sin k(\omega t + 160^\circ) \quad \sin k(\omega t + 200^\circ) \\
& \sin k(\omega t + 240^\circ) \quad \sin k(\omega t + 280^\circ) \quad \sin k(\omega t + 320^\circ)]
\end{aligned} \tag{2.2}$$

Para máquinas com número de fases ímpar deverão ser escritos dois vetores para cada harmônico k ímpar menor ou igual a $n-2$, sendo que para um dos vetores será assumido $\omega t = 0^\circ$ e para o outro vetor $\omega t = 90^\circ$. Para o caso da máquina de 9 fases serão escritos dois vetores para os harmônicos $k = 1, 3, 5$ e 7 . A última linha da matriz 9×9 será formada por um vetor S_k para o n -ésimo harmônico, que é o harmônico de sequência zero, o qual dá origem a um vetor não nulo e não forma um espaço. Com base nessas orientações a matriz de transformação $abcdefghi$ para $dq0$ para uma máquina de indução de nove fases por ser escrita conforme Equação 2.3.

$$T = \begin{bmatrix} S_1(\omega t = 0^\circ) \\ S_1(\omega t = 90^\circ) \\ S_3(\omega t = 0^\circ) \\ S_3(\omega t = 90^\circ) \\ S_5(\omega t = 0^\circ) \\ S_5(\omega t = 90^\circ) \\ S_7(\omega t = 0^\circ) \\ S_7(\omega t = 90^\circ) \\ S_9(\omega t = 0^\circ) \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Os quatros espaços que compõe as oito primeiras linhas da matriz T formam bases para representação de todos os harmônicos, exceto os múltiplos de nove. Como esses espaços são ortogonais entre si, quando um harmônico aparece em um deles, ele não vai aparecer nos outros. Os harmônicos múltiplos de nove vão aparecer como uma combinação linear do vetor da última linha da matriz. É importante destacar que o método de transformação apresentado é um entre várias opções, sendo que a escolha de qual método aplicar está associada ao objetivo final em questão.

2.3. Modelagem da Máquina de Indução de Nove Fases

2.2.1. Equações de Tensão

As equações de tensão para o estator e rotor da máquina eneafásica, na forma matricial, são dadas pelas Equações 2.4 a 2.7.

$$\underline{v}_s = \rho \underline{\lambda}_s + \underline{r}_s \cdot \underline{i}_s \quad (2.4)$$

$$\underline{v}_r = \rho \underline{\lambda}_r + \underline{r}_r \cdot \underline{i}_r \quad (2.5)$$

$$\underline{\lambda}_s = \underline{L}_{ss} \cdot \underline{i}_s + \underline{L}_{sr} \cdot \underline{i}_r \quad (2.6)$$

$$\underline{\lambda}_r = \underline{L}_{rr} \cdot \underline{i}_r + \underline{L}_{rs} \cdot \underline{i}_s \quad (2.7)$$

Onde $\rho = d/dt$; \underline{v}_s e \underline{v}_r são os vetores de tensões, \underline{i}_s e \underline{i}_r são os vetores de corrente; e $\underline{\lambda}_s$ e $\underline{\lambda}_r$ são os vetores de fluxos concatenados de estator e rotor. Os termos \underline{r}_s e \underline{r}_r representam as matrizes de resistências de estator e rotor respectivamente. Já os termos \underline{L}_{ss} , \underline{L}_{sr} , \underline{L}_{rr} e \underline{L}_{rs} representam as matrizes de indutância mútua entre os enrolamentos do estator, entre os enrolamentos do estator e rotor, entre os enrolamentos do rotor e entre os enrolamentos do rotor e estator, respectivamente. A demonstração da obtenção das matrizes de indutância da máquina eneafásica está disponível nas referências [2] e [8].

Aplicando o vetor de transformação S_1 da Equação 2.1 na expressão de fluxo concatenado no estator dada na Equação 2.6, obtêm-se as Equações 2.8 e 2.9.

$$\left(\underline{S}_1\right) \underline{\lambda}_s = \left(\underline{S}_1\right) \left(\underline{\lambda}_{ss} + \underline{\lambda}_{sr}\right) \quad (2.8)$$

$$\overrightarrow{\underline{\lambda}}_s = \left(\overrightarrow{\underline{\lambda}}_{ss} + \overrightarrow{\underline{\lambda}}_{sr}\right) \quad (2.9)$$

A notação $\overrightarrow{\quad}$ na Equação 2.9 indica que os termos são vetores espaciais, onde:

$$\overrightarrow{\underline{\lambda}}_{ss} = (L_{ls} + L_m) \overrightarrow{i}_s \quad (2.10)$$

$$L_m = \frac{9}{2} L_{ms} \quad (2.11)$$

$$\overrightarrow{\underline{\lambda}}_{sr} = L_{Msr} e^{j\theta_r} \overrightarrow{i}_r \quad (2.12)$$

$$L_{Msr} = \frac{9}{2} L_{msr} = \frac{9}{2} \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \quad (2.13)$$

Onde L_{ls} é a indutância de dispersão do estator, L_m a indutância de magnetização combinada com o termo $9/2$, L_{msr} a indutância mútua entre estator e rotor combinada com o termo $9/2$, L_{msr} a indutância de mútua entre estator e rotor, L_{ms} a indutância de magnetização do estator. Assim, a equação completa de fluxo concatenado de estator fica da seguinte forma:

$$\vec{\lambda}_s = \left[\left(L_{ls} + \frac{9}{2} L_{ms} \right) \vec{i}_s + \frac{9}{2} \frac{N_r}{N_s} L_m e^{j\theta_r} \vec{i}_r \right] \quad (2.14)$$

Aplicando o vetor de transformação S_I na expressão de fluxo concatenado no rotor, dada na Equação 2.7, obtêm-se os seguintes resultados.

$$\left(\underline{S}_1 \right) \underline{\lambda}_r = \left(\underline{S}_1 \right) \left(\underline{\lambda}_{rr} + \underline{\lambda}_{rs} \right) \quad (2.15)$$

$$\vec{\lambda}_r = \left(\vec{\lambda}_{rr} + \vec{\lambda}_{rs} \right) \quad (2.16)$$

Onde:

$$\vec{\lambda}_{rr} = (L_{lr} + L_{Mr}) \vec{i}_r \quad (2.17)$$

$$L_{Mr} = \frac{9}{2} L_{mr} = \frac{9}{2} \frac{N_r^2}{N_s^2} L_{ms} \quad (2.18)$$

$$\vec{\lambda}_{rs} = L_{Mrs} e^{-j\theta_r} \vec{i}_s \quad (2.19)$$

$$L_{Mrs} = \frac{9}{2} L_{mrs} = \frac{9}{2} \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \quad (2.20)$$

Onde L_{lr} é a indutância de dispersão do rotor, L_{Mr} a indutância de magnetização do rotor combinada com o termo $9/2$, L_{Mrs} a indutância mútua entre rotor e estator combinada com o termo $9/2$, L_{msr} a indutância de mútua entre estator e rotor. Logo, a equação completa de fluxo concatenado de rotor fica da seguinte forma:

$$\vec{\lambda}_r = \left[\left(L_{lr} + \frac{N_r^2}{N_s^2} L_m \right) \vec{i}_r + \frac{N_r}{N_s} L_m e^{-j\theta_r} \vec{i}_s \right] \quad (2.21)$$

De posse das equações dos fluxos concatenados no estator e rotor é possível definir as equações dinâmicas das tensões para a fundamental conforme as Equações 2.22 e 2.23.

$$\vec{v}_s = \left[r_s \vec{i}_s + (L_{ls} + L_m) \rho \vec{i}_s + \frac{N_r}{N_s} L_m \rho (e^{j\theta_r} \vec{i}_r) \right] \quad (2.22)$$

$$\vec{v}_r = \left[r_r \vec{i}_r + \left(L_{lr} + \frac{N_r^2}{N_s^2} L_m \right) \rho \vec{i}_r + \frac{N_r}{N_s} L_m \rho (e^{-j\theta_r} \vec{i}_s) \right] \quad (2.23)$$

A relação de espiras N_s/N_r confere complexidade às equações de tensão. Assim, é possível simplificar as Equações 2.22 e 2.23 renunciando à relação de espiras através da referência do circuito do rotor ao estator. Desta forma, as expressões abaixo são válidas para a máquina enefásica.

$$\vec{i}_r' = \frac{N_r}{N_s} \vec{i}_r \quad (2.24)$$

$$\vec{v}_r' = \frac{N_s}{N_r} \vec{v}_r \quad (2.25)$$

$$r_r' = \frac{N_s^2}{N_r^2} r_r \quad (2.26)$$

$$L_{lr}' = \frac{N_s^2}{N_r^2} L_{lr} \quad (2.27)$$

Com base nas relações apresentadas da Equação 2.24 a 2.27 são redefinidas as equações para as tensões, conforme as Equações 2.28 e 2.29.

$$\vec{v}_s = \left[r_s \vec{i}_s + (L_{ls} + L_m) \rho \vec{i}_s + L_m \rho (e^{j\theta_r} \vec{i}_r') \right] \quad (2.28)$$

$$\vec{v}_r' = \left[r_r' \vec{i}_r' + (L_{lr}' + L_m) \rho \vec{i}_r' + L_m \rho (e^{-j\theta_r} \vec{i}_s) \right] \quad (2.29)$$

As Equações 2.28 e 2.29 são similares as respectivas equações da máquina trifásica. Este fato sugere que o circuito equivalente de regime permanente para máquina enefásica será similar ao da máquina trifásica.

2.2.2. Circuito Equivalente

A obtenção do circuito equivalente da máquina enefásica em regime permanente se passa pela aplicação da transformação para coordenadas $dq0$ nas Equações 2.28 e 2.29.

Assim como para máquinas trifásicas, as relações apresentadas abaixo também são válidas para a máquina enefásica.

$$\overrightarrow{z_{qds}} = e^{-j\theta} \overrightarrow{z_s} \quad (2.30)$$

$$\overrightarrow{z_{qdr}} = e^{-j(\theta-\theta_r)} \overrightarrow{z_r} \quad (2.31)$$

$$\theta = \int \omega dt \quad (2.32)$$

Onde Z denota a grandeza que será transformada e as letras subscritas s e r denotam que a grandeza em questão está associada ao estator ou ao rotor, respectivamente.

As equações de tensão 2.28 e 2.29 serão multiplicadas pelos termos exponenciais das Equações 2.30 e 2.31, de acordo com o respectivo componente, estator ou rotor. É importante ressaltar que uma maneira de se obter o circuito equivalente em regime permanente, as equações são transformadas para referencial síncrono, ou seja, a frequência do referencial é igual à frequência de alimentação: $f = f_e$.

Multiplicando a equação de tensão do estator pelo respectivo termo exponencial definido na Equação 2.30, obtém-se o resultado apresentado na Equação 2.33 [2].

$$e^{-j\theta} \overrightarrow{v_s} = r_s e^{-j\theta} \overrightarrow{i_s} + (L_{ls} + L_m) \rho e^{-j\theta} \overrightarrow{i_s} + L_m e^{-j\theta} \rho (e^{j\theta_r} \overrightarrow{i_r}') \quad (2.33)$$

No entanto, pela regra da cadeia da diferenciação,

$$x \frac{dy}{dt} = \frac{d}{dt} (xy) - \frac{dx}{dt} y$$

A Equação 2.33 pode ser reescrita na seguinte forma:

$$e^{-j\theta} \overrightarrow{v_s} = r_s e^{-j\theta} \overrightarrow{i_s} + (L_{ls} + L_m) \rho (e^{-j\theta} \overrightarrow{i_s}) + L_m \rho [e^{j(\theta-\theta_r)} \overrightarrow{i_r}'] + j\omega_e [(L_{ls} + L_m) e^{-j\theta} \overrightarrow{i_s} + L_m^h e^{j(\theta-\theta_r)} \overrightarrow{i_r}'] \quad (2.34)$$

$$\text{Onde } \omega_e = \rho \theta = \frac{d\theta}{dt}$$

Substituindo as relações das Equações 2.30 na Equação 2.34 obtém-se a equação de tensão no estator para componentes em coordenadas $dq0$.

$$\begin{aligned} \overrightarrow{v_{qds}} = & [r_s \overrightarrow{i_{qds}} + (L_{ls} + L_m) \rho \overrightarrow{i_{qds}} + L_m \rho \overrightarrow{i_{qdr}'} + j\omega_e L_{ls} \overrightarrow{i_{qds}} \\ & + j\omega_e L_m (\overrightarrow{i_{qds}} + \overrightarrow{i_{qdr}'})] \end{aligned} \quad (2.35)$$

De maneira similar obtém-se a equação de tensão no rotor para componentes fundamental em coordenadas dq .

$$\begin{aligned} \overrightarrow{v_{qdr}'} = & [r_r' \overrightarrow{i_{qdr}'} + (L_{lr}' + L_m) \rho \overrightarrow{i_{qdr}'} + L_m \rho \overrightarrow{i_{qds}} + j(\omega_e - \omega_r) L_{lr}' \overrightarrow{i_{qdr}'} \\ & + j(\omega_e - \omega_r) L_m (\overrightarrow{i_{qds}} + \overrightarrow{i_{qdr}'})] \end{aligned} \quad (2.36)$$

As equações de tensão em coordenadas $dq0$ para o regime permanente da máquina são obtidas eliminando os termos com d/dt das Equações 2.35 e 2.36. Assim, tais equações podem ser reescritas da seguinte forma:

$$\overrightarrow{v_{qds}} = [r_s \overrightarrow{i_{qds}} + j\omega_e L_{ls} \overrightarrow{i_{qds}} + j\omega_e L_m (\overrightarrow{i_{qds}} + \overrightarrow{i_{qdr}'})] \quad (2.37)$$

$$\overrightarrow{v_{qdr}'} = [r_r' \overrightarrow{i_{qdr}'} + j(\omega_e - \omega_r) L_{lr}' \overrightarrow{i_{qdr}'} + j(\omega_e - \omega_r) L_m (\overrightarrow{i_{qds}} + \overrightarrow{i_{qdr}'})] \quad (2.38)$$

Dividindo a Equação 2.38 por $s = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e}$, obtém-se:

$$\frac{\overrightarrow{v_{qdr}'}}{s} = \left[\frac{r_r'}{s} \overrightarrow{i_{qdr}'} + j\omega_e L_{lr}' \overrightarrow{i_{qdr}'} + j\omega_e L_m (\overrightarrow{i_{qds}} + \overrightarrow{i_{qdr}'}) \right]. \quad (2.39)$$

Considerando que o rotor é do tipo gaiola de esquilo, o circuito equivalente da máquina enefásica é apresentado na Figura 2.2. Como era esperado, o circuito equivalente obtido para máquina enefásica é semelhante ao circuito equivalente de uma máquina trifásica.

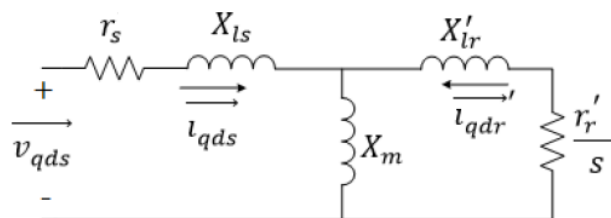


Figura 2.2 - Circuito equivalente de regime permanente para frequência fundamental.
Fonte: extraído de [2]

2.2.3. Equação do Torque Eletromagnético

Para obter a equação do torque eletromagnético T desenvolvido pelo MI9F será utilizada a Equação 2.35, referente à dinâmica de estator. Essa equação é idêntica à equação de tensão de um motor trifásico, então, a expressão do torque para a máquina de indução de nove fases será similar à da máquina trifásica, logo:

$$T = \frac{9P}{2} L_m \mathcal{J} \left\{ \overrightarrow{i_{dqr}}^* \overrightarrow{i_{dqs}} \right\} = \frac{9P}{2} L_m (i_{qs} \cdot i_{dr}' - i_{ds} \cdot i_{qr}') \quad (2.40)$$

Onde o operador \mathcal{J} indica a parte imaginária dos termos entre chaves e P é o número de polos.

2.4. Conclusões

De acordo com a modelagem apresentada neste capítulo obteve-se as equações de tensão e torque eletromagnético assim como o circuito equivalente em regime permanente para a máquina de nove fases similares as respectivas equações e circuito da máquina trifásica. Também foram apresentadas transformações de coordenadas para uma máquina de nove fases, as quais são fundamentais para viabilizar a modelagem, análise e controle de máquinas elétricas em geral, em especial para máquinas multifásicas, devido a simetria e conseqüente complexidade para lidar com suas equações na forma matricial. Devido à similaridade entre as equações do modelo dinâmico da máquina enefásica e da máquina trifásica, as estratégias de controle também são semelhantes. Ou seja, todo *know-how* desenvolvido sobre estratégias de controle de máquina trifásicas é aplicável a máquinas multifásicas. Os fatos apurados neste capítulo são fundamentais para fomentar a acuidade em prol das análises comparativas, entre a máquina trifásica e a de nove fases, que constituem o objetivo central deste trabalho.

3. Dimensionamento do Motor de Indução Assíncrono

3.1. Introdução

A máquina elétrica deve atender algumas características relacionadas as expectativas e demandas do cliente. As características de rendimento, torque e fator de potência dependem basicamente do projeto eletromagnético da máquina. O bom desempenho começa com a escolha de bons materiais, principalmente os condutores e os dielétricos. O estado da tecnologia atual faz com que todos os fabricantes utilizem praticamente os mesmos materiais, de modo que a qualidade e o desempenho da máquina se diferenciem em função do processo de fabricação utilizado.

Nesse capítulo serão apresentados os conceitos básicos para dimensionamento do volume ativo da máquina, a partir dos dados nominais, tais como: potência, tensão, frequência, rotação. Também serão consideradas algumas características de desempenho da máquina, por exemplo, rendimento e fator de potência. Além do volume ativo, serão apresentados os conceitos para dimensionar os condutores dos circuitos estatórico e rotórico, sempre considerando máquinas assíncronas de rotor em gaiola. Vale destacar que o objetivo desse capítulo não é o de discutir o processo de fabricação, o foco será mantido apenas no dimensionamento do projeto da máquina. Após a apresentação dos conceitos serão apresentados os desenvolvimentos dos projetos dimensionais para duas máquinas elétricas, equivalente em potência e velocidade síncrona, porém diferentes no número de fases e tensão nominal.

No presente trabalho não será abordado o dimensionamento do eixo da máquina, pois usualmente o diâmetro do eixo, que basicamente consiste no diâmetro interno do rotor, é definido dentro de um intervalo relacionado ao diâmetro interno do estator, o que garante tanto a condição para transmissão do torque quanto ao desempenho dinâmico da máquina.

O conhecimento apresentado nesse capítulo foi baseado na referência, que é o livro - Projeto e Análise da Máquina de Indução Trifásica. Vol. 1: Aspectos Construtivos da Máquina Elétrica - de autoria de Fredemar Rünco e publicado pelo próprio autor em Jaraguá do Sul-SC em 2018.

3.2. Número de Ranhuras do Estator e Rotor

A escolha adequada do número ranhuras do estator e do rotor é extremamente relevante para que a máquina desempenhe bem sua função. O principal desafio para definição do número de ranhuras está associado principalmente a ampla gama de possibilidades de configurações, sendo que a escolha mais acertada é a que garante a melhor custo-benefício em termos de desempenho.

Neste trabalho, o número de ranhuras do núcleo magnético do estator será denotado por N_1 e do rotor por N_2 , que no caso de uma máquina com gaiola de esquilo, consistirá no número de barras da gaiola. O número de ranhuras por polo e fase do circuito magnético estatórico q_1 é definido conforme a Equação 3.1.

$$q_1 = \frac{N_1}{2p \cdot m_1} \quad 3.1$$

Onde p representa o número de pares de polos e m_1 é o número de fases da máquina. Quando q_1 resulta em um número inteiro, o circuito estatórico terá um enrolamento inteiro, caso contrário, o enrolamento será classificado como fracionário. O circuito estatórico fracionário deve ser evitado para máquinas de indução, porém pode ser aplicado em máquinas síncronas, quando não for possível utilizar o enrolamento inteiro.

Para um enrolamento possuir uma distribuição das bobinas por polo que garanta um bom desempenho em termos de conteúdo harmônico e torque pulsante, o valor do número de ranhuras por polo e fase deve ser maior ou igual a 2, ou seja, $q_1 \geq 2,0$. Entretanto, q_1 deve assumir um valor que torne o enrolamento economicamente viável. Uma vez definido o número de ranhuras por polo e fase q_1 , o número de ranhuras pode ser determinado isolando N_1 na Equação 3.1. Preferencialmente esse número de ranhuras deve ser par. Já o número de ranhuras do circuito rotórico N_2 deve estar associado com N_1 . A definição do número de ranhuras da gaiola é uma tarefa complexa, pois a gaiola desempenha um papel fundamental na geração do torque assíncrono, no amortecimento

das harmônicas e principalmente na geração do ruído magnético. No presente contexto, uma recomendação para minimizar a questão do ruído magnético consiste em definir N_1 e N_2 de forma que o módulo da diferença entre ambos seja maior ou igual a 10 unidades, conforme estabelece a Equação 3.2.

$$|N_1 - N_2| \geq 10 \quad 3.2$$

Na Tabela 3.1 são apresentados alguns exemplos de combinações de ranhuras N_1 e N_2 baseadas na relação apresentada na Equação 3.2 e aconselháveis para máquinas de diferentes números de polos que apresentam gaiola de esquilo no circuito rotórico.

Tabela 3.1 - Combinações de ranhuras (N_1/N_2) para máquinas elétricas trifásicas de rotor gaiola. Fonte: Extraída de [23].

$2p$	N_1	N_2
2	36	22-24-26-28/44-46-48-50
	54	40-42-44-46/62-64-66-68
4	72	56-58-60-62/82-84-86-88
	108	92-94-96-98/118-120-122-124
6	108	92-94-96-98/118-120-122-124
	162	146-148-150-152/172-174-176-178
8	144	128-130-132-134/154-156-158-160
	216	200-202-204-206/226-228-230-232

3.3. Volume Ativo da Máquina

O volume ativo de uma máquina de indução é definido pelas dimensões especificadas na Figura 3.1 e pode ser determinado a partir da Equação 3.3, a qual correlaciona a potência ativa P_{Ativa} ao diâmetro médio do entreferro.

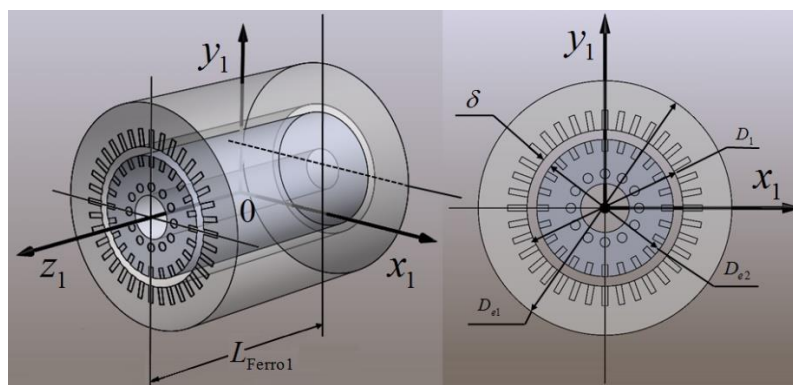


Figura 3.1 - Principais dimensões do núcleo magnético da máquina. Fonte: Extraído de [23].

$$P_{Ativa} = \frac{\pi}{2p} k_{Esbeltez} C_{AVA} (D_1 - \delta)^3 n_s \quad 3.3$$

Onde $2p$ representa o número de polos, $k_{Esbeltez}$ representa o coeficiente de esbeltez, C_{AVA} a constante de aproveitamento do volume ativo, D_1 o diâmetro interno do estator, δ a espessura do entreferro e n_s a velocidade síncrona.

Reescrevendo a Equação 3.3 isolando D_1 , o diâmetro interno do estator pode ser obtido conforme a Equação 3.4.

$$D_1 = \sqrt[3]{\frac{2p \cdot P_{Ativa}}{\pi k_{Esbeltez} C_{AVA} n_s}} + \delta \quad 3.4$$

Na fase inicial do projeto para definir a potência ativa da máquina o rendimento pode ser adotado dentro do intervalo: $0,90 \leq \eta_{Máquina} \leq 0,98$. Para máquina de menor potência, o valor adotado deve estar mais próximo do limite inferior e para máquinas de maior potência o valor adotado deve estar mais próximo do limite superior.

A relação de esbeltez $k_{Esbeltez}$ é definida a partir do comprimento do ferro do pacote de chapas do núcleo magnético e do passo polar da máquina, conforme mostra a Equação 3.5.

$$k_{Esbeltez} = \frac{L_{Ferro1}}{\tau_{Polar}} = \frac{2p}{\pi} \frac{L_{Ferro1}}{(D_1 - \delta)} \quad 3.5$$

Onde L_{Ferro1} representa o comprimento do ferro do pacote de chapas do núcleo magnético, τ_{Polar} o passo polar.

O coeficiente de esbeltez da máquina tem relação direta com seu custo e desempenho. Um fator de esbeltez elevado define uma máquina esbelta, a qual requer mais cuidados mecânicos, em especial à concentricidade do entreferro a fim de evitar esforços magnéticos desbalanceados que possam gerar vibrações e ruídos na máquina. Já uma relação de esbeltez menor exige uma carcaça com altura de eixo maior, o que por sua vez acarreta um maior custo com materiais. Uma relação de projeto recomendada para o comprimento do ferro da máquina L_{Ferro1} e para o diâmetro médio no entreferro $(D_1 - \delta)$, que não acarrete uma máquina muito esbelta e nem pouco esbelta pode ser estabelecida no intervalo apresentado na Equação 3.6.

$$0,30 \leq \frac{L_{Ferro1}}{(D_1 - \delta)} \leq 2,0 \quad 3.6$$

Substituindo os extremos do intervalo apresentado na Equação 3.6 na Equação 3.5, os valores de máximo e mínimo para $k_{Esbeltez}$ passam a ser referenciados em função do número de polos da máquina, conforme a Equação 3.7.

$$\begin{cases} k_{EsbeltezMínimo} = 0,30 \frac{2p}{\pi} \\ k_{EsbeltezMáximo} = 2,00 \frac{2p}{\pi} \end{cases} \quad 3.7$$

A constante de aproveitamento do volume ativo, C_{AVA} , é obtida em função da indução média e da densidade linear de corrente elétrica na periferia do entreferro da máquina, assim como em função de parâmetros de entrada do projeto da máquina.

$$C_{AVA} = \frac{\pi^2 \cdot k_{Forma} \cdot B_{Entreferro} \cdot f_{FatorPotência1}}{1 - k_{UFase1}} \cdot J_{AmpCond1} \quad 3.8$$

Onde o termo k_{Forma} é denominado como fator de forma da função harmônica; $B_{Entreferro}$ representa a amplitude da indução média no entreferro da máquina; $f_{FatorPotência1}$ o fator de potência da máquina; k_{UFase1} a queda de tensão nos terminais do estator; e $J_{AmpCond1}$ a densidade de corrente na periferia do entreferro.

O fator de forma k_{Forma} da função harmônica descreve a tensão induzida de fase $E_{IndFase1}$, considerando que ela é dada pela lei de Faraday e que o fluxo magnético por polo e fase é dado por uma função harmônica cosenooidal que possui a mesma frequência da tensão de fase presente nos terminais da máquina. O valor do k_{Forma} é obtido a partir da expressão que define o valor eficaz da tensão induzida instantânea de fase, conforme mostrado abaixo:

$$\begin{aligned} E_{IndFase1} &= \frac{(E_{IndFase1})_{Máximo}}{\sqrt{2}} = \\ &= 2 \underbrace{\left(\frac{\sqrt{2} \cdot \pi}{4} \right)}_{k_{Forma}} \cdot N_{CondFase1} \cdot f_{bvdlc1} \cdot f_{e1} \cdot \Phi_B \\ k_{Forma} &= \frac{\sqrt{2}\pi}{4} = 1,111111. \end{aligned}$$

Onde termo $f_{bv_{dlc1}}$ representa o fator de bobinagem do enrolamento, $N_{CondFase1}$ o número de condutores em série por fase, f_{e1} a frequência da tensão de fase e Φ_B é a amplitude do fluxo magnético por polo.

A amplitude da indução média no entreferro da máquina $B_{Entreferro}$, na fase inicial do projeto é um parâmetro de entrada e pode ser definida a partir da Figura 3.2, que apresenta uma curva para a indução média no entreferro traçada em função da razão entre a potência ativa em kW e a velocidade síncrona em rotações por segundo (kW/rps).

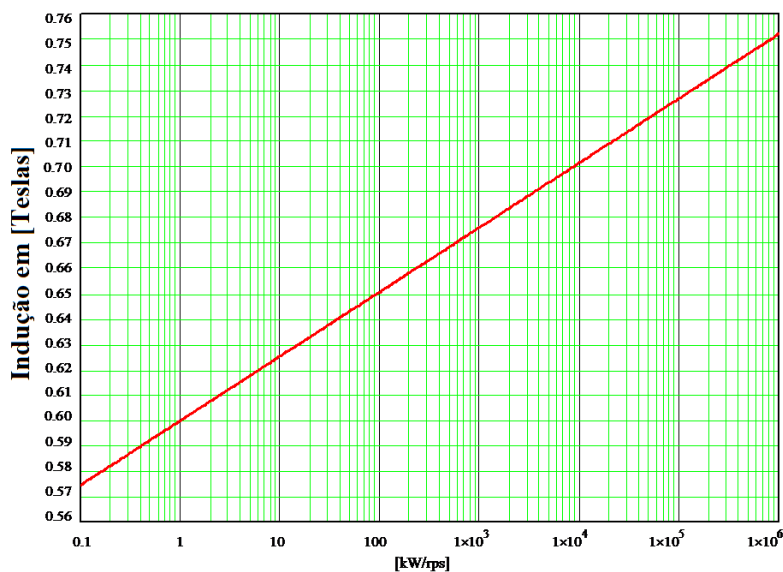


Figura 3.2 - Amplitude da indução média no entreferro da máquina.

Fonte: Extraído de [23].

O fator de potência da máquina $f_{FatorPotência1}$, na fase inicial do projeto é um parâmetro desconhecido. Entretanto, para máquinas assíncronas o fator de potência está relacionado diretamente com a potência nominal e com o número de polos da máquina. Com base nesse fato, a Tabela 3.2 apresenta intervalos de fatores de potência prováveis em função do número de polos de máquinas assíncronas. Logo, consultando a Tabela 3.2 o projetista deve escolher um valor mais próximo do limite superior para máquinas de grande porte e um valor mais próximo do limite inferior desse intervalo para máquinas de menor potência.

Tabela 3.2 - Valores de fator de potência para máquinas assíncronas.
 Fonte: Extraída de [23].

Número de polos $2p$	Fator de Potência		Número de polos $2p$	Fator de Potência	
	Mínimo	Máximo		Mínimo	Máximo
2	0,88	0,92	14	0,76	0,8
4	0,86	0,9	16	0,72	0,76
6	0,84	0,88	18	0,68	0,72
8	0,82	0,86	20	0,66	0,7
10	0,8	0,84	77	0,64	0,68
12	0,78	0,82	24	0,62	0,66

A queda de tensão k_{UFase1} em relação a tensão de alimentação U_{Fase1} nos terminais da máquina é um fator que deverá ser positivo, entre 0 e 0,05, para uma máquina elétrica que operará como motor. Já a densidade linear de corrente elétrica na periferia do entreferro $J_{AmpCond1}$ é determinada conforme Equação 3.9.

$$J_{AmpCond1} = \frac{m_1 \cdot f_{bvdlc1} \cdot N_{CondFase1} \cdot I_{Fase1}}{\pi(D_1 - \delta)} \quad 3.9$$

O termo f_{bvdlc1} representa o fator de bobinagem do enrolamento, o qual na fase inicial do projeto pode ser definido próximo da unidade; O termo $N_{CondFase1}$ representa o número de condutores em série por fase; I_{Fase1} a corrente de fase do estator da máquina; D_1 o diâmetro interno do estator; e δ a espessura do entreferro. Os termos $N_{CondFase1}$, D_1 e δ serão detalhados mais à frente.

De acordo com a Equação 3.8, a constante de aproveitamento do volume ativo C_{AVA} representa uma densidade volumétrica de energia dada em $W.s/m^3$. O valor dessa constante, sempre que possível deve ser maximizado, pois quanto maior, menor será o volume ativo e, conseqüentemente, menor será o custo da máquina. Na fase inicial do projeto, a C_{AVA} , assim como a indução média no entreferro, também pode ser estimada em função da relação entre a potência ativa e a velocidade síncrona em rotações por segundo (kW/rps). Entretanto, como a C_{AVA} está intimamente relacionada com a refrigeração da máquina, a Figura 3.3 apresenta curvas das constantes de aproveitamento para três tipos de sistemas de refrigeração, ou seja, máquina aletada, máquina com trocador de calor ar-água e para máquinas abertas. A curva para máquinas abertas é a mesma para máquinas com trocador de calor ar-água assim como para máquinas refrigeradas por manto de água.

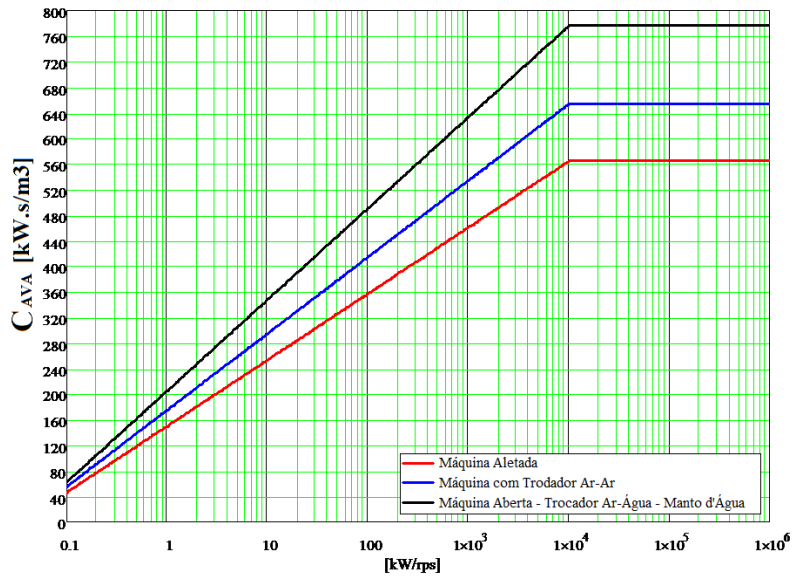


Figura 3.3 - Constante de aproveitamento do volume ativo da máquina para elevação de temperatura nominal de $\Delta T = 80^\circ\text{C}$. Fonte: Extraído de [23].

As curvas da Figura 3.3 foram traçadas para máquinas com elevação de temperatura nominal $\Delta T = 80^\circ\text{C}$. Para máquinas com elevação de temperatura diferente, é necessário corrigir o valor da C_{AVA} obtida pelo gráfico, conforme a Equação 3.10.

$$C_{AVA} = \sqrt{\frac{\Delta T_{Máquina}}{80}} C_{AVA\text{Gráfico}} \quad 3.10$$

Na fase preliminar do projeto, o valor inicial do entreferro também é obtido por meio de consulta gráfica em função da relação kW/rps. A Figura 3.4 apresenta curvas para entreferros de máquinas com diferentes configurações de pares de polos. Após a simulação de performance da máquina, pode ser necessário que o valor do entreferro obtido tenha que ser ajustado conforme o desempenho desejado. Na determinação do valor do entreferro, o projetista deve levar em conta que, quanto menor, melhor será o desempenho eletromagnético da máquina. Por outro lado, um entreferro maior favorece o desempenho mecânico.

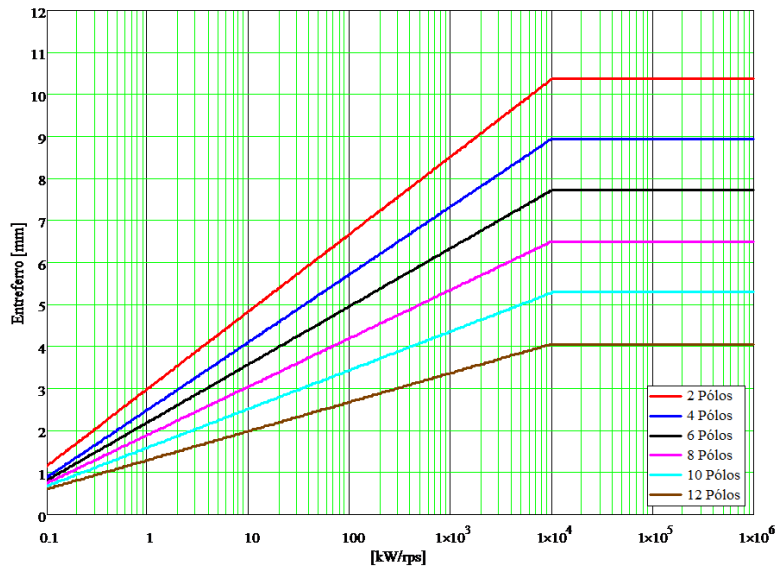


Figura 3.4 - Valores do entreferro para máquina assíncrona.

Fonte: Extraído de [23].

Após obter o entreferro e o diâmetro interno é possível calcular o diâmetro externo do rotor D_{e2} .

$$D_{e2} = D_1 - 2\delta \quad 3.11$$

A partir do diâmetro médio do entreferro ($D_1 - \delta$) e do coeficiente de esbeltez, o comprimento de ferro L_{Ferro1} do pacote de chapas é definido isolando o respectivo termo na Equação 3.5.

$$L_{Ferro1} = k_{Esbetez} \frac{\pi}{2p} (D_1 - \delta) \quad 3.12$$

O valor do comprimento do ferro L_{Ferro1} adotado no projeto deve ser ajustado para o valor mais próximo ao padronizado pelo fabricante. O comprimento do ferro do pacote do rotor L_{Ferro2} geralmente assume o mesmo valor do comprimento do estator.

Para finalizar a determinação do volume ativo da máquina, ou seja, do núcleo magnético, é necessário determinar o diâmetro externo D_{e1} do estator. Quanto maior for o valor do diâmetro externo, melhor será o dimensionamento da máquina em termos de desempenho eletromagnético. Porém o diâmetro externo do estator é limitado pela altura do centro do eixo H_{Eixo} da máquina.

A altura do centro do eixo da máquina é normalizada, tanto pela norma europeia IEC quanto pela norma americana Nema. No presente trabalho serão adotados os critérios da norma IEC. Com base na altura do eixo a norma estabelece a carcaça e as demais dimensões mecânicas que devem atender a aplicação da máquina elétrica a carga acionada. A norma IEC define as carcaças através de uma série geométrica de números normalizados R_{20} , cuja razão q_{20} é dada por:

$$q_{R_{20}} = \sqrt[20]{10} = 10^{\frac{1}{20}} \quad 3.13$$

Logo a série R_{20} fica da seguinte forma:

$$R_{20} \rightarrow 1 : 10^{\frac{1}{20}} : 10^{\frac{2}{20}} : 10^{\frac{3}{20}} : 10^{\frac{4}{20}} : \dots : 10^{\frac{n_{R_{20}}}{20}} \quad 3.14$$

Onde $n_{R_{20}} = 0; 1; 2; 3; \dots$ representa o número do termo da série.

Os valores dos termos da série R_{20} , expressos em milímetros (mm), definem a altura dos centros dos eixos H_{Eixo} e consequentemente a carcaça IEC. A partir da série R_{20} é possível construir a Tabela 3.3, a qual relaciona o número do termo $n_{R_{20}}$ com o valor do termo da série R_{20} , que por sua vez é arredondado para obtenção da altura do centro do eixo H_{Eixo} , ou seja, $R_{20} \cong H_{Eixo}$. Já o diâmetro externo D_{e1} do estator é definido em função da H_{Eixo} e pode ser diferente entre fabricantes, lembrando que o projeto da máquina sempre deve considerar o máximo possível, pois quanto maior D_{e1} , maior será a potência da carcaça.

Tabela 3.3 - Altura do centro do eixo H_{Eixo} das carcaças IEC com diâmetro externo D_{e1} do pacote de chapas do estator. Fonte: Extraída de [23].

Número do Termo da Série $n_{R_{20}}$	Valor do Termo da Série R_{20}	Altura do Eixo da Carcaça IEC H_{Eixo} (mm)	Diâmetro Externo do Estator D_{e1} (mm)
34	50,12	50	90
35	58,23	58	100
36	63,10	63	112
37	70,80	71	125
38	80,13	80	140
39	89,13	90	160
40	100,00	100	180
41	112,20	112	200
42	125,89	Não Definida	
	-	132	240

Número do Termo da Série $n_{R_{20}}$	Valor do Termo da Série R_{20}	Altura do Eixo da Carcaça IEC H_{Eixo} (min)	Diâmetro Externo do Estator D_{e1} (mm)
43	141,25	Não Definida	
44	158,49	160	285
45	177,83	180	320
46	199,53	200	360
47	223,87	225	405
48	252,19	250	455
49	281,84	280	510
50	316,23	315	570
51	354,81	355	640
52	398,11	400	725
53	446,68	450	820
54	501,19	500	920
55	562,34	560	1.030
56	639,96	630	1.160
57	707,95	710	1.300
58	794,33	800	1.470
59	891,25	900	1.660
60	1.000,00	1.000	1.860
61	1.122,02	1.120	2.100
62	1.258,93	1.250	2.350
63	1.412,54	1.400	2.650
64	1.584,89	1.600	3.000
65	1.778,28	1.800	3.400
66	1.995,26	2.000	3.800
67	2.238,72	2.250	4.250
68	2.511,89	2.500	4.730
69	2.818,38	2.800	5.320
70	3.162,28	3.150	6.000
71	3.548,13	3.550	6.750
72	3.981,07	4.000	7.650

O diâmetro interno D_1 e o diâmetro externo D_{e1} do estator podem ser relacionados em função da carcaça IEC e do número de polos da máquina. Essa relação deve ser escolhida adequadamente para que seja possível inserir a ranhura e ainda ter uma coroa da chapa do estator que permita uma indução adequada e uma rigidez mecânica suficiente para suportar os esforços magnéticos. A Tabela 3.4 apresenta limites estabelecidos para a relação entre os diâmetros interno D_1 e externo D_{e1} para máquinas de diferentes números de polos.

Tabela 3.4 - Relação de diâmetros externo e interno D_{e1}/D_1 das chapas da máquina para diversos números de polos. Fonte: Extraída de [23].

Número de polos $2p$	Relação de Diâmetros (D_{e1}/D_1)		Número de polos $2p$	Relação de Diâmetros (D_{e1}/D_1)	
	Mínimo	Máximo		Mínimo	Máximo
2	1,70	2,00	18	1,12	1,27
4	1 50	1,80	20	1,10	1,4,5
6	1 30	160	22	1,10	1,"
8	1 22	1,50	24	1,10	1 '0
10	1 20	1,40	26	1,10	1,18
12	1,20	1,35	28	1,10	1,1,
14	1,18	1,30	30	1,10	1,16
16	1,15	1,28	> 32	1,09	1,15

O projetista deve escolher o valor da relação (D_{e1}/D_1) o mais próximo do limite superior e se pretende deixar a coroa do estator mais robusta e o rotor com menor inércia, nesse caso o diâmetro interno será menor e conseqüentemente a potência na carcaça será menor. Por outro lado, caso o projetista pretenda maximizar a potência na carcaça, deve-se escolher um valor para relação (D_{e1}/D_1) mais próximo do limite inferior, o que leva a um diâmetro interno maior e a uma coroa do estator menos rígida.

Com base na relação (D_{e1}/D_1) da Tabela 3.4 e considerando os diâmetros externos D_{e1} apresentados na Tabela 3.3 como os máximos possíveis para cada carcaça IEC, é possível construir a Tabela 3.5 relacionando os diâmetros internos D_1 do estator com cada configuração de número de polos e com cada carcaça IEC. Todo fabricante segue essa estratégia, ou seja, define os diâmetros internos e externos para cada carcaça e configuração de número de polos e os mantém fixos e padronizados. Isso se faz necessário devido ao alto investimento em ferramentas de estampagem. Desta forma, uma vez calculado o diâmetro interno D_1 do estator, o projetista já terá condições de definir a melhor carcaça IEC e conseqüentemente obterá o diâmetro externo D_{e1} , uma vez que ele estará relacionado ao diâmetro interno e a carcaça IEC. É importante destacar que o valor calculado para o diâmetro interno D_1 deverá ser arredondado para o valor padronizado mais próximo.

Tabela 3.5 - Diâmetro interno D_1 do estator para as chapas da máquina para diversas configurações de número de polos. Fonte: Extraída de [23].

Carcaça IEC	D_{e1} (mm)	Diâmetro Interno D_1 em [mm] para diversas configurações de número de polos															
		2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32
50	90	50	55	55	55												
56	100	55	65	65	65												
63	112	65	70	70	70												
71	125	70	80	90	90	90											
80	140	80	90	100	100	100											
90	160	90	100	115	115	115											
100	180	100	115	130	130	130											
112	200	115	130	150	150	150											
132	240	130	150	180	180	180											
160	285	150	180	205	205	205											
180	320	180	205	230	250	250	250										
200	360	205	230	250	290	290	290										
225	405	230	250	290	330	330	330										
250	455	250	290	330	365	365	365										
280	510	290	330	365	410	410	410										
315	570	330	365	410	460	460	460										
355	640	365	410	460	520	520	520										
400	725	410	460	520	580	590	590	590									
450	820	460	520	580	650	670	670	670									
500	920	520	580	650	700	720	740	750	750	750							
560	1030	580	650	700	820	840	860	870	870	870							
630	1160	650	700	820	920	940	960	980	990	990	990						
710	1300	700	820	920	1030	1050	1070	1090	1100	1100	1100						
800	1470	800	920	1030	1130	1160	1180	1200	1220	1230	1230	1230					
900	1660	900	1030	1130	1250	1290	1320	1350	1370	1390	1410	1410	1420	1420	1420		
1000	1860	950	1130	1250	1380	1450	1490	1530	1550	1570	1590	1600	1610	1620	1620	1620	
1120	2100		1250	1380	1600	1650	1700	1750	1800	1840	1860	1870	1870	1880	1890	1890	1890
1250	2350		1380	1600	1720	1800	1850	1890	1940	1980	2020	2050	2080	2110	2130	2130	2130
1400	2650		1600	1720	2000	2150	2200	2230	2260	2280	2300	2320	2340	2360	2380	2400	2400
1600	3000		1720	2000	2150	2300	2400	2450	2500	2530	2560	2580	2600	2620	2650	2670	2690
1800	3400		1950	2150	2300	2350	2650	2700	2750	2800	2850	2900	2920	2940	2960	2980	3000
2000	3800			2300	2350	2650	2850	3180	3250	3300	3320	3340	3340	3360	3360	3380	3400
2250	4250			2350	2650	2850	3300	3350	3400	3450	3500	3550	3600	3650	3700	3750	3800
2500	4730			2650	2850	3300	3650	3900	4100	4150	4200	4230	4250	4270	4270	4280	4300
2800	5320				3300	3650	4400	4480	4540	4600	4650	4680	4710	4740	4760	4780	4800
3150	6000				3650	4500	4800	5000	5150	5200	5250	5280	5310	5340	5360	5380	5400
3550	6750					5000	5500	5650	5750	5800	5850	5900	5950	6000	6040	6070	6100
4000	7650						6000	6300	6480	6530	6580	6620	6660	6700	6740	6770	6800

Uma vez ajustado o diâmetro interno do estator, o diâmetro externo do rotor deve ser recalculado a partir da Equação 3.11. De forma similar, uma vez ajustado o valor D_1 , o valor do comprimento do valor do ferro L_{Ferro1} também deverá ser recalculado conforme a Equação 3.12 e arredondado conforme padrão do fabricante. Desta forma, o valor do coeficiente de esbeltez $k_{Esbeltez}$ deverá ser recalculado, assim como a constante de aproveitamento do volume ativo, isolando o termo C_{AVA} na Equação 3.3.

É importante destacar que após análises de desempenho da máquina pode ser necessário alterar o comprimento do ferro ou até mesmo o diâmetro interno e, conseqüentemente, a carcaça.

3.4. Condutores do Circuito Estático

O dimensionamento dos condutores do estator da máquina consiste basicamente em determinar número de condutores em série por fase $N_{CondFase1}$, o número de espiras por bobina $N_{EspirasBobina1}$, a seção dos condutores S_{Cond1} , bem como a configuração de fios que formarão tais condutores.

Algumas definições são importantes antes de aprofundar nos conceitos para dimensionamentos dos condutores do estator, são elas:

- O condutor pode ser definido como um caminho para a corrente elétrica e pode ser constituído por um ou mais fios em paralelo.
- Espira é um caminho fechado para passagem da corrente elétrica composto por dois condutores.
- A bobina é um conjunto de espiras que serão alojadas em uma mesma ranhura. O número de espiras da bobina depende da tensão e da potência da máquina.
- Um grupo de bobinas é o conjunto de uma ou mais bobinas que formam um polo. A quantidade de bobinas por grupo está associada ao número de ranhuras do estator, ao número de polos da máquina e ao número de camadas do enrolamento, além da forma como as bobinas são ligadas, por polos ou por polos consequentes.

O conceito sobre o dimensionamento dos condutores do circuito estático do motor de indução assíncrono que será apresentado nesse capítulo, considerando que os enrolamentos estão ligados com fechamento do tipo estrela.

Para o dimensionamento dos condutores do estator da máquina, inicialmente o número de condutores em série por fase pode ser determinado.

$$N_{CondFase1} = \frac{(1 - k_{UFase1})U_{Fase1}}{2 \cdot k_{Forma} \cdot f_{bv_{alc1}} \cdot f_{e1} \cdot \Phi_B} \quad 3.15$$

Onde os termos k_{UFase1} e k_{Forma} , já citados anteriormente, representam respectivamente a queda de tensão em relação a tensão de alimentação U_{Fase1} nos terminais da máquina e o fator de forma da função harmônica. O termo $f_{bv_{alc1}}$ representa o fator de bobinagem do enrolamento, o qual na fase inicial do projeto pode ser definido próximo da unidade. O termo f_{e1} é a frequência da tensão de alimentação da máquina e Φ_B é a amplitude do fluxo magnético por polo.

Como já são conhecidas as dimensões do núcleo magnético da máquina, a amplitude do fluxo magnético Φ_B por polo pode ser calculada.

$$\Phi_B = A_{Polar} B_{Entreferro} = \frac{\pi(D_1 - \delta)}{2P} L_{Ferro1} B_{Entreferro} \quad 3.16$$

Onde A_{Polar} é a área polar da máquina no diâmetro médio do entreferro ($D_1 - \delta$).

Na sequência do dimensionamento dos condutores do estator, a partir da análise de distribuição linear dos condutores obtém-se uma expressão para o número de espiras por bobina.

$$N_{EspirasBobina1} = \frac{m_1}{N_1} N_{CondFase1} \frac{N_{Ligação1}}{N_{Camadas1}} \quad 3.17$$

Onde $N_{Camadas1}$ é o número de camadas do enrolamento e $N_{Ligação1}$ é o número de ligações em paralelo no enrolamento e lembrando, N_1 é o número de ranhuras do estator e m_1 é o número de fases.

Um enrolamento pode ser composto por quantas camadas forem necessárias, porém com base em critérios técnicos e econômicos atualmente são fabricados enrolamentos de uma ou duas camadas. O enrolamento de uma camada é denominado de camada única ou ranhura cheia. O enrolamento de duas camadas é denominado de camada dupla ou meia ranhura.

Os enrolamentos de camada dupla são recomendados para máquinas de maior porte, pois nessa execução é possível fazer um passo de enrolamento encurtado a fim de reduzir o conteúdo harmônico e consequentemente melhorar o desempenho da máquina.

Um enrolamento, como regra geral, sempre deve ser ligado em série, ou seja, deve apresentar apenas um caminho para passagem da corrente elétrica, o que equivale a $N_{Ligação1} = 1$. Entretanto, dependendo da potência e da tensão nominal da máquina é necessário projetar o enrolamento com mais de um caminho em paralelo, ou seja, $N_{Ligação1} > 1$. Na Equação 3.17 sempre se inicia os cálculos do número de espiras por bobina considerando $N_{Ligação1} = 1$. Porém, se o número de espiras for menor que a unidade, ou se a seção do condutor necessário para manter a densidade de corrente dentro do limite admissível for muito grande, implicando num fio condutor de seção tão grande que é difícil manusear, o número de ligações $N_{Ligação1}$ pode ser maior que a unidade, mas sempre deve ser inteiro e obedecer a relação mostrada na Equação 3.18.

$$\frac{2p}{N_{Ligação1}} = \text{Inteiro} \quad 3.18$$

Quando o número de ciclos $N_{Ciclos1}$ do enrolamento for maior do que 1 e a razão entre o número de ranhuras por ciclo N_{1Ciclo} e o número de fases m_1 for um número PAR, distribuindo-se os condutores correspondentes ao lado das bobinas nas ranhuras de um ciclo completo N_{1Ciclo} , a partir da metade do ciclo nos condutores, a FEM (Força Eletromotriz) induzida estará defasada em π radianos elétricos dos condutores iniciais, respectivamente em cada grupo de bobinas. Nesse caso, o número de lados de bobinas sob o polo positivo e sob o polo negativo é igual e é possível formar um número de caminhos ou ligações $N_{Ligação1}$ em paralelo, correspondente ao dobro do número de ciclos $N_{Ciclos1}$ do enrolamento.

$$N_{Ligação1} = 2 \cdot N_{Ciclos1} \quad 3.19$$

O ciclo ou período de um enrolamento corresponde a distância medida em radianos elétricos entre dois lados de bobinas que apresentam a FEM induzida em fase. Quando um enrolamento é inteiro, o período ou ciclo completo da distribuição dos condutores das bobinas ocorre no final do segundo polo. Quando um enrolamento é fracionário, nem sempre o período ou ciclo completo da distribuição dos condutores das bobinas ocorre no final do segundo polo. Para um enrolamento de dupla camada, ou seja,

meia ranhura, formado por p pares de polos e com N_1 ranhuras, o número de ciclos $N_{Ciclos1}$ pode ser determinado pelo MDC entre N_1 e p .

$$N_{Ciclos1} = MDC(N_1, p) \quad 3.20$$

Em relação a um enrolamento de camada única, ou seja, ranhura cheia, o número de ciclos $N_{Ciclos1}$ pode ser determinado pelo MDC entre $(N_1/2)$ e p .

$$N_{Ciclos1} = MDC\left(\frac{N_1}{2}, p\right) \quad 3.21$$

Com base no número de ranhuras e do número de ciclos do enrolamento é possível escrever a Equação 3.22 para determinação do número de ranhuras por ciclo N_{1Ciclo} .

$$N_{1Ciclo} = \frac{N_1}{N_{Ciclos1}} \quad 3.22$$

Retornando ao número de espiras, um valor fracionário sempre que possível deve ser evitado, ou seja, é aconselhável arredondar o valor calculado. Neste caso, o número de condutores em série por fase $N_{CondFase1}$ deverá ser recalculado através da Equação 3.17. Por outro lado, em caso de necessidade de ajuste do número de condutores da fase necessários para geração do fluxo da máquina, o projetista pode fazer o uso de enrolamentos com espiras fracionárias. Porém, essa possibilidade é condicionada ao número de boninas por grupo, ao tipo de ligação de condutores e ao passo do enrolamento.

Seguindo a teoria de dimensionamento dos condutores do estator, o próximo passo é dimensionar a seção do condutor S_{Cond1} necessária para manter a densidade de corrente J_{Cond1} no circuito de estator no valor admissível. A seção do condutor S_{Cond1} é dada por:

$$S_{Cond1} = \frac{I_{Fase1}}{J_{Cond1} \cdot N_{Ligação1}} \quad 3.23$$

Onde I_{Fase1} é a corrente de fase do estator da máquina.

Na fase inicial do projeto da máquina a corrente de fase do estator ainda não é conhecida, pois o rendimento e o fator de potência ainda não estão definidos, apenas estimados. Desta forma, o projetista pode estimar a corrente de fase I_{Fase1} do estator da máquina a partir da Equação:

$$I_{Fase1} = \frac{P_{Ativa}}{m_1 \cdot U_{Fase1} \cdot f_{FatorPotência1}} \quad 3.24$$

A densidade de corrente admissível J_{Cond1} , assim como a C_{AVA} , também dependem do tipo do sistema de refrigeração da máquina e na fase inicial do projeto também pode ser obtida por consulta gráfica em função da relação entre a potência ativa e a rotação síncrona da máquina em kW/rps. A densidade de corrente admissível é obtida na Figura 3.5, o qual apresenta curvas levantadas para máquinas com estatores compostos por condutores de cobre e com elevação de temperatura nominal $\Delta T = 80^\circ C$. É importante destacar que na Figura 3.5, a curva para máquinas abertas é a mesma para máquinas com trocador de calor ar-água e para máquinas refrigeradas por manto de água.

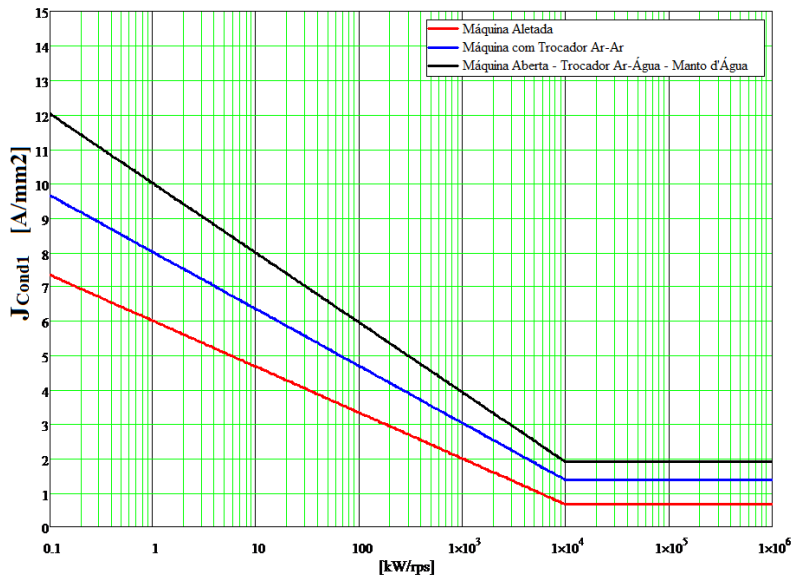


Figura 3.5 - Densidade de corrente no circuito do estator da máquina para elevação de temperatura nominal de $\Delta T = 80^\circ C$ para condutores de cobre eletrolítico.
Fonte: Extraído de [23].

Considerando que a condutividade do cobre a $20^\circ C$ vale $\sigma_{CondCobre1} = 58 \times 10^6 S/m$ e que a perda joulica no condutor é inversamente proporcional a condutividade, as densidades de corrente retiradas da Figura 3.5 devem ser corrigidas para condutores com valores de condutividade diferentes das do cobre. Considerando ainda que a elevação de temperatura ΔT da máquina é proporcional às perdas, e que essas variam com o quadrado da corrente de fase I_{Fase1} nos circuitos do estator da máquina, os valores de densidades de corrente também devem ser corrigidos para máquinas com elevação de temperatura diferente de $\Delta T = 80^\circ C$. Portanto, considerando a correção em função da condutividade assim como a correção em função da elevação de temperatura

nominal da máquina, os valores de densidade admissível no condutor J_{Cond1} do estator devem ser corrigidos da seguinte forma:

$$J_{Cond1} = \left(\frac{\sigma_{Cond1}^{20^\circ C}}{58 \times 10^6} \right) \left(\sqrt{\frac{\Delta T_{Máquina}}{80}} \right) J_{CondGráfico1} \quad 3.25$$

As máquinas elétricas podem ser fabricadas com dois tipos de construtivos de circuitos elétricos. O primeiro é denominado enrolamento RANDÔMICO. Os enrolamentos do tipo randômico são constituídos por fios de seção transversal circular e o termo randômico se deve ao fato de tais fios não estarem dispostos dentro das ranhuras de uma forma bem definida, ou seja, estão dispostos aleatoriamente. Enrolamentos randômicos são recomendados para máquinas de menor potência, até 2.000 kW, e em baixa tensão, normalmente até 690 V.

O segundo tipo construtivo de circuitos elétricos é denominado PRÉ-FORMADO. Ele recebe esta denominação porque os fios que constituem os condutores estão dispostos dentro da ranhura em uma forma bem definida. Nesse caso, os fios possuem seção transversal retangular. Os enrolamentos pré-formados são indicados para máquinas de maior potência, acima de 1.000 kW, com tensões de linha normalmente superiores a 690 V.

Em enrolamentos do tipo randômico, a seção do condutor S_{Cond1} é formada por um número de fios em paralelo N_{Fios1} de diâmetro do fio nú $d_{FioNú1}$, com seção de fios nus $S_{FioNú1}$. A seção dos fios pode ser obtida por:

$$S_{Cond1} = N_{Fios1} \cdot S_{FioNú1} = N_{Fios1} \frac{\pi}{4} d_{FioNú1}^2 \quad 3.26$$

O número de fios em paralelo N_{Fios1} deve ser escolhido de forma que a seção calculada pela Equação 3.26 seja maior ou igual a seção obtida pela Equação 3.23. Na Tabela 3.6 é mostrado os diâmetros de fios nus e o diâmetro do fio isolado com esmaltados $d_{FioIsolado1}$ normalizados. O projetista deve escolher diâmetro adequado com o intuito de garantir um bom manuseio e de forma que mantenha o número de fios em paralelo adequadamente pequeno.

Tabela 3.6 - Dimensões do fio circular nú e isolado. Fonte: Extraído de [23].

Dimensões do fio nú			Dimensões do fio isolado			Seção do fio nú
$d_{FioNú1}$			$d_{FioIsolado}$			$S_{FioNú1}$
Nominal	Mínimo	Máximo	Nominal	Mínimo	Máximo	Nominal
0,050	0,048	0,052	0,063	0,058	0,068	0,002
0,063	0,060	0,066	0,076	0,070	0,081	0,003
0,071	0,068	0,074	0,086	0,081	0,091	0,004
0,080	0,077	0,083	0,099	0,092	0,105	0,005
0,090	0,087	0,093	0,110	0,103	0,117	0,006
0,100	0,097	0,103	0,122	0,115	0,129	0,008
0,112	0,109	0,115	0,136	0,128	0,143	0,010
0,125	0,122	0,128	0,150	0,140	0,160	0,012
0,140	0,137	0,143	0,170	0,160	0,180	0,015
0,160	0,157	0,163	0,190	0,180	0,200	0,020
0,180	0,177	0,183	0,210	0,200	0,220	0,025
0,200	0,197	0,203	0,240	0,230	0,250	0,031
0,224	0,221	0,227	0,260	0,250	0,270	0,039
0,250	0,246	0,254	0,290	0,280	0,300	0,049
0,280	0,276	0,284	0,320	0,310	0,330	0,062
0,315	0,311	0,319	0,360	0,350	0,370	0,078
0,355	0,351	0,359	0,400	0,390	0,410	0,099
0,400	0,395	0,405	0,450	0,440	0,460	0,126
0,450	0,445	0,455	0,510	0,490	0,520	0,159
0,500	0,495	0,505	0,560	0,540	0,570	0,196
0,560	0,554	0,566	0,620	0,600	0,630	0,246
0,630	0,624	0,636	0,700	0,680	0,710	0,312
0,710	0,703	0,717	0,780	0,760	0,790	0,396
0,750	0,742	0,758	0,820	0,800	0,830	0,442
0,800	0,792	0,808	0,870	0,850	0,890	0,503
0,850	0,841	0,859	0,920	0,900	0,940	0,567
0,900	0,891	0,909	0,970	0,950	0,990	0,636
0,950	0,940	0,960	1,020	1,000	1,040	0,709
1,000	0,990	1,010	1,080	1,060	1,090	0,785
1,060	1,049	1,071	1,140	1,120	1,160	0,882
1,120	1,109	1,131	1,200	1,180	1,220	0,985
1,180	1,168	1,192	1,260	1,240	1,280	1,094
1,250	1,237	1,263	1,330	1,310	1,350	1,227
1,320	1,307	1,333	1,400	1,380	1,420	1,368
1,400	1,386	1,414	1,490	1,460	1,510	1,539
1,500	1,485	1,515	1,590	1,560	1,610	1,767
1,600	1,584	1,616	1,690	1,660	1,710	2,011
1,700	1,683	1,717	1,780	1,750	1,810	2,270
1,800	1,782	1,818	1,890	1,850	1,920	2,545
1,900	1,881	1,919	1,990	1,950	2,020	2,835
2,000	1,980	2,020	2,090	2,050	2,120	3,142
2,120	2,099	2,141	2,210	2,170	2,240	3,530

Dimensões do fio nú $d_{FioNú1}$			Dimensões do fio isolado $d_{FioIsolado}$			Seção do fio nú $S_{FioNú1}$
Nominal	Mínimo	Máximo	Nominal	Mínimo	Máximo	Nominal
2,240	2,218	2,262	2,330	2,290	2,370	3,941
2,360	2,336	2,384	2,450	2,410	2,490	4,374
2,500	2,475	2,525	2,590	2,550	2,630	4,909
2,650	2,623	2,677	2,740	2,700	2,780	5,515
2,800	2,772	2,828	2,900	2,850	2,940	6,158
3,000	2,970	3,030	3,100	3,050	3,140	7,069
3,150	3,118	3,182	3,250	3,200	3,290	7,793
3,350	3,316	3,384	3,450	3,400	3,500	8,814
3,550	3,514	3,586	3,650	3,600	3,700	9,898
3,750	3,712	3,788	3,850	3,800	3,900	11,045
4,000	3,960	4,040	4,110	4,050	4,160	12,566
4,250	4,207	4,293	4,360	4,300	4,410	14,186
4,500	4,455	4,545	4,610	4,550	4,670	15,904
4,750	4,702	4,798	4,860	4,800	4,920	17,721
5,000	4,950	5,050	5,120	5,050	5,180	19,635

No caso de enrolamento do tipo de bobinas pré-formadas, a seção do condutor S_{Cond1} é formada por um número de fios em paralelo na base $N_{FiosBase1}$, por um número de fios em paralelo na altura $N_{FiosAltura1}$, com seção de fios nus $S_{FioNú1}$, logo, a seção do condutor é calculada pela equação:

$$S_{Cond1} = N_{FiosBase1} \cdot N_{FiosAltura1} \cdot S_{FioNú1} \quad 3.27$$

A seção do condutor S_{Cond1} calculada pela Equação 3.27 deverá ser maior ou igual a seção calculada pela Equação 3.23, com isso o número de fios da base e da altura do condutor deverá ser ajustado mediante a seção do fio nú, a qual deverá ser escolhida na Tabela 3.7, a qual apresenta opções de fio retangulares com altura entre 0,08 e 2,24 mm e suas respectivas tolerâncias.

Tabela 3.7 - Dimensões do fio retangular nú com altura
($0,08 \text{ mm} \leq h \leq 2,24 \text{ mm}$) e suas tolerâncias. Fonte: Extraído de [23].

Altura h (mm)	Nominal	0,80	0,90	1,00	1,12	1,25	1,40	1,60	1,80	2,00	2,24
	Toler.	+0,03 -0,01			+0,03 -0,01			+0,03 -0,01			
Largura b (mm)		Raio $r = h/2$			Raio $r = 0,50 \pm 0,13$			Raio $r = 0,65 \pm 0,16$			
Nom.	Toler.	Seção Transversal do fio nú $S_{FioNú1}$ em [mm ²]									
2,00	+0,03 -0,01	1,46	1,62	1,78	2,02	2,28	2,58				
2,24		1,65	1,84	2,02	2,29	2,58	2,92	3,36			
2,50		1,86	2,07	2,28	2,58	2,91	3,28	3,78	4,13		
2,80		2,1	2,34	2,58	2,92	3,28	3,7	4,26	4,67	5,23	
3,15		2,38	2,66	2,93	3,31	3,72	4,19	4,82	5,3	5,37	6,69
3,55	+0,05 -0,02	2,7	3,02	3,33	3,76	4,22	4,75	5,46	6,02	6,73	7,58
4,00		3,06	3,42	3,78	4,26	4,78	5,38	6,18	6,83	7,63	8,59
4,5		3,46	3,87	4,28	4,82	5,41	6,08	6,98	7,73	8,63	9,71
5,00		3,86	4,32	4,78	5,38	6,03	6,78	7,78	8,63	9,63	10,8
5,60		4,34	4,86	5,38	6,05	6,78	7,62	8,74	9,71	10,8	12,1
6,30		4,9	5,49	6,08	6,84	7,66	8,6	9,86	10,9	12,2	13,7
7,10	+0,07 -0,03		6,21	6,88	7,73	8,66	9,72	11,1	12,4	13,8	15,5
8,00				7,78	8,74	9,78	10,9	12,5	14	15,6	17,5
9,00					9,86	11	12,3	14,1	15,8	17,6	19,8
10,0						12,2	13,7	15,7	17,6	19,6	22
11,2							15,4	17,7	19,8	22	24,7
12,5								19,7	22,1	24,6	27,6
14,0	+0,10 -0,05							24,8	27,6	31	
16,0									31,6	35,4	
18,0	+0,13 -0,05										39,9
20,0											
22,4											

3.5. Condutores do Circuito Rotórico

O dimensionamento dos condutores do rotor gaiola de esquilo simples consiste em determinar a seção da barra e do anel de curto-circuito, pois a quantidade de barras está associada ao número de ranhuras do estator e é definida por meio das combinações disponíveis na Tabela 3.1.

Portanto, considerando que a gaiola de esquilo constitui um enrolamento polifásico com o mesmo número de polos do enrolamento do estator e que cada barra constitui uma fase desse enrolamento, logo, tem-se um enrolamento para gaiola de esquilo

com P pares de polos e com um número de fases m_2 igual ao número de barras (ranhuras) N_2 .

Se admitimos que cada barra da gaiola é uma fase do circuito do rotor e que cada barra constitui um condutor por fase da gaiola ($N_{CondFase2} = 1$), e ainda considerando que cada barra constitui um enrolamento concentrado de passo pleno e que o fator de bobinagem da gaiola do rotor $f_{bv_{dlc2}}$ se resume ao fator de abertura da ranhura $f_{bN_2v_{dlc2}}$, o qual pode ser considerado aproximadamente igual a unidade, $f_{bv_{dlc2}} = f_{bN_2v_{dlc2}} = 1$, a corrente na barra da gaiola referida a própria barra, ou seja, à fase do rotor ($I_{Barra} = I_{Fase2}$), pode ser definida conforme Equação 3.28, para condições normais de carga e para a harmônica fundamental.

$$I_{Barra} = I_{Fase2} = \left(\frac{m_1 \cdot f_{bv_{dlc1}} \cdot N_{CondFase1}}{N_2} \right) \cdot I'_{Fase2} \quad 3.28$$

Onde I'_{Fase2} é a corrente na barra referida ao estator. Na fase inicial do projeto é obtida da seguinte forma:

$$I'_{Fase2} = \frac{P_{Ativa}}{m_1 \cdot U'_{Fase2} \cdot f_{FatorPotência2} \cdot \left[2 \cdot \left(\frac{\eta_{Máquina}}{1 + \eta_{Máquina}} \right) \right]} \quad 3.29$$

Onde U'_{Fase2} representa a tensão nos terminais do rotor referida ao estator, $f_{FatorPotência2}$ representa o fator de potência do rotor e $\eta_{Máquina}$ o rendimento da máquina.

A tensão nos terminais do rotor referida ao estator da máquina pode ser determinada a partir da queda de tensão na impedância do rotor Z'_2 referida ao estator, a qual é pequena e na fase inicial do projeto não é conhecida, porém pode ser considerada como uma pequena fração k_{UFase2} da tensão de fase magnetizante induzida na máquina $E_{IndFase1}$. Levando em conta o fato de que a tensão de fase U'_{Fase2} é menor do que o módulo da tensão induzida $E_{IndFase1}$, o valor de k_{UFase2} é definido negativo tanto para a máquina operando como motor quanto gerador. O valor de k_{UFase2} pode variar no intervalo definido abaixo:

$$0,000 \leq k_{UFase2} \leq 0,030.$$

Portanto, a tensão nos terminais do rotor referida ao estator da máquina pode ser calculada.

$$\begin{aligned}
U'_{Fase2} &= E_{IndFase1} + Z'_2 I'_{Fase2} \\
&= E_{IndFase1} - k_{UFase2} \cdot E_{IndFase1} \\
&= (1 - k_{UFase2}) E_{IndFase1}
\end{aligned}
\tag{3.30}$$

Conforme apresentado na Equação 3.15, k_{UFase1} é um fator que representa a queda de tensão em relação a tensão de alimentação U_{Fase1} , logo a Equação 3.30 pode ser reescrita, dando origem a Equação 3.31.

$$U'_{Fase2} = (1 - k_{UFase2}) (1 - k_{UFase1}) U_{Fase1} \tag{3.31}$$

O fator de potência do rotor na fase inicial do projeto pode ser assumido dentro do intervalo $0,95 \leq f_{FatorPotência2} \leq 1$. Já o rendimento do rotor η_{Rotor} é definido em função do rendimento da máquina $\eta_{Máquina}$, conforme Equação 3.32, pois das perdas totais que influenciam no rendimento da máquina, metade são perdas rotóricas.

$$\eta_{Rotor} = \frac{P_{Útil}}{P_{Útil} + \frac{P_{Total}}{2}} = 2 \left(\frac{\eta_{Máquina}}{1 + \eta_{Máquina}} \right) \tag{3.32}$$

O próximo passo do dimensionamento dos condutores do rotor de gaiola é a determinação do requisito mínimo de seção das barras, o qual é realizado por meio da Equação 3.33.

$$S_{Barra} = \frac{I_{Barra}}{J_{Cond2}} \tag{3.33}$$

Onde J_{Cond2} é densidade de corrente admissível nas barras.

Assim como a densidade de corrente admissível pelos condutores do estator da máquina J_{Cond1} , a densidade de corrente admissível nas barras J_{Cond2} , também depende do tipo do sistema de refrigeração da máquina e é obtida por consulta gráfica em função da relação entre a potência ativa e a rotação síncrona da máquina em kW/rps. A densidade de corrente admissível nas barras é obtida na Figura 3.6, o qual apresenta curvas para barras de cobre da gaiola do rotor para os três tipos de sistemas de refrigeração, ou seja, máquina aletada, máquina com trocador de calor ar-ar, e máquina aberta. A curva para máquina aberta é a mesma para máquinas com trocador de calor ar-água e para máquinas refrigeradas por manto de água.

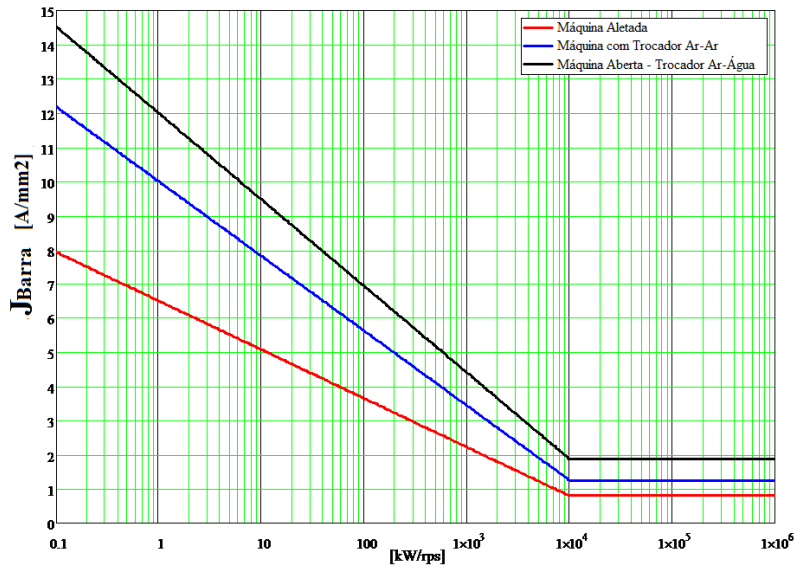


Figura 3.6 - Densidade de corrente nas barras da gaiola de esquilo da máquina assíncrona para elevação de temperatura nominal de $\Delta T = 80^{\circ}\text{C}$ para condutores de cobre eletrolítico. Fonte: Extraído de [23].

As curvas também foram levantadas para máquinas com elevação de temperatura nominal $\Delta T = 80^{\circ}\text{C}$. Fazendo as mesmas considerações feitas para os condutores do estator na Equação 3.25, a densidade de corrente admissível nas barras do rotor é dada por:

$$J_{Barra} = J_{Cond2} = \left(\frac{\sigma_{Cond2}^{20^{\circ}\text{C}}}{58 \times 10^6} \right) \left(\sqrt{\frac{\Delta T_{Máquina}}{80}} \right) J_{CondGráfico2} \quad 3.34$$

A seção das barras pode ser formada por geometrias redondas, retangulares ou trapezoidais. A geometria da barra pode ser trabalhada com o objetivo de maximizar o efeito de adensamento da corrente, ou seja, o efeito peculiar, com o objetivo de aumentar o torque e reduzir a corrente durante o processo de aceleração da máquina. Ou seja, a definição da geometria da barra está associada a critérios específicos de cada projeto bem como a necessidade de otimização de desempenho da máquina. Como o presente trabalho não tem como foco promover análises sobre o desempenho das máquinas elétricas, por conveniência serão abordadas apenas barras do tipo de geometria redonda.

A seção de uma barra redonda pode ser calculada por meio da equação:

$$S_{Cond2} = \frac{\pi}{4} d_{Barra}^2 \quad 3.35$$

Onde d_{Barra} representa o diâmetro da barra. Portanto, deverá ser especificada uma barra com diâmetro nominal que satisfaça a seguinte condição:

$$S_{Cond2} \geq S_{Barra}$$

A Tabela 3.8 apresenta opções de barras de geometria redonda.

Tabela 3.8 - Dimensões das barras redondas nuas. Fonte: Extraído de [23].

Diâmetro Nominal da Barra Nua (mm)	Tolerância (mm)	Seção da Barra Nua (mm ²)	Diâmetro Nominal da Barra Nua (mm)	Tolerância (mm)	Seção da Barra Nua (mm ²)
1	±0,035	0,7854	55	±0,001 Barra	2375,8
2		3,1416	60		2827,4
3		7,0686	65		3318,3
4		12,566	70		3848,5
5		19,635	75		4417,9
6	±0,040	28,274	80		5026,5
7		38,485	85		5674,5
8		50,265	90		6361,7
9		63,617	95		7088,2
10		78,54	100		7854
11		95,033	112		9852
12	±0,050	113,1	125		12271,8
13		132,73	140		15393,8
14		153,94	150		17671,5
15		176,71	175		24052,8
16		201,06	200		31416
17		226,98			
18		254,47			
20		314,16			
22	380,13				
24	452,39				
25	490,87				
28	±0,060	615,75			
30		706,86			
33		855,3			
35		962,11			
38		1134,1			
40		1256,6			
45		1590,4			
50		1963,5			

Para finalizar o dimensionamento da gaiola de esquilo do rotor é necessário determinar a seção do anel de curto-circuito S_{AnelCC} . Considerando a corrente na barra referida ao estator I_{Barra} determinada pela Equação 3.28, a corrente no anel de curto-circuito referida aos dois anéis é dada pela Equação 3.36.

$$I_{AnelCC} = I_{Barra} \frac{1}{2 \cdot \text{sen}\left(p \frac{\pi}{N_2}\right)} \quad 3.36$$

Como as barras da gaiola estão imersas no ferro do núcleo magnético apresentam uma refrigeração melhor do que os anéis de curto-circuito, a densidade de corrente admissível no anel de curto-circuito deve ser menor do que a densidade admissível das barras, a qual é dada pela Equação 3.34. Este fato deve ser considerado no dimensionamento da seção do anel de curto-circuito por meio da definição de um fator k_{AnelCC} que relaciona a densidade de corrente da barra J_{Barra} com a densidade de corrente no anel J_{AnelCC} .

$$k_{AnelCC} = \frac{J_{Barra}}{J_{AnelCC}} \quad 3.37$$

Para um anel bem dimensionado em relação a densidade de corrente admissível, k_{AnelCC} deve estar compreendido no seguinte intervalo:

$$1,00 \leq k_{AnelCC} \leq 1,30$$

Considerando a relação entre as correntes nos anéis e as correntes nas barras conforme Equação 3.36, assim como o fator k_{AnelCC} entre as densidades de corrente nas barras e nos anéis, a seção do anel de curto-circuito S_{AnelCC} para uma gaiola simples é:

$$S_{AnelCC} = k_{AnelCC} \frac{S_{Barra2}}{2 \cdot \text{sen}\left(p \frac{\pi}{N_2}\right)} \quad 3.38$$

3.6. Projeto Dimensional das Máquinas Elétricas

Nesta seção será apresentado o desenvolvimento dos projetos dimensionais realizados para uma máquina trifásica e uma enefásica, equivalentes nas especificações nominais, exceto no número de fases e tensão nominal. O objetivo é proporcionar resultados que permitam a realização de análises quanto a viabilidade técnica e financeira da máquina enefásica em relação a trifásica. O foco está direcionado nos volumes de

materiais condutores e ferromagnéticos aplicados nos respectivos projetos. A fim de proporcionar análises e conclusões mais amplas sobre projetos exequíveis e aderentes às boas práticas de projetos, também será apresentado o dimensionamento de uma máquina trifásica com alguns de seus parâmetros de projeto otimizados.

A potência nominal adotada no presente desenvolvimento será igual a 1.000 kW, pois nessa faixa de potência, projetos de acionamentos contemplam máquinas elétricas alimentadas em média tensão. Uma evidência desse fato pode ser comprovada em catálogos de fabricantes (WEG, SEW, ABB) de motores de indução trifásicos, nos quais a oferta de opções em baixa tensão para potências superiores a 330 kW reduz consideravelmente, sendo que acima de 660 kW praticamente não existem opções.

Ainda de acordo com catálogos de fabricantes de motores de indução trifásicos, nessa faixa de potência, em termos de velocidade síncrona a maior parte da oferta de opções está concentrada em 900 RPM, 1.200 RPM e 1800 RPM, o que reflete uma maior demanda do mercado na faixa de potência em questão. Diante desse fato, a velocidade síncrona proposta para os projetos de ambas as máquinas é de 1.200 RPM, ou seja, as máquinas serão dimensionadas considerando o número de polos igual a 6.

3.6.1. Dados Nominais

A Tabela 3.9 apresenta os dados nominais das máquinas de indução que serão dimensionadas.

Tabela 3.9 - Parâmetros nominais específicos

Parâmetro	MI3F	MI9F
Número de Fases	3	9
Tensão de Linha	4.160 V	440 V
Tensão de Fase	2.402 V	254 V
Potência	1.000 kW	
Frequência	60 Hz	
Número de polos	6	
Fator de serviço	1,0	
Classe de isolamento	F $\Delta T = 105^{\circ}\text{C}$	
Tipo de ligação	Estrela	
Rotor	Gaiola Simples	
Refrigeração	Aletado	

3.6.2. Definição do Número de Ranhuras do Estator e Rotor

O dimensionamento das máquinas será iniciado pela definição do número de ranhuras N_1 e N_2 . O número de ranhuras por polo e fase q_1 do circuito estatórico será definido igual 2, que é o valor mínimo recomendado para obter uma boa distribuição das bobinas por polo. Portanto, pela Equação 3.1, obtêm-se N_1 para ambas as máquinas.

$$MI3F: N_1 = q \cdot 2p \cdot m_1 = 2 \cdot 6 \cdot 3 = 36$$

$$MI9F: N_1 = q \cdot 2p \cdot m_1 = 2 \cdot 6 \cdot 9 = 108$$

Com base nas combinações de números de ranhuras apresentadas na [Tabela 3.1](#), fica definido para cada máquina em questão, de 6 polos, os seguintes números de ranhuras:

$$MI3F: N_1 = 36 \quad N_2 = 28$$

$$MI9F: N_1 = 108 \quad N_2 = 98$$

É importante destacar que um projeto de uma máquina trifásica deste porte muito provavelmente contaria com o número de ranhuras por polo e fase maior do que 2, possivelmente na casa de 4 ou até mesmo 6. Desta forma, as combinações de N_1 e N_2 seriam consideravelmente diferentes da proposta acima. Por outro lado, um número de ranhuras por polo e fase maior do que 2 para uma máquina de nove fases pode ser inviável devido a disponibilidade de ranhuras em estatores convencionais. Portanto, alinhado a um dos objetivos do trabalho, de verificar a viabilidade financeira de acionamentos multifásicos em relação aos trifásicos, no presente desenvolvimento serão considerados inicialmente os mesmos parâmetros de entrada para os projetos de ambas as máquinas de forma que os respectivos resultados possibilitem análises sobre máquinas equivalentes, exceto pelo número de fases, assim como que algumas diferenças e particularidades de cada projeto. Posteriormente, eventuais disparidades de projeto serão adequadas e será apresentado uma análise considerando máquinas dimensionadas de acordo com critérios adotados em projetos contemporâneos de motores elétricos.

3.6.3. Dimensionamento do Volume Ativo da Máquina

Os volumes ativos das máquinas serão determinados tendo como base a Equação 3.3, a qual está reescrita abaixo.

$$P_{Ativa} = \frac{\pi}{2p} k_{Esbeltez} C_{AVA} (D_1 - \delta)^3 n_s$$

Portanto, inicialmente será determinada a potência ativa por meio da razão entre as potências nominais e os rendimentos das máquinas. Conforme sugerido pela literatura, o rendimento de ambas as máquinas será estimado na etapa inicial do projeto em 0,96 devido ao porte dessas máquinas. Portanto, como a potência nominal e o rendimento inicial apresentam valores iguais para ambas as máquinas, a potência ativa também será igual.

$$P_{Ativa} = \frac{1.000 \text{ kW}}{0,96} = 1.042 \text{ kW}$$

Como o número de polos são iguais para ambas as máquinas, os coeficientes de esbeltez também serão iguais e serão definidos tendo como referência os limites estabelecidos pela Equação 3.7, logo:

$$k_{Esbeltez} = 2.$$

A constante de aproveitamento do volume ativo será obtida no gráfico da [Figura 3.3](#), porém, primeiramente será calculada a relação entre a potência ativa e a velocidade síncrona da máquina em *rps*.

$$\frac{kW}{rps} = \frac{1042}{20} = 52,1$$

Como a potência ativa e o número de polos apresentam valores iguais para ambas as máquinas, tanto a relação kW/*rps* quanto a constante de aproveitamento do volume ativo também serão iguais. Consultando o gráfico da [Figura 3.3](#) tendo como base no valor da relação kW/*rps*, obtém-se $C_{AVA} = 325 \text{ kW} \cdot \text{s}/\text{m}^3$. Como as máquinas em questão

possuem classe de isolamento F, com $\Delta T = 105^{\circ}\text{C}$, é necessário corrigir o valor da C_{AVA} , conforme a Equação 3.10. Logo, a C_{AVA} é:

$$C_{AVA} = \sqrt{\frac{\Delta T_{Máquina}}{80}} C_{AVAGráfico} = \sqrt{\frac{105}{80}} 325 = 372 \text{ kW} \cdot \text{s}/\text{m}^3$$

A dimensão do entreferro será obtida na Figura 3.4, tendo também como referência para consulta a relação kW/rps. Desta forma, o entreferro também será igual para as duas máquinas. Logo, obtém-se o seguinte valor para o entreferro: $\delta = 4,5 \text{ mm}$.

De posse dos parâmetros obtidos até então, os diâmetros internos dos estatores podem ser calculados pela Equação 3.4, que foi escrita a partir da Equação 3.3. Como os parâmetros obtidos até então são iguais para as duas máquinas, o diâmetro interno dos seus respectivos estatores assim como as suas demais dimensões também serão iguais. Portanto, obtém-se D_1 conforme mostrado abaixo.

$$D_1 = \sqrt[3]{\frac{2p \cdot P_{Ativa}}{\pi k_{Esbeltez} C_{AVA} n_s}} + \delta = \sqrt[3]{\frac{6 \cdot 1042}{\pi \cdot 2 \cdot 372 \cdot 20}} + 0,0045 = 0,5157\text{m} \cong 516\text{mm}$$

Após obter o valor da dimensão do entreferro e do diâmetro interno do estator, calcula-se o valor do diâmetro externo dos respectivos rotores através da Equação 3.11.

$$D_{e2} = D_1 - 2\delta = 0,5157 - 0,009 = 0,5067\text{m} \cong 507\text{mm}.$$

Ainda com base na dimensão do entreferro e no diâmetro interno do estator, juntamente com o coeficiente de esbeltez, calcula-se o comprimento inicial do ferro do pacote de chapas através da Equação 3.12, que por sua vez também serão iguais para ambas as máquinas.

$$L_{Ferro1} = k_{Esbeltez} \frac{\pi}{2p} (D_1 - \delta) = 2 \frac{\pi}{6} (0,5157 - 0,0045) = 0,5353\text{m} \cong 535\text{mm}$$

Para concluir a determinação dos volumes ativos iniciais das máquinas, falta obter o diâmetro externo dos estatores e definir as carcaças, que no presente trabalho serão

baseadas na norma IEC. Portanto, consultando na Tabela 3.5 o valor mais próximo do valor calculado para os diâmetros internos, $D_1 = 516 \text{ mm}$, é 520 mm . Desta forma, será definido para as duas máquinas a carcaça IEC 400 e o diâmetro externo do estator será igual a $D_{e1} = 725 \text{ mm}$.

Como o diâmetro interno do estator foi ajustado para o padrão da Tabela 3.5, o diâmetro externo do rotor e o valor do comprimento do ferro L_{Ferro1} serão recalculados considerando a mesma dimensão do entreferro.

$$D_{e2} = 0,520 - 0,009 = 0,511 \text{ m} = 511 \text{ mm}.$$

$$L_{Ferro1} = 2 \frac{\pi}{6} (0,520 - 0,0045) = 0,5353 \text{ m} \cong 540 \text{ mm}.$$

Portanto, obteve-se todas as dimensões iniciais dos volumes ativos das máquinas eneafásica e trifásica, as quais estão listadas abaixo, na Tabela 3.10.

Tabela 3.10 - Dimensões do Volume Ativo das Máquinas Trifásica e Eneafásica

Parâmetro	MI3F e MI9F
Carcaça	IEC 400
Diâmetro interno do estator D_1	520 mm
Diâmetro externo do estator D_{e1}	725 mm
Entreferro δ	4,5 mm
Diâmetro externo do rotor D_{e2}	511 mm
Comprimento do ferro L_{Ferro1}	540 mm

Considerando o dimensional obtido para ambas as máquinas, a potência ativa deveria ser recalculada conforme a Equação 3.3, ou a constante de aproveitamento do volume ativo deveria ser ajustada. Como se trata de um aperfeiçoamento do projeto, essas questões não serão abordadas no presente trabalho.

3.6.4. Dimensionamento dos Condutores do Circuito Estatístico

O dimensionamento dos condutores do estator da máquina é iniciado pela determinação da amplitude do fluxo magnético em função das dimensões do núcleo magnético e da indução média no entreferro, a qual, por sua vez na fase inicial do projeto

será definida por meio gráfico da Figura 3.2 através da relação kW/rps das máquinas. Logo, como a relação kW/rps é a mesma para ambas as máquinas, a indução média no entreferro também será igual. Portanto, consultado a Figura 3.2 obtém-se: $B_{Entreferro} = 0,645 T$.

Desta forma, com base nas dimensões do núcleo magnético das máquinas e no valor obtido para indução média no entreferro, será determinada a amplitude do fluxo magnético por polo através da Equação 3.16. Vale destacar que o valor obtido para a amplitude do fluxo magnético também é comum para as duas máquinas.

$$\begin{aligned}\Phi_B &= A_{Polar} B_{Entreferro} = \frac{\pi(D_1 - \delta)}{2P} L_{Ferro1} B_{Entreferro} = \\ &= \frac{\pi \cdot (0,520 - 0,0045)}{6} \cdot 0,540 \cdot 0,645 = 0,094 \text{ Webber} = 94 \text{ mWb}\end{aligned}$$

De posse do valor da amplitude do fluxo magnético por polo, pode-se agora determinar o número de condutores em série por fase de cada máquina por meio da Equação 3.15. Para o cálculo do número de condutores em série por fase, foi admitido um fator de bobinagem do enrolamento igual 0,92, que é próximo da unidade, conforme sugerido pela literatura para a fase inicial do projeto da máquina.

$$N_{CondFase1} = \frac{(1 - k_{UFase1})U_{Fase1}}{2 \cdot k_{Forma} \cdot f_{bv_{dlc1}} \cdot f_{e1} \cdot \Phi_B}$$

$$MI3F: N_{CondFase1} = \frac{(1 - 0,05) \cdot 2402}{2 \cdot 1,1111 \cdot 0,92 \cdot 60 \cdot 0,094} = 197,92 \cong 198,0$$

$$MI9F: N_{CondFase1} = \frac{(1 - 0,05) \cdot 254}{2 \cdot 1,1111 \cdot 0,92 \cdot 60 \cdot 0,094} = 20,93 \cong 21$$

Neste ponto surge a primeira grande diferença, pois o número de condutores em série por fase está diretamente ligado e é proporcional à tensão nominal de alimentação da máquina.

O próximo passo consiste na determinação do número de espiras por bobina através da Equação 3.17. Para tal, primeiramente serão definidos o número de camadas do enrolamento e o número de ligações em paralelo no enrolamento do estator da máquina. Conforme a literatura, os enrolamentos de camada dupla são recomendados para máquinas de maior porte, pois nessa execução é possível fazer um passo de enrolamento encurtado quando necessário a fim de reduzir o conteúdo harmônico e conseqüentemente melhorar o desempenho da máquina. Alinhado a este fato, será definido para ambas as máquinas enrolamentos de camada dupla, ou seja, $N_{Camadas1} = 2$.

Já o número de ligações em paralelo é calculado a partir no número de ciclos da máquina, o qual está associado ao número de ranhuras e ao número de pares de polo. Logo, para máquinas de enrolamentos de camada dupla, de acordo com a Equação 3.20, o número de ciclos é obtido da seguinte forma:

$$N_{Ciclos1} = MDC(N_1, p)$$

$$MI3F: N_{Ciclos1} = MDC(36,3) = 3$$

$$MI9F: N_{Ciclos1} = MDC(108,3) = 3$$

Além disso, os números de ranhuras por ciclo, obtidos pela Equação 3.22, são divisíveis pelo número de fases.

$$MI3F: N_{1Ciclo} = \frac{N_1}{N_{Ciclo1}} = \frac{36}{3} = 12$$

$$MI9F: N_{1Ciclo} = \frac{N_1}{N_{Ciclo1}} = \frac{108}{3} = 36$$

Portanto, como $N_{Ciclos1} > 1$ e N_{1Ciclo}/m_1 resultam em números inteiros e pares para ambas as máquinas, os números de ligações em paralelo podem ser obtidos pela Equação 3.19.

$$N_{Ligação1} = 2 \cdot N_{Ciclos1}$$

$$MI3F: N_{Ligação1} = 2 \cdot 3 = 6$$

$$MI9F: N_{Ligação1} = 2 \cdot 3 = 6$$

É importante destacar que embora os números de ligações em paralelo sejam maiores do que a unidade, ambos atendem a relação da Equação 3.18, que estabelece que a razão entre o número de polos e o número de ligações em paralelo também deve resultar em um número inteiro, ou seja, para ambos os casos, tal condição é satisfeita, conforme mostrado a seguir.

$$\frac{2p}{N_{Ligação1}} = \frac{6}{6} = 1$$

Neste ponto, diante da obtenção o número de condutores em série por fase e do número de ligações em paralelo, o número de espiras por bobina $N_{EspirasBobina1}$ será determinado por meio da Equação 3.17:

$$N_{EspirasBobina1} = \frac{m_1}{N_1} N_{CondFase1} \frac{N_{Ligação1}}{N_{Camadas1}}$$

$$MI3F: N_{EspirasBobina1} = \frac{3}{36} \cdot 197,92 \cdot \frac{6}{2} = 49,48$$

$$MI9F: N_{EspirasBobina1} = \frac{9}{108} \cdot 20,93 \cdot \frac{6}{2} = 5,23$$

Conforme a literatura, o número de espiras por bobina fracionário sempre que possível deve ser evitado e é aconselhável arredondar o valor calculado, com isso, os números de espiras por bobina ficam definidos da seguinte forma:

$$MI3F: N_{EspirasBobina1} = 49$$

$$MI9F: N_{EspirasBobina1} = 5$$

Uma vez arredondado o número de espiras por bobina $N_{EspirasBobina1}$, o número de condutores em série por fase $N_{CondFase1}$ deve ser recalculado através da Equação 3.17. Portanto:

$$MI3F: N_{CondFase1} = \frac{36}{3} \cdot 49 \cdot \frac{2}{6} = 196$$

$$MI9F: N_{CondFase1} = \frac{108}{9} \cdot 5 \cdot \frac{2}{6} = 20.$$

Nessa altura, como já estão definidos o número de espiras por bobina e o número de condutores em série por fase, será agora determinada a seção do condutor do circuito de estator. Portanto, primeiramente será determinada a corrente de fase das máquinas através da Equação 3.24, considerando o fator de potência estimado em 0,87 para ambas, conforme limites estabelecidos na Tabela 3.2.

$$I_{Fase1} = \frac{P_{Ativa}}{m_1 \cdot U_{Fase1} \cdot f_{FatorPotência1}}$$

$$MI3F: I_{Fase1} = \frac{1042 \times 10^3}{3 \cdot 2402 \cdot 0,87} = 166,17 \text{ A}$$

$$MI9F: I_{Fase1} = \frac{1042 \times 10^3}{9 \cdot 254 \cdot 0,87} = 523,69 \text{ A}$$

Para determinar a seção do condutor, também é necessário determinar a densidade de corrente admissível pelo condutor. Logo, considerando que os condutores das máquinas dimensionadas neste trabalho são de cobre e que a classe de isolamento adotada é a F, $\Delta T = 105^\circ\text{C}$, obtém-se a densidade admissível no condutor mediante consulta no gráfico da [Figura 3.5](#) através da relação kW/rps e posterior correção do respectivo valor por meio da Equação 3.25. Como a relação kW/rps é igual para as duas máquinas, as densidades de corrente admissíveis pelos condutores também serão iguais.

$$J_{Cond1} = \left(\frac{\sigma_{Cond1}^{20^\circ\text{C}}}{58 \times 10^6} \right) \left(\sqrt{\frac{\Delta T_{Máquina}}{80}} \right) J_{CondGráfico1}$$

$$MI3F \text{ e } MI9F: J_{Cond1} = 1 \cdot \left(\sqrt{\frac{105}{80}} \right) 3,7 = 4,24 \text{ A/mm}^2$$

De posse dos valores da corrente de fase e da densidade de corrente, é possível determinar a seção dos condutores do estator para ambas as máquinas a partir da Equação 3.23.

$$S_{Cond1} = \frac{I_{Fase1}}{J_{Cond1} \cdot N_{Ligação1}}$$

$$MI3F: S_{Cond1} = \frac{166,17}{4,24 \cdot 6} = 6,53 \text{ mm}^2$$

$$MI9F: S_{Cond1} = \frac{523,69}{4,24 \cdot 6} = 20,59 \text{ mm}^2$$

Para concluir o dimensionamento dos condutores do estator, falta definir a seção e o número de fios das espiras, que por sua vez formarão as bobinas dos enrolamentos. De acordo com a literatura, em máquinas com potência de até 2.000 kW em baixa tensão, geralmente até 690 V, são adotados enrolamentos do tipo randômico, para tensões superiores a 690 V são recomendados enrolamentos do tipo de bobinas pré-formadas. Portanto, o enrolamento da máquina eneafásica será do tipo randômico, e o da máquina trifásica será do tipo de bobinas pré-formadas.

Em enrolamentos do tipo randômico, a seção do condutor é calculada pela Equação 3.26 e para enrolamentos do tipo de bobinas pré-formadas a seção do condutor é calculada pela Equação 3.27. Ambas as equações estão reescritas de acordo com a respectiva máquina.

$$MI3F: S_{Cond1} = N_{FiosBase1} \cdot N_{FiosAltura1} S_{FioNú1}$$

$$MI9F: S_{Cond1} = N_{Fios1} \cdot S_{FioNú1} = N_{Fios1} \frac{\pi}{4} d_{FioNú1}^2$$

Primeiramente serão definidos os fios com base na [Tabela 3.6](#) e [Tabela 3.7](#), as quais apresentam as dimensões de fios nus circulares e retangulares respectivamente. Posteriormente serão ajustados os números de fios de forma que as seções dos condutores calculadas através das Equações 3.26 e 3.27 sejam maiores ou iguais as seções obtidas através da Equação 3.23 em função das correntes de fase e da densidade corrente admissível pelos condutores.

Para o dimensionamento da máquina trifásica, com base na [Tabela 3.7](#), optou-se pelos seguintes valores:

$$MI3F: \quad N_{FiosBase1} = 2, \quad N_{FiosAltura1} = 2 \quad e \quad S_{FioNú1} = 1,65 \text{ mm}$$

Desta forma, recalculando S_{Cond1} a partir da Equação 3.27 para a máquina trifásica, considerando os valores especificados na [Tabela 3.7](#) para condutores retangulares, obtém-se o seguinte valor:

$$MI3F: \quad S_{Cond1} = N_{FiosBase1} \cdot N_{FiosAltura1} S_{FioNú1} = 2 \cdot 2 \cdot 1,65 = 6,60 \text{ mm}^2$$

De acordo com a seção de condutor para o estator da máquina trifásica é possível otimizar o número de espiras por meio da implementação de bobinas com espiras transpostas. Porém, essa questão será investigada mais à frente.

Para o projeto da máquina eneafásica, com base na [Tabela 3.6](#), optou-se pelos seguintes valores:

$$MI9F: \quad N_{Fios1} = 17 \quad e \quad d_{FioNú1} = 1,25 \text{ mm}$$

Com isso, recalculando S_{Cond1} para a máquina eneafásica a partir da Equação 3.26, obtém-se o seguinte valor:

$$MI9F: \quad S_{Cond1} = N_{Fios1} \frac{\pi}{4} d_{FioNú1}^2 = 17 \frac{\pi}{4} 1,25^2 = 20,86 \text{ mm}^2.$$

Portanto, as seções dos condutores especificados para ambas as máquinas são maiores do que os respectivos valores calculados por meio da Equação 3.23. Enfim, as

especificações dos condutores dos estatores das máquinas foram obtidas e estão listadas na Tabela 3.11.

Tabela 3.11- Especificações dos Condutores dos Estatores das Máquinas Trifásica e Eneafásica

Parâmetro	MI3F	MI9F
Número de condutores em série por fase	196	20
Seção do condutor	6,60 mm ²	20,86 mm ²
Número de espiras por bobina	49	5
Número de ligações em paralelo	6	6
Número de camadas	2	2

3.6.5. Dimensionamento dos Condutores do Circuito Rotórico

Para o presente trabalho, o dimensionamento dos condutores do rotor consistirá na determinação das seções das barras e dos anéis de curto-circuito. Inicialmente serão determinadas as correntes nas barras referidas aos respectivos estatores por meio da Equação 3.29. Para tal, primeiramente serão determinadas as tensões nos terminais dos rotores referidas aos estatores das máquinas por meio da Equação 3.31, sendo que a queda de tensão na impedância dos rotores (k_{UFase2}) assim como a queda de tensão nos terminais dos estatores (k_{UFase1}), serão assumidas como comuns para ambas as máquinas e serão definidas conforme os intervalos sugeridos pela literatura em 0,03 e 0,05 respectivamente. Logo:

$$U'_{Fase2} = (1 - k_{UFase2}) (1 - k_{UFase1}) U_{Fase1}$$

$$MI3F: U'_{Fase2} = (1 - 0,03) (1 - 0,05) 2402 = 2213,2 V$$

$$MI9F: U'_{Fase2} = (1 - 0,03) (1 - 0,05) 254 = 234,1 V$$

De acordo com a literatura, o fator de potência do rotor pode ser assumido dentro do intervalo 0,95 a 1,0 na fase inicial do projeto da máquina. Portanto, no presente projeto será adotado o fator de potência do rotor igual a 1,0 para ambas as máquinas. Ainda de acordo com a literatura, conforme mostrado na Equação 3.32, o rendimento do rotor é definido em função do rendimento da máquina. Portanto, as correntes nas barras referidas aos estatores são determinadas pela Equação 3.29:

$$I'_{Fase2} = \frac{P_{Ativa}}{m_1 \cdot U'_{Fase2} \cdot f_{FatorPotência2} \cdot \left[2 \cdot \left(\frac{\eta_{Máquina}}{1 + \eta_{Máquina}} \right) \right]}$$

$$MI3F: \quad I'_{Fase2} = \frac{1042 \times 10^3}{3 \cdot 2213,2 \cdot 1 \cdot \left[2 \cdot \left(\frac{0,96}{1 + 0,96} \right) \right]} = 160,15 \text{ A}$$

$$MI9F: \quad I'_{Fase2} = \frac{1042 \times 10^3}{9 \cdot 234,1 \cdot 1 \cdot \left[2 \cdot \left(\frac{0,96}{1 + 0,96} \right) \right]} = 504,72 \text{ A}.$$

De posse dos valores das correntes nas barras referidas aos estatores e considerando o fator de bobinagem de ambas as gaiolas igual a 1, serão determinadas agora por meio da Equação 3.28 as correntes nas barras das gaiolas referidas as próprias barras, ou seja, às fases dos rotores. Logo:

$$I_{Barra} = I_{Fase2} = \left(\frac{m_1 \cdot f_{bvdlc1} \cdot N_{CondFase1}}{N_2} \right) \cdot I'_{Fase2}$$

$$MI3F: \quad I_{Barra} = \left(\frac{3 \cdot 0,92 \cdot 196}{28} \right) \cdot 160,15 = 3.094,15 \text{ A}$$

$$MI9F: \quad I_{Barra} = \left(\frac{9 \cdot 0,92 \cdot 20}{98} \right) \cdot 504,72 = 852,88 \text{ A}.$$

Nesse ponto, pode-se determinar as seções das mesmas a partir da Equação 3.33, mas antes, será obtida a densidade de corrente admissível nas barras por meio do gráfico da [Figura 3.6](#) e posterior correção do valor obtido de acordo com a Equação 3.34. A densidade de corrente admissível nas barras será comum para ambas as máquinas, pois tal parâmetro também é baseado na relação kW/rps , Assim, tem-se:

$$J_{Barra} = J_{Cond2} = \left(\frac{\sigma_{Cond2}^{20^\circ C}}{58 \times 10^6} \right) \left(\sqrt{\frac{\Delta T_{Máquina}}{80}} \right) J_{CondGráfico2}$$

$$J_{Barra} = J_{Cond2} = 1 \cdot \left(\sqrt{\frac{105}{80}} \right) 4,1 = 4,70 \text{ A/mm}^2.$$

E com base nos valores obtidos até então, obtém-se as seções das barras por meio da Equação 3.33.

$$S_{Barra} = \frac{I_{Barra}}{J_{Cond2}}$$

$$MI3F: S_{Barra} = \frac{3094,15}{4,7} = 658,73 \text{ mm}^2$$

$$MI9F: S_{Barra} = \frac{852,88}{4,7} = 181,57 \text{ mm}^2$$

No presente trabalho, a geometria da barra será considerada do tipo redonda para ambas as máquinas. Desta forma, deverá ser selecionada na [Tabela 3.8](#) uma barra com diâmetro nominal, para gaiola simples, que garanta seções maiores ou iguais aos respectivos valores calculados acima. Portanto, com base na Equação 3.35, foram selecionadas as barras de diâmetro nominal igual a 30 mm para máquina trifásica e 16 mm para máquina enefásica, resultando em seções satisfatórias:

$$S_{Cond2} = \frac{\pi}{4} d_{Barra}^2 \geq S_{Barra}$$

$$MI3F: S_{Cond2} = \frac{\pi}{4} 30^2 = 706,86 \text{ mm}^2$$

$$MI9F: S_{Cond2} = \frac{\pi}{4} 16^2 = 201,06 \text{ mm}^2$$

Para concluir o dimensionamento das gaiolas serão determinadas as seções dos anéis de curto-circuito fazendo uso da Equação 3.38 e admitindo o fator entre a densidade de corrente admissível das barras e a densidade de corrente admissível dos anéis igual a 1,30. Logo, a seção dos anéis de curto-circuito é obtida.

$$S_{AnelCC} = k_{AnelCC} \frac{S_{Barra2}}{2 \cdot \text{sen}\left(p \frac{\pi}{N_2}\right)}$$

$$MI3F: S_{AnelCC} = 1,3 \cdot \frac{658,73}{2 \cdot \text{sen}\left(3 \cdot \frac{\pi}{28}\right)} = 1296,40 \text{ mm}^2$$

$$MI9F: S_{AnelCC} = 1,3 \cdot \frac{181,57}{2 \cdot \text{sen}\left(3 \cdot \frac{\pi}{98}\right)} = 1229,11 \text{ mm}^2$$

Portanto, as especificações das dimensões dos rotores das máquinas estão definidas e listadas na Tabela 3.12.

Tabela 3.12 - Especificações dos Condutores dos Rotores das Máquinas Trifásica e Enefásica

Parâmetro	MI3F	MI9F
Geometria das barras	Circular	Circular
Diâmetro nominal das barras	30 mm	16 mm
Seção das barras	706,9 mm ²	201,1 mm ²
Seção dos anéis de curto-circuito	1.296,4 mm ²	1.229,1 mm ²
Comprimento da gaiola $L_{Ferro1} = L_{Ferro2}$	540 mm	540 mm

3.6.6. Aprimoramento do Projeto da Máquina Trifásica

O dimensionamento inicial proposto para máquina trifásica para atendimento das especificações nominais de projeto listadas no item 3.6.1 convergiu para alguns resultados que dificilmente seriam colocados em prática. Inicialmente foi adotado o número de ranhuras por polo e fase igual a 2, porém para uma máquina trifásica de tal porte, em prol de um melhor desempenho em termos de conteúdo harmônico e torque pulsante, o número de ranhuras por polo e fase seria provavelmente da ordem de 4 ou até mesmo 6. Outro parâmetro que seria aprimorado é o número de espiras por bobina, pois além do valor obtido ser consideravelmente alto ($N_{EspirasBobina1} > 10$), a seção do condutor necessário é tão pequena que poderia ser formada por apenas um fio (de acordo com as opções da [Tabela 3.7](#)) resultando em uma ranhura com geometria funda e estreita. Vale destacar que o número de ranhuras por polo e fase e o número de espiras por bobina estão relacionados indiretamente na Equação 3.17 por meio do número de ranhuras N_l do estator da máquina.

De acordo com a Equação 3.17, os parâmetros passíveis de ajuste para adequação do número de espiras são o número de ranhuras, o número de ligações em paralelo e o número de condutores em série por fase $N_{CondFase1}$. O número de fases é um parâmetro conceitual do projeto, já o número de camadas é baseado no porte da máquina e para o presente caso não seria interessante alterá-lo.

O número de ligações em paralelo é diretamente proporcional ao número de espiras e está associado ao número de ciclos da máquina, que por sua vez está associado

ao número de ranhuras e ao número de pares de polo. Para o presente caso, no qual é necessário ajustar o número de espiras, o número de ligações é o parâmetro mais indicado para se trabalhar, contudo, ele sempre deve ser inteiro e deve obedecer a condição estabelecida na Equação 3.18. Logo, para uma máquina de 6 polos o número de ligações em paralelo pode assumir os seguintes valores:

$$N_{\text{Ligação}1} = 1, 2, 3 \text{ ou } 6.$$

De acordo com a Equação 3.23, o número de ligações em paralelo é inversamente proporcional ao requisito de seção mínima dos condutores, portanto é importante considerar essa relação ao definir tal parâmetro. Como a corrente de fase da máquina e a densidade admissível de corrente dos condutores do estator não serão alteradas, pode-se então calcular através da Equação 3.23 o requisito de seção mínima dos condutores do estator para cada opção de número de ligações em paralelo. A Tabela 3.13 apresenta os resultados de seção obtidos para cada opção de número de ligações em paralelo.

Tabela 3.13 – Requisito de seção dos condutores do estator da máquina trifásica para cada opção de número de ligações em paralelo

$N_{\text{Ligação}1}$	1	2	3	6
$S_{\text{Cond}1}$	39,20	19,60	13,07	6,53

A opção $N_{\text{Ligação}1} = 2$ será adotada, pois resulta em requisito de seção para os condutores do estator da máquina trifásica mais próximo do requisito definido para a máquina enefásica e com isso será possível realizar análises mais ponderadas. Desta forma, assumindo o $N_{\text{Ligação}1} = 2$, obtêm-se o seguinte resultado para o número de espiras:

$$N_{\text{EspirasBobina}1} = \frac{m_1}{N_1} N_{\text{CondFase}1} \frac{N_{\text{Ligação}1}}{N_{\text{Camadas}1}} = \frac{3}{36} \cdot 192 \cdot \frac{2}{2} = 16$$

Como o requisito de seção mínima dos condutores do estator foi alterado é necessário ajustar a configuração de fios nus que comporão tais condutores. Portanto, com base na [Tabela 3.7](#), optou-se pelos seguintes valores:

$$MI3F: \quad N_{\text{FiosBase}1} = 2, \quad N_{\text{FiosAltura}1} = 4 \quad \text{e} \quad S_{\text{FioNú}1} = 2,58 \text{ mm}$$

Desta forma, recalculando S_{Cond1} a partir da Equação 3.27 para a máquina trifásica, obtém-se o seguinte valor:

$$MI3F: S_{Cond1} = N_{FiosBase1} \cdot N_{FiosAltura1} S_{FioNú1} = 2 \cdot 4 \cdot 2,58 = 20,64 \text{ mm}^2$$

Agora, aumentando o número de ranhuras por polo e fase q_1 de 2 para 6, o número de ranhuras do estator da máquina é alterado de 36 para 108, conforme calculado abaixo por meio da Equação 3.1.

$$N_1 = q \cdot 2p \cdot m_1 = 6 \cdot 6 \cdot 3 = 108$$

Recalculando novamente o número de espiras por bobina por meio da Equação 3.17 obtém-se uma redução final de 49 para 5,33, que pode ser ajustado para 5,0.

$$N_{EspirasBobina1} = \frac{m_1}{N_1} N_{CondFase1} \frac{N_{Ligação1}}{N_{Camadas1}} = \frac{3}{108} \cdot 192 \cdot \frac{2}{2} = 5,33 \cong 5,0$$

O número de ranhuras por polo q foi propositalmente ajustado de 2 para 6 com o objetivo de resultar em 108 ranhuras e consequente em um número de espiras por bobina próximo do número de espiras definido para a máquina enefásica. Mais uma vez a intenção foi de proporcionar projetos com o máximo de equivalência a fim de obter análises de viabilidade mais equilibradas.

Como o número de espiras por bobina $N_{EspirasBobina1}$ foi alterado, o número de condutores em série por fase $N_{CondFase1}$ deve ser recalculado através da Equação 3.17, portanto:

$$N_{CondFase1} = \frac{108}{3} \cdot 5 \cdot \frac{2}{2} = 180$$

Ainda com base na Equação 3.17, para reduzir o número de espiras também poderia ser reduzido o número de condutores em série por fase. De acordo com a Equação 3.15, o número de condutores em série por fase é diretamente proporcional a tensão nominal da máquina e inversamente proporcional a amplitude do fluxo magnético por polo. Alinhado ao objetivo do presente trabalho, a redução da tensão nominal não seria considerada, logo, a redução do número de espiras seria avaliada por meio do aumento da amplitude do fluxo magnético por polo.

De acordo com a Equação 3.16, para aumentar a amplitude do fluxo magnético por polo é necessário aumentar a área polar da máquina e/ou a indução média no entreferro. Como a indução média no entreferro na fase inicial do projeto está associada a relação kW/rps, que por sua vez também é um parâmetro conceitual e seria mantida, a área polar da máquina seria o parâmetro que restaria para ser ajustada.

Por sua vez, a área polar da máquina é diretamente proporcional ao passo polar e ao comprimento do pacote de chapas do estator, ou seja, está diretamente associada ao volume ativo e conseqüentemente ao tamanho da carcaça. Portanto, para aumentar a amplitude do fluxo magnético seria necessário então aumentar o tamanho da carcaça, o que em termos de viabilidade financeira não seria considerado na fase inicial do projeto. Além desse fato, o aumento do núcleo magnético da máquina deveria ser executado mediante a um enfraquecimento da constante de aproveitamento do volume ativo da mesma, pois caso contrário, conforme a Equação 3.3, a potência ativa da máquina aumentaria consideravelmente.

Com o ajuste do número de ranhuras de 36 para 108, o número de barras do rotor também será ajustado conforme as combinações sugeridas na Tabela 3.1. Logo, fica definido para a máquina trifásica o número de barras do rotor:

$$N_2 = 98 .$$

Analisando a Equação 3.28, percebe-se que o aumento do número de barras do rotor junto com a redução do número de condutores em série do estator resulta em uma redução acentuada da corrente na barra da gaiola referida a própria barra de 3.135 A para 844 A, conforme mostrado abaixo. Vale destacar, que a corrente de fase do rotor referida ao estator I'_{Fase2} se manteria 160,15 A.

$$\begin{aligned} I_{Barra} = I_{Fase2} &= \left(\frac{m_1 \cdot f_{bvdlc1} \cdot N_{CondFase1}}{N_2} \right) \cdot I'_{Fase2} = \\ &= \left(\frac{3 \cdot 0,92 \cdot 180}{98} \right) \cdot 160,15 = 811,88 \cong 812 \text{ A} \end{aligned}$$

Com a redução da corrente na barra, o requisito de seção da mesma também será menor, uma vez que a densidade de corrente admissível se mantém em 4,7 A/mm². Portanto, por meio da Equação 3.33 é obtido o novo requisito de seção mínima requerida para as barras do rotor da MI3F.

$$S_{Barra} = \frac{I_{Barra}}{J_{Cond2}}$$

$$S_{Barra} = \frac{811,88}{4,7} = 172,84 \text{ mm}^2$$

Com base na Equação 3.35 e nas opções de barras redondas da Tabela 3.8 fica definido a barra de diâmetro nominal igual a:

$$d_{Barra} = 15 \text{ mm.}$$

Que resulta em uma seção igual a:

$$S_{Cond2} = \frac{\pi}{4} d_{Barra}^2 = \frac{\pi}{4} 15^2 = 176,72 \text{ mm}^2 .$$

E que por sua vez é maior do que a seção mínima requerida S_{Barra} .

Por fim, a seção do anel de curto-circuito é obtida através da Equação 3.38.

$$S_{AnelCC} = k_{AnelCC} \frac{S_{Barra2}}{2 \cdot \text{sen} \left(p \frac{\pi}{N_2} \right)}$$

$$S_{AnelCC} = 1,3 \cdot \frac{172,84}{2 \cdot \text{sen} \left(3 \cdot \frac{\pi}{98} \right)} = 1.170,02 \text{ mm}^2$$

Portanto, as novas especificações dos materiais condutores do estator e rotor da máquina trifásica estão definidas e estão reunidas na Tabela 3.14 e 3.15 respectivamente.

Tabela 3.14 - Especificações dos Condutores do Estator da Máquina Trifásica

Parâmetro	MI3F
Número de condutores em série por fase	180
Seção do condutor	20,64 mm ²
Número de espiras por bobina	5
Número de ligações em paralelo	2
Número de camadas	2

Tabela 3.15 - Especificações dos Condutores do Rotor da Máquina Trifásica

Parâmetro	MI3F
Geometria das barras	Circular
Diâmetro nominal das barras	15 mm
Seção das barras	176,72 mm ²
Seção dos anéis de curto-circuito	1.170,02 mm ²
Comprimento da gaiola $L_{Ferro1} = L_{Ferro2}$	540 mm

3.7. Conclusões

A fim de proporcionar uma análise mais prática e direta, todos os parâmetros dos dimensionamentos realizados para as máquinas trifásica e eneafásica para atendimento das especificações nominais apresentadas no item 3.6.1 estão disponíveis nas Tabela 3.16 e 3.17, para estatores e rotores respectivamente.

Tabela 3.16 - Especificações de Dimensionamento dos Estatores das Máquinas Trifásica e Eneafásica

Dados Nominais	MI9F	MI3F Versão Inicial	MI3F Versão Final
Potência Nominal	1.000 kW	1.000 kW	1.000 kW
Tensão Nominal	440 V	4,16 kV	4,16 kV
Corrente de Fase	523,69 A	166,17 A	166,77 A
Volume Ativo	MI9F	MI3F Versão Inicial	MI3F Versão Final
Carcaça	IEC 400	IEC 400	IEC 400
Número de ranhuras	108	36	108
Diâmetro interno do estator	520 mm	520 mm	520 mm
Diâmetro externo do estator	725 mm	725 mm	725 mm
Entreferro	4,5 mm	4,5 mm	4,5 mm
Comprimento do ferro	540 mm	540 mm	540 mm
Condutores	MI9F	MI3F Versão Inicial	MI3F Versão Final
Tipo de Enrolamento	Randômico	Bobina Pré-formada	Bobina Pré-formada
Seção dos condutores	20,86 mm ²	6,60 mm ²	20,64 mm ²
Número de fios em paralelo	16	N/A	N/A
Número de fios na base	N/A	2	2
Número de fios na altura	N/A	2	4
Número de camadas	2	2	2
Número de ligações em paralelo	6	6	2
Número de espiras por bobina	5	49	5
Número de condutores em série por fase	20	196	180

Tabela 3.17 - Especificações de Dimensionamento dos Rotores das Máquinas Trifásica e Eneafásica

Volume Ativo	MI9F	MI3F Versão Inicial	MI3F Versão Final
Tipo de gaiola	Simplex	Simplex	Simplex
Diâmetro externo do rotor	511mm	511mm	511mm
Condutores	MI9F	MI3F Versão Inicial	MI3F Versão Final
Geometria das barras	Circular	Circular	Circular
Número de barras	98	28	98
Diâmetro nominal das barras	16 mm	30 mm	15 mm
Seção das barras	201 mm ²	707 mm ²	177 mm ²
Seção dos anéis de curto-circuito	1229 mm ²	1296 mm ²	1170 mm ²
Comprimento da gaiola	540 mm	540 mm	540 mm

Os dimensionamentos realizados inicialmente para a máquina trifásica e para máquina eneafásica foram delimitados pela proposta central do presente trabalho, ou seja, com intuito de proporcionar análises sobre máquinas com projetos equivalentes, exceto pelo número de fases e tensão nominal, foram adotados os mesmos parâmetros de entrada. Nesse sentido, como as especificações de potência e velocidade síncrona são comuns para ambas as máquinas, o volume de material ferromagnético obtido para cada projeto foi igual, pois a potência ativa e o tamanho da carcaça são diretamente proporcionais. A constante de aproveitamento do volume ativo poderia causar diferenças dimensionais entre as máquinas, porém na fase inicial do projeto, ela também está associada a potência e a velocidade síncrona nominais. Logo, a máquina eneafásica e a máquina trifásica terão tamanhos equivalentes para as mesmas especificações nominais de potência e velocidade síncrona. Esse fato diverge de parte da literatura, pois é comum encontrar afirmações sobre uma maior razão potência por volume mediante ao incremento do número de fases da máquina. Vale destacar que o tamanho da carcaça está diretamente ligado a potência e a velocidade nominal da máquina e que a densidade de potência está diretamente associada a constante de aproveitamento do volume ativo, que por sua vez é fortemente influenciada pelo processo produtivo da máquina assim como pelo tipo do sistema de refrigeração.

O dimensionamento inicial realizado para a máquina trifásica convergiu para especificações de projetos não recomendadas em termos de desempenho e exequibilidade de fabricação e com isso foi necessário ajustar o respectivo dimensional obtido. Portanto, o dimensionamento da máquina trifásica foi recalculado com objetivo de garantir análises

comparativas entre projetos factíveis e alinhados as práticas contemporâneas de fabricação de motores elétricos.

Dessa forma, foi realizado um novo dimensionamento da máquina trifásica com objetivo de reduzir o número de espiras por bobina e de aumentar o número de ranhuras por polo e fase. Inicialmente, o parâmetro utilizado para ajuste do número de espiras foi o número de ligações em paralelo, o qual foi ajustado respeitando a premissa de que ele sempre deve ser um número inteiro assim como divisor do número de polos da máquina, conforme condição estabelecida na Equação 3.18. Portanto, optou-se pela redução do número de ligações em paralelo de 6 para 2 e com essa medida o número de espiras reduziu de 49 para 16, porém com aumento do requisito mínimo de seção dos condutores do estator de $6,53 \text{ mm}^2$ para $19,60 \text{ mm}^2$.

Mesmo com a redução do número de ligações em paralelo, o número de espiras permaneceu relativamente alto (>10) e nesse caso uma segunda ação para reduzir mais o número de espiras seria o aumento do número de ranhuras do estator. O aumento do número de ranhuras vai de encontro ao outro objetivo de otimização do dimensional da máquina trifásica, que era ao aumento do número de ranhuras por polo e fase. Portanto, o número de ranhuras por polo e fase foi aumentado de 2 para 6, e o número de ranhuras aumentou de 36 para 108 e conseqüentemente o número de espira sofreu uma segunda redução atingindo um valor igual a 5.

Devido a disponibilidade de ranhuras nos estatores de máquinas do porte em questão, a necessidade de aumentar o número de ranhuras por polo e fase da máquina trifásica foi facilmente atendida e conseqüentemente contribuiu para redução do número de espiras por bobina, pois são parâmetros inversamente proporcionais. Mas vale destacar que número de ranhuras por polo poderia ter sido ajustado de 2 para 4 e dessa forma o número de ligações teria que ser ajustado de 6 para 1 a fim de garantir o número de espiras menor que 10, entretanto a seção dos condutores seria relativamente maior.

Outra opção para ajuste do número de espiras seria promover a redução do número de condutores em série por fase através do aumento do fluxo magnético por polo. Para aumentar o fluxo magnético por polo, mantendo a potência e velocidade síncrona nos valores nominais (mantendo o valor da indução média no entreferro), seria necessário reduzir consideravelmente a constante de aproveitamento do volume ativo da máquina e

umentar a área polar, ou seja, aumentar o núcleo magnético da máquina. Devido a inviabilidade financeira associada a tal estratégia essa opção foi descartada.

A redução do nível de tensão nominal empregada no projeto da máquina de nove fases acarretou uma redução proporcional na demanda de condutores em série por fase, pois são parâmetros diretamente proporcionais. A redução do nível da tensão nominal como esperado também acarretou um aumento da corrente de fase ponderado pelo incremento do número de fases, ou seja, a corrente de fase aumentou cerca de três vezes. Já a densidade de corrente admissível pelos condutores do estator se manteve igual, pois a potência nominal, a velocidade síncrona e o sistema de refrigeração também são iguais. Tais fatos, num primeiro momento remetem a um requisito de seção de condutores do estator maior para máquina eneafásica em comparação a máquina trifásica, porém a seção dos condutores do estator também depende do número de ligações em paralelo, sendo inversamente proporcional a tal parâmetro. Portanto, como o número de ligação em paralelo definido para máquina eneafásica é três vezes maior do que o número de ligações em paralelo definido para máquina trifásica, os requisitos de seção mínima obtidos para ambas as máquinas são próximos.

O nível de redução da tensão nominal da máquina trifásica para a máquina de eneafásica é da ordem de 9 vezes. Em consequência, o número de condutores em série por fase da máquina eneafásica é menor do que o da máquina trifásica na mesma proporção. Por outro lado, como o número de ligações em paralelo da máquina eneafásica é três vezes maior do que o da máquina trifásica assim como o próprio número de fases, o número total de condutores em série de ambas as máquinas é igual, o que pode ser comprovado da seguinte forma:

$$\text{Número Total de Condutores da Máquina} = N_{\text{Ligação}01} \cdot N_{\text{CondFase}1} \cdot m_1$$

$$M13F: \text{Número Total de Condutores da Máquina} = 2 \cdot 180 \cdot 3 = 1080$$

$$M19F: \text{Número Total de Condutores da Máquina} = 6 \cdot 20 \cdot 9 = 1080$$

O número de ranhuras das máquinas também é igual, logo a máquina eneafásica terá três vezes menos bobinas por fase do que a máquina trifásica.

$$\text{Bobinas por fase} = N_1/m_1$$

$$MI3F: \text{ Bobinas por fase} = \frac{108}{3} = 36$$

$$MI9F: \text{ Bobinas por fase} = \frac{108}{9} = 12$$

Agora considerando que o número de espiras por bobina é o mesmo para ambas as máquinas, o número total de espiras empregado em cada máquina também será igual.

$$\text{Número de Espiras da Máquina} = m_1 \cdot \text{Bobinas por fase} \cdot N_{\text{EspirasBobina1}}$$

$$MI3F: \text{ Número de Espiras da Máquina} = 3 \cdot 36 \cdot 5 = 540$$

$$MI9F: \text{ Número de Espiras da Máquina} = 9 \cdot 12 \cdot 5 = 540$$

Nesse ponto vale a pena lembrar a definição de espira apresentado no item 3.4: espira é um caminho fechado para passagem da corrente elétrica composto por **dois** condutores. Essa definição pode ser comprovada pela razão entre o número total de condutores da máquina e o número total de espiras da máquina.

$$\frac{\text{Número Total de Condutores da Máquina}}{\text{Número de Espiras da Máquina}} = \frac{1080}{540} = 2$$

Diante do exposto, como o valor de seção obtido para os condutores dos estatores de ambas as máquinas são muito próximos e o número total de espiras das máquinas é igual, é esperado que o volume total de cobre empregado nos condutores do estator das máquinas também seja muito próximo. É interessante destacar também que o resultado obtido para o número de espiras de ambas as máquinas vai de encontro a uma das questões abordadas em [6], que afirma que valor da indutância de magnetização deve ser aproximadamente igual ao produto entre o número de fases e o quadrado do número total de espiras. Com isso o aumento do número de fases permite que o número de espiras por fase seja reduzido por um fator de $\sqrt{3}$ para que a máquina de nove fases atinja a mesma indutância de magnetização da máquina trifásica. Além desse fato, em [6] também é afirmado que se for considerado que a razão entre a tensão e o número total de espiras de cada máquina são proporcionais, haverá uma segunda redução do número total de espiras da máquina enefásica por um fator de $\sqrt{3}$ e conseqüentemente o número total de espiras na máquina de nove fases e na máquina trifásica será o mesmo.

Enrolamentos do tipo bobinas de pré-formadas requerem um pouco mais de material condutor em relação aos enrolamentos do tipo randômico. Essa condição se deve as diferenças de arranjo das bobinas no estator da respectiva máquina. Este fato remete a uma vantagem da máquina eneafásica em relação a trifásica, pois devido ao menor nível da tensão nominal para mesma potência é possível utilizar no seu projeto enrolamentos do tipo randômico, que por sua vez possui um arranjo mais simples e econômico.

O ajuste do número de ranhuras da máquina trifásica refletiu no projeto do rotor, mais especificamente no número de barras, o qual passou a ser o mesmo definido para máquina eneafásica. Por consequência, a corrente da barra do rotor da máquina trifásica passou a ser muito próxima da corrente na barra da máquina eneafásica, e devido a isso, o requisito de seção mínima da barra da máquina trifásica passou a ser próximo do requisito de seção da barra da máquina eneafásica, pois a densidade de corrente admissível para as barras das máquinas é a mesma. Como resultado de tais fatos, foram especificados barras e anéis de curto-circuito com seções próximas para os dois projetos.

4. Análises Complementares

4.1. Introdução

Conforme abordado na revisão da literatura, duas questões que devem ser avaliadas para atestar a viabilidade de acionamentos multifásicos residem nos custos do inversor de frequência que alimentará a máquina e dos cabos do circuito de alimentação. Essa premissa está ligada a necessidade do emprego de mais semicondutores no circuito do inversor de frequência assim como de cabos no circuito de alimentação. Entretanto, devido a redução da tensão nominal da máquina de nove fases em relação a trifásica é esperado que o custo individual dos semicondutores aplicados no inversor de frequência de nove fases possua um valor menor, pois o custo do semicondutor está diretamente ligado a sua capacidade de bloqueio de tensão e condução de corrente. Logo, é esperado que o menor custo individual dos componentes semicondutores compense a maior quantidade empregada em um inversor de nove fases. Esse raciocínio também é válido para o cabo empregado no circuito de alimentação, pois devido à redução da tensão nominal da máquina, o requisito de isolamento do cabo é inferior, o que impacta diretamente na redução do custo desse item. Entretanto, de acordo com a proposta do presente trabalho, a corrente nominal da máquina enefásica é maior e dessa forma a exigência de seção de seu cabo de alimentação também será maior, e nesse caso o impacto é no aumento do custo do cabo.

O objetivo desse capítulo consiste no levantamento de dados para análise do contexto associado as diferenças dos custos de possíveis semicondutores empregados nos inversores de frequência de alimentação das máquinas trifásica e enefásica assim como de possíveis cabos para o circuito de alimentação de ambas as máquinas. Na sequência desse capítulo serão apresentadas algumas considerações básicas sobre o projeto de inversores de frequência de média e baixa tensão, que são essenciais para especificação dos semicondutores. A especificação dos semicondutores será sucinta, com objetivo exclusivo de criar uma base de comparação entre os seus respectivos custos. Da mesma forma também serão abordados os métodos para especificação dos cabos dos circuitos de alimentação das máquinas em baixa e em média tensão.

Por último, o presente capítulo aborda sinteticamente algumas soluções que comumente são aplicadas em acionamentos de elevada potência no setor industrial. A intenção dessa proposta é de levantar dados para análise de viabilidade de acionamentos multifásicos perante a tais soluções, que geralmente contam com uma máquina elétrica trifásica de média tensão associada a um segundo componente para amortecer a partida do acionamento e/ou controlar a velocidade do motor. Diante desses dados, as análises de viabilidade de acionamentos multifásicos serão mais amplas, pois essas soluções também podem contemplar um eventual *trade off* que envolveria acionamentos multifásicos, ou seja, as análises do presente trabalho não se limitarão apenas às máquinas elétricas, aos inversores e aos cabos do circuito de alimentação.

4.2. Especificação de semicondutores para os inversores de frequência de acionamento das máquinas elétricas

A grande maioria de circuitos retificadores para aplicações em inversores de frequência de média tensão são constituídos por pontes retificadoras de 12, 18 ou 24 pulsos. Essa estratégia é adotada com o objetivo de diminuir o nível de tensão sobre os dispositivos semicondutores que compõem as chaves assim como de reduzir consideravelmente a injeção de harmônicas na rede de energia elétrica. Para redução da injeção de harmônicas na rede de energia elétrica são utilizados transformadores com dois secundários conectados em delta-estrela, o que permite uma defasagem de 30° entre as tensões de saída nos secundários. Essa defasagem alinhada à configuração de pontes trifásicas em série culmina com a eliminação do 5° e o 7° harmônicos. Atualmente, comumente são utilizados diodos de potência para a implementação das pontes retificadoras para inversores de frequência de média tensão. A maioria dos fabricantes destes equipamentos empregam estes dispositivos devido a simplicidade de sua utilização [28].

Em relação ao circuito conversor, as topologias multiníveis são predominantes. Conversores estáticos de potência multiníveis é a terminologia aplicada aos conversores capazes de sintetizar três ou mais níveis de tensão discretos. Tal capacidade é responsável por melhorar o espectro harmônico de tensão e corrente, reduzir o dv/dt e a tensão de modo comum. Nas topologias de conversores multiníveis, o stress de tensão nos

componentes de chaveamento de potência é metade do encontrado nos inversores convencionais de dois níveis. Devido a essa característica, esse circuito é normalmente aplicado em inversores de média e alta tensão. Contudo, os conversores multiníveis apresentam uma maior quantidade de dispositivos semicondutores de potência, o que normalmente aumenta sua complexidade e custo [29]-[30].

A tecnologia de conversores estáticos de potência multiníveis teve seu advento no final dos anos 60, através da introdução da topologia de conversores em cascata. Tal ideia se baseava na conexão em cascata de pontes H. Alguns anos mais tarde, se introduziu o conceito dos conversores com capacitores flutuantes. Por último, no final dos anos 70, surgiu de modo pioneiro a concepção dos conversores com neutro grampeado por diodos (NPC). Estas três topologias multiníveis podem ser consideradas clássicas ou tradicionais e as mais difundidas entre os produtos industriais lançados durante as últimas décadas, com destaque para a topologia NPC de três níveis - NPC-3L (*Three Level*) – que é a mais popular entre os inversores de média tensão comerciais [29].

Em 2016, o mercado de inversores de média tensão para acionamentos elétricos superava \$2,8bilhões (dois bilhões e oitocentos milhões de dólares) com projeção de crescimento consistente até 2023, cuja previsão é um incremento total de \$1.2bilhões (um bilhão e duzentos milhões de dólares). Tal movimento de crescimento está em sintonia com a necessidade da indústria em melhorar sua eficiência, especialmente nos sistemas que demandam alta potência [29].

A maior parcela do mercado de inversores de média tensão, cerca de 55%, é composta por equipamentos que possuem potência menor que 3MW e tensão de saída limitada entre 2.3kV à 4.16kV. Essa parcela apresenta custos/kW elevados, pois em sua maioria, os inversores comerciais apresentam topologias voltadas para preencher uma gama muito vasta do espectro de potência, em detrimento da parcela de baixa potência, conforme mostrado na Figura 4.1 [29].

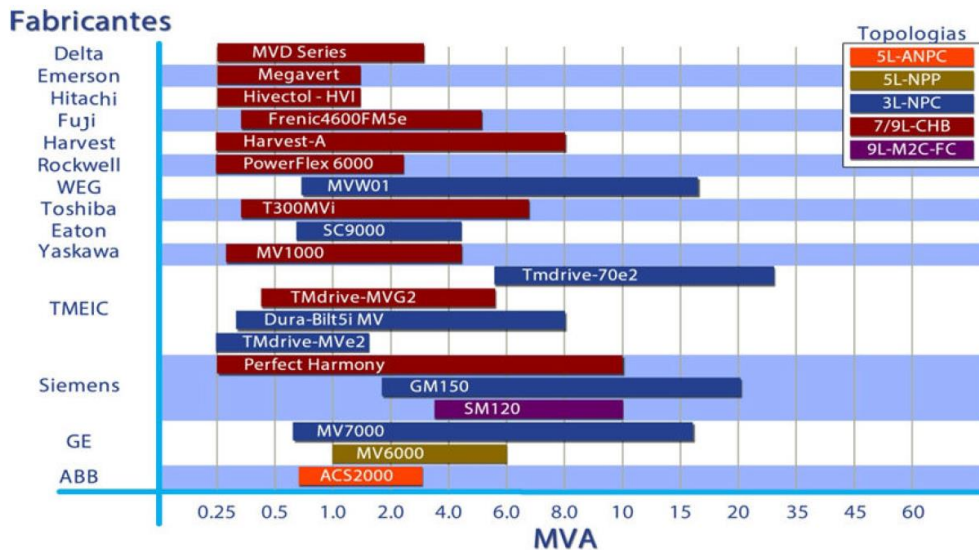


Figura 4.1 – Gama de potência dos inversores de frequência de média tensão comerciais na faixa de 3,3 kV e 4,16 kV.

Fonte: Extraído de [29].

Os inversores de frequência que operam em baixa tensão (LV) possuem projetos mais simples assim como requisitos que podem ser atendidos com maior facilidade quando comparados com inversores de média tensão. Por exemplo, em inversores de frequência de baixa tensão pode se utilizar o tradicional retificador de 6 pulsos assim como o tradicional conversor de dois níveis (2L – *Two Level*). Ambas as topologias, de retificador e conversor, utilizadas em inversores de baixa tensão empregam menos componentes semicondutores em relação as topologias adotadas em inversores de média tensão. Este fato reforça a questão da simplicidade bem como o menor custo associado. Além disso, a oferta de componentes e fornecedores é consideravelmente maior para projetos de inversores de baixa tensão.

Com base nessa breve contextualização, foram consideradas as especificações de projeto da Tabela 4.1 para seleção de semicondutores para eventuais inversores de frequência de acionamento da máquina trifásica e da máquina enefásica. Foi adotado para máquina trifásica um inversor de frequência MV com retificador de 12 pulsos e inversor de três níveis. No caso da máquina enefásica, foi especificado um inversor LV de frequência com retificador de seis pulsos e inversor de dois níveis. É importante destacar que foram selecionados apenas componentes semicondutores da Infineon, pois esse fabricante dispõe de um amplo catálogo, que atende aplicações de baixa e média tensão.

De acordo com a Tabela 4.1, o método de refrigeração do tipo ar natural foi o padronizado para ambos os inversores. Em relação aos dissipadores de calor, foram admitidos os modelos pré-definidos pelo fabricante dos semicondutores. O algoritmo de modulação foi o SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) e a frequência de modulação de 2,0 kHz para ambos os inversores. Além disso, foi considerado um fator de modulação igual a 1,0 para ambos os inversores. As demais especificações dos inversores estão associadas as especificações das respectivas máquinas elétricas.

Tabela 4.1 – Especificações de Projeto Dos Inversores de Frequência

Máquinas Elétrica Acionada				
Parâmetros			Trifásica	Nove Fases
Tensão Nominal			4160 V	440 V
Corrente Nominal			166,2 A	523,7 A
Inversor de Frequência				
Circuito	Componente	Parâmetros	Trifásico	Nove Fases
Retificador	Diodo	Topologia	12 pulsos Não Controlada	6 pulsos Não controlada
		Tensão de Entrada (v_{in})	Y/ Δ 2100 V	440 V
		Frequência	60 Hz	
		Método de refrigeração	Ar natural	
		Dissipador de calor	Predefinido pelo fabricante	
Inversor	IGBT	Topologia	3L	2L
		Tensão do Link DC - $\sqrt{2} \times v_{in}$	2970 V ($V_{DC}/2$)	622 V (V_{DC})
		Algoritmo de Modulação	SPWM	
		Frequência de saída	60	
		Frequência de chaveamento	1 kHz	2 kHz
		Índice de modulação	1,0	
		Fator de potência	0,86	
		Tipo de carga	Indutiva	
		Método de refrigeração	Ar natural	
	Dissipador de calor	Predefinido pelo fabricante		
	Diodo de Grampeamento	Tensão do Link DC - $\sqrt{2} \times v_{in}$	2970 V ($V_{dc}/2$)	Não se aplica

As Figuras 4.2 e 4.3 apresentam as topologias adotadas para os inversores de frequência trifásico e enefásico, respectivamente.

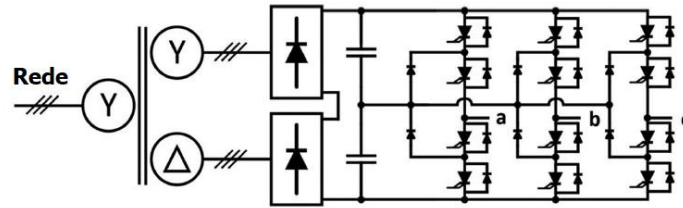


Figura 4.2 - Inversor de Frequência de Média Tensão Trifásico NPC-3L.

Fonte: Extraído de [6].

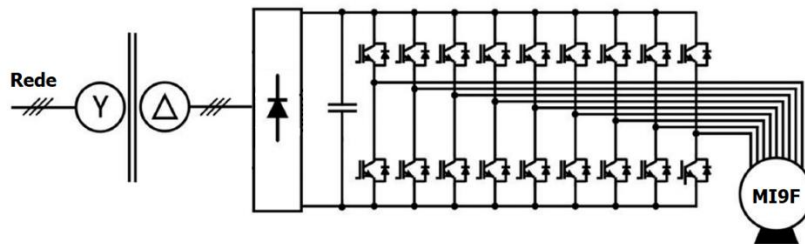


Figura 4.3 - Inversor de Frequência de Baixa Tensão Eneafásico de Dois Níveis.

Fonte: Extraído de [6].

Com o objetivo de selecionar os componentes semicondutores adequados para cada inversor, foi utilizada a plataforma online IPOSIM, que foi desenvolvida pela Plecs, e está disponível no site da Infineon. O IPOSIM é uma ferramenta que permite a seleção de semicondutores para diferentes aplicações (CA/CC, CA/CC, CC/CC e CC/CA) e níveis de tensão e corrente. Após a seleção dos semicondutores para determinada aplicação, o IPOSIM simula o funcionamento da mesma e os respectivos semicondutores são avaliados através dos resultados dos cálculos térmicos e dos cálculos de perdas. Portanto, os semicondutores foram especificados e simulados no IPOSIM de acordo com os parâmetros apresentados na Tabela 4.1. Os resultados das simulações realizadas estão disponíveis nos anexos A1 e A2.

A Tabela 4.2 apresenta o modelo, seguido pelas especificações de classe de tensão (V_{CLASS}) e capacidade máxima de condução de corrente (I_{C-MAX}), custo unitário, quantidade total e custo total dos componentes semicondutores especificados e validados após análise térmica no IPOSIM para o inversor de frequência trifásico e a Tabela 4.3 para o inversor eneafásico. Os custos dos componentes no site da Infineon são dados em Dólar. A

conversão para Real foi realizada considerando a cotação do Dólar em R\$ 5,0885 referente ao dia 13/10/2023.

Tabela 4.2 – Componentes semicondutores para o inversor trifásico

Circuito	Componente	Modelo	Preço Unitário (\$)	Quantidade	Preço Total (\$)	Preço Total (R\$)
Retificador	Diodo	D711N65T $V_{CLASS} = 6,5 \text{ kV}$ $I_{C-MAX} = 711 \text{ A}$	\$ 669,96	12	\$ 8.039,52	R\$ 40.909,10
Conversor NPC-3L	IGBT	FZ250R65KE3 $V_{CLASS} = 6,5 \text{ kV}$ $I_{C-MAX} = 250 \text{ A}$	\$ 1.123,99	12	\$ 13.487,88	R\$ 68.633,08
	Diodos de Grampeamento	DD250S65K3 $V_{CLASS} = 6,5 \text{ kV}$ $I_{C-MAX} = 250 \text{ A}$	\$ 1.282,55	6	\$ 7.695,30	R\$ 39.157,53
Total					\$ 29.222,70	R\$ 148.699,71

Tabela 4.3 – Componentes semicondutores para o inversor eneafásico

Circuito	Componente	Modelo	Preço Unitário (\$)	Quantidade	Preço Total (\$)	Preço Total (R\$)
Retificador	Diodo	D1230N18T $V_{CLASS} = 1,8 \text{ kV}$ $I_{C-MAX} = 1230 \text{ A}$	\$ 123,95	6	\$ 743,70	R\$ 3.784,32
Conversor 2L	Módulo IGBT	FF750R12ME7_B11 $V_{CLASS} = 1,2 \text{ kV}$ $I_{C-MAX} = 750 \text{ A}$	\$ 320,47	9	\$ 2.884,23	R\$ 14.676,40
Total					\$ 3.627,93	R\$ 18.460,72

Os componentes semicondutores apresentados nas Tabelas 4.2 e 4.3 foram selecionados buscando equilibrar os requisitos de tensão de bloqueio e capacidade de condução de corrente frente ao menor custo, de acordo com a plataforma de compras online da Infineon. É notória a diferença de custo entre os semicondutores especificados para cada inversor de frequência, cerca de 8 vezes. Este fato vai de encontro as expectativas da literatura devido à redução do nível de tensão, ou seja, o inversor de frequência de nove fases tende a ter um custo menor do que o inversor trifásico, mesmo considerando os demais componentes, como os capacitores, dissipadores, placas eletrônicas e o gabinete. É interessante destacar também que durante a seleção dos

componentes foi constatado que a disponibilidade de semicondutores cai abruptamente à medida que o nível de tensão aumenta.

4.3. Especificações dos cabos elétricos para os circuitos de alimentação das máquinas elétricas

A seção mínima dos condutores do circuito de alimentação de motores elétricos deve satisfazer simultaneamente aos seguintes critérios:

1. Capacidade de condução de corrente, ou simplesmente ampacidade.
2. Limites de queda de tensão.
3. Capacidade de condução de corrente de curto-circuito por tempo limitado.

O segundo critério, limites de queda de tensão, depende do comprimento do circuito de alimentação e é mais relevante para circuitos de comprimentos expressivos. O terceiro critério, capacidade de condução de corrente de curto-circuito por tempo limitado, depende do tempo de eliminação de falta configurado no sistema de proteção elétrica do circuito de alimentação. Como o tamanho do circuito de alimentação assim como o tempo de eliminação de falta não são preponderantes para a presente análise, será considerado apenas o primeiro critério, capacidade de condução de corrente, para determinação da seção mínima dos condutores dos circuitos de alimentação das máquinas elétricas trifásica e enefásica. Vale destacar que a intenção das especificações de cabos realizadas neste trabalho é de criar uma base para comparação dos seus respectivos custos.

Desta forma, as seções dos condutores dos circuitos de alimentação serão definidas conforme sua capacidade de condução de corrente de acordo com a ABNT NBR 14039 (Instalações Elétricas de Baixa Tensão) e ABNT NBR 5410 (Instalações Elétricas de Baixa Tensão). Portanto, para o circuito de alimentação da máquina trifásica serão adotados os critérios estabelecidos pela ABNT NBR 14039 e para máquina enefásica os critérios estabelecidos pela ABNT NBR 5410.

Para o circuito de alimentação da máquina trifásica serão consideradas as seguintes premissas de acordo com a ABNT NBR 14039:

- Método de referência de instalação: A – cabos unipolares justapostos (na horizontal ou em trifólio) e cabos tripolares ao ar livre.
- Cabo unipolares – condutor de cobre e isolamento de XLPE e EPR.
- Temperatura máxima do condutor: 90° C.
- Temperatura ambiente máxima: 30°C.
- Agrupamento de circuitos: Uma terna de cabos unipolares instalados em bandejas abertas e ventiladas na posição horizontal.

Diante das premissas apresentadas, não é necessário aplicar os fatores de correção de temperatura ambiente e de agrupamento de circuitos no valor da corrente nominal da máquina. Logo, será considerada a corrente nominal da máquina trifásica, 166,2 A, para definição da seção do condutor mediante consulta na Tabela 28 da ABNT 14039. Portanto, fica definido para o circuito de alimentação da máquina trifásica um cabo de seção igual a 35 mm² - com condutor em cobre, isolamento em EPR ou XLPE, temperatura máxima do condutor igual a 90°C e temperatura ambiente máxima igual a 30°, o qual tem capacidade de condução de até 183 A para o método de referência de instalação A e tensões menores ou iguais a 8,7/15 kV.

Para o circuito de alimentação da máquina eneafásica serão consideradas as seguintes premissas de acordo com a ABNT NBR 5410:

- Método de referência de instalação: F: cabos unipolares justapostos (na horizontal, na vertical ou em trifólio) ao ar livre.
- Cabo unipolares – condutor de cobre e isolamento de XLPE e EPR.
- Temperatura do condutor: 90° C.
- Temperatura ambiente: 30°C.
- Agrupamento de circuitos: Três ternas de cabos unipolares instalados em bandejas abertas e ventiladas na posição horizontal.

Diante dessas premissas, assim como para o circuito de alimentação da máquina trifásica, não é necessário aplicar os fatores de correção de temperatura ambiente e de agrupamento de circuitos no valor da corrente nominal da máquina. Portanto, será considerada a corrente nominal de 523,7 A, para definição da seção do condutor mediante consulta na Tabela 39 da ABNT 5410. Dessa forma, fica definido para o circuito de alimentação da máquina eneafásica um cabo unipolar de seção igual a 185 mm² – com condutor em cobre, isolamento em EPR ou XLPE, temperatura máxima do condutor igual a

90°C e temperatura ambiente máxima igual a 30°, o qual tem capacidade de condução de até 533 A para o método de referência de instalação F e tensões menores ou iguais a 1 kV.

De posse das especificações dos cabos para alimentação das máquinas elétricas, foi realizado um levantamento de custos, os quais estão detalhados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 - Cabos de alimentação para as máquinas elétricas

Aplicação	Tipo de Cabo	Seção (mm ²)	Tipo de Isolamento	Tensão de Isolação (kV)	Custo/ metro do Cabo (R\$/m)	Custo/ metro do Circuito (R\$/m)
Máquina Trifásica	Unipolar	35	EPR ou XLPE	3,6/6,0	48,68	146,04
Máquina Eneafásica	Unipolar	185	EPR ou XLPE	1,0	110,12	991,08

A temperatura ambiente foi considerada igual a 30° para determinação das seções nominais dos cabos de alimentação de ambas as máquinas visto que este é o valor padrão adotado nas normas. Para valores de temperatura ambiente diferente de 30° devem ser aplicados fatores de correção na capacidade de condução de corrente dos cabos. Como os fatores de correção propostos para cada temperatura em ambas as normas são próximos, o impacto na seção dos cabos seria equivalente e desta forma não seria relevante para o objetivo da presente análise. Logo, foi adotada a temperatura padrão das normas.

Como na proposta do presente trabalho o nível de tensão nominal da máquina de nove fase foi reduzido consideravelmente mediante ao aumento da corrente de fase, o custo apurado para os cabos do circuito de alimentação se mostrou consideravelmente maior quando é comparado com o custo dos cabos especificados para alimentação da máquina trifásica. Tal diferença se torna ainda mais evidente quando é considerado o custo por metro do circuito de alimentação como um todo, para os quais foram considerados três condutores para a máquina trifásica e nove para máquina de nove fases.

4.4. Soluções usuais para partida e controle de acionamentos de elevada potência

Motores de grande potência (0,4 MW a 40MW) operando em média tensão, geralmente acionam cargas como misturadores, compressores, ventiladores, exaustores, laminadores e esteiras transportadoras nas indústrias da mineração, cimento e siderurgia, sendo que a maioria desses motores opera com tensões entre 3,3 kV e 6,6 kV e potências entre 1 MW e 4 MW [32].

Grande parte dos acionamentos com motores de MV são projetados para operar com velocidade fixa, sendo os processos controlados por métodos mecânicos convencionais, como válvulas mecânicas e dampers. Ainda assim, é necessária uma solução para promover a partida da carga, que geralmente neste tipo de aplicação possui alta inércia e exige elevado conjugado de partida com baixos níveis de corrente para não gerar impactos no sistema elétrico da fonte de alimentação [32].

Neste contexto, uma solução comumente adotada são os motores de rotor bobinado com reostato de partida. Motores de rotor bobinado são recomendados e aplicados em acionamentos de moinhos, ventiladores, exaustores, trituradores e bombas devido ao alto conjugado resistente de partida dessas cargas, pois através da inserção de resistência no rotor da máquina elétrica no momento da partida é possível elevar o conjugado de partida com baixos níveis de corrente. Esse aspecto, sem dúvidas, é um grande diferencial dos motores de rotor bobinado.

Em termos de manutenção, o motor de rotor bobinado apresenta algumas questões relacionadas a utilização de escovas e anel coletor que merecem atenção e dependendo do contexto operacional da aplicação podem ser consideradas como desvantagens. Entre essas questões, as que merecem maior destaque são:

- Desgaste constante das escovas e anéis coletores;
- Necessidade de paradas operacionais periódicas para manutenção e troca de escovas;
- Acúmulo de pó de escovas no interior do compartimento das escovas, o que pode comprometer a isolação do rotor;

Entretanto vale destacar que no mercado já existem disponíveis modelos de motores com levantamento motorizado de escovas nos quais as escovas ficam em contato com os anéis coletores somente até que o motor entre em regime permanente. Desta forma, o conjunto é preservado durante o funcionamento evitando desgastes

desnecessários e permitindo um maior tempo de uso do motor sem paradas para manutenção. Exemplo de motores que dispõe deste recurso são os Motores de Indução Trifásicos de Rotor Bobinado da Linha Master da WEG Energy.

A Figura 4.4 apresenta um diagrama esquemático de um conjunto formado por um motor de rotor bobinado com reostato para partida.

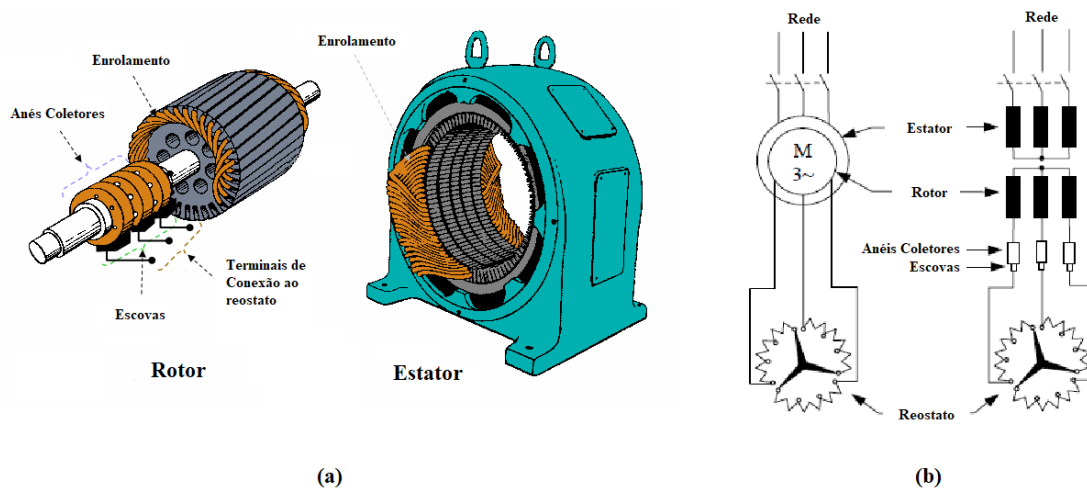


Figura 4.4 - Vista explodida de um motor de rotor bobinado. (b) Diagrama de ligação de um motor de rotor bobinado a um reostato. Fonte: Extraído de [31].

Uma alternativa para controle de processo que dispensa o uso de atuadores mecânicos convencionais, como as válvulas e os dampers e ainda possibilita o amortecimento da partida, são os hidrovariadores. Neste caso, a máquina elétrica do acionamento também opera com velocidade fixa, porém o acoplamento entre o acionamento e a carga é hidrodinâmico, o que permite a variação de velocidade da carga e conseqüentemente o controle do processo.

O hidrovariador fica instalado entre o motor e carga. É uma solução muito utilizada em acionamentos de sistemas de exaustão, pois permite o controle da velocidade e conseqüente da pressão de arraste promovida pelo exaustor. O hidrovariador transmite potência por meio da energia cinética transferida pelo movimento circular do fluido de dentro de sua câmara de trabalho, localizada entre o rotor bomba no eixo de acionamento e o rotor turbina no eixo acionado. O fluxo do fluido de trabalho permite a transmissão de força livre de contato mecânico e de vibrações torcionais resultantes da operação entre entrada e saída. O nível do fluido de trabalho pode ser regulado durante sua operação, o que permite fácil e preciso ajuste da velocidade da máquina acionada, dentro da faixa de

operação. O volume de fluido de trabalho em operação é determinado pela posição radial de um tubo captador de óleo, a qual é definida em função do sinal proveniente do controlador malha de controle do sistema em questão. A Figura 4.5 apresenta um diagrama básico de um hidrovariador [24].

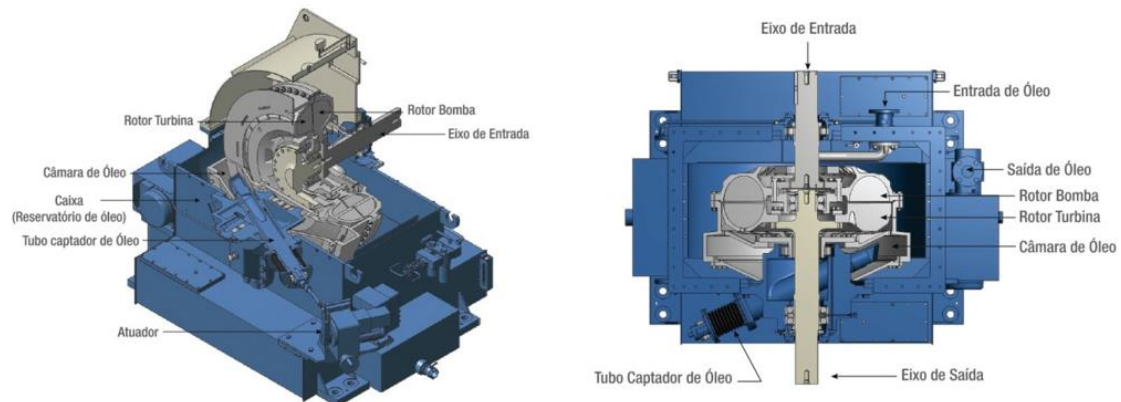


Figura 4.5 – Diagrama básico de um hidrovariador.

Fonte: Extraído de [24].

A máquina elétrica aplicada em um acionamento com hidrovariador geralmente é assíncrona com rotor do tipo gaiola de esquilo, a qual possui menor custo em relação a outros tipos de máquinas elétricas. Porém o hidrovariador possui elevado custo de aquisição. Além disso, devido suas particularidades, o hidrovariador exige mão de obra especializada para execução de manutenções.

Ainda neste nicho de aplicação, os conversores de MV mostram-se muito atrativos, pois possibilitam redução no consumo de energia com o correto sistema de controle aplicado ao processo, através de variação de velocidade da máquina elétrica do acionamento e não por métodos mecânicos. Cerca de 85% dos conversores usados em acionamentos de MV controlam motores acionando cargas relativamente simples, como ventiladores, bombas e esteiras transportadoras. Por outro lado, mesmo contanto com as topologias multiníveis e suas variações, inversores de frequência de MV ainda apresentam custo elevado de aquisição e manutenção. Além desse fato, o projeto de inversores de frequência de MV apresenta alguns desafios tecnológicos associados a questões como: distorções de corrente na entrada, fator de potência visto pela rede, tensões de modo comum, limites na frequência de operação dos semicondutores, refrigeração dos semicondutores e baixo dv/dt nos enrolamentos do motor, além de

requisitos tradicionais como alto rendimento, alta confiabilidade, peso e volume [32]. A Figura 4.6 apresenta um diagrama com as principais secções e componentes de um inversor de frequência MV da série MV7000 da General Electric.

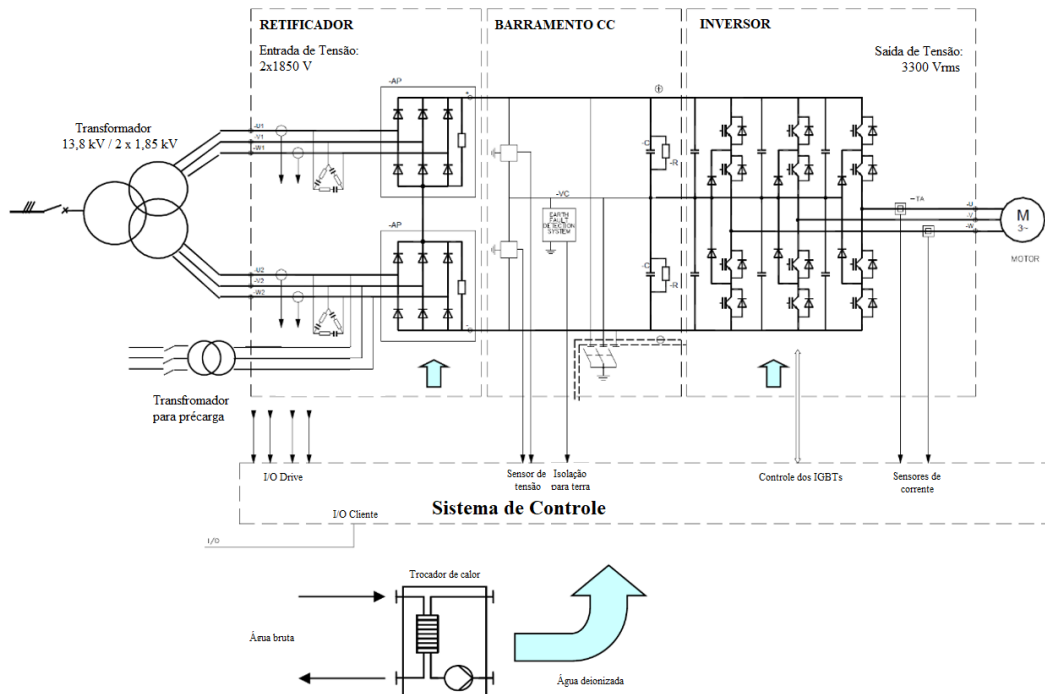


Figura 4.6 - Principais Componentes do MV7000.

Fonte: Extraído adaptado de [36].

O inversor apresentado na Figura 4.6 é alimentado por um transformador abaixador de tensão, de 13,8kV para 3,7 kV, com duplo secundário, sendo um fechado em delta e o outro em estrela. O inversor também conta um transformador de pré-carga e pré-magnetização, o qual tem como finalidade pré-carregar o barramento CC e magnetizar o transformador principal para evitar corrente de *Inrush*. Já na sua saída, o inversor possui um filtro dv/dt para reduzir os transitórios de comutação e possibilitar a operação com cabos de alimentação do motor longos. Outro ponto que merece destaque é o sistema de refrigeração dos semicondutores do inversor, o qual utiliza água deionizada como fluido de refrigeração.

A fim de complementar a análise do presente trabalho, foram feitas consultas orçamentárias para concepção de projetos de acionamentos baseados nas soluções usuais apresentadas brevemente acima. Tais consultas foram realizadas considerando que os respectivos projetos contemplam uma máquina elétrica com parâmetros nominais

próximos aos adotados para o dimensionamento da máquina trifásica, realizado no Capítulo 3, ou seja, potência nominal igual a 1.000 kW, tensão nominal igual 4,16 kV e velocidade síncrona igual a 1.200 RPM (06 polos). Os valores obtidos na consulta orçamentária são apresentados na Tabela 4.5.

Motores MV geralmente são projetados e customizados de acordo com a aplicação do cliente, ou seja, não são itens de prateleira. Devido a este fato a cotação desses componentes apresenta certa dificuldade. Diante dessa condição foram considerados os custos de aquisição de motores com características nominais inferiores, mas próximas das características nominais da máquina trifásica dimensionadas no capítulo 3, que estavam disponíveis no histórico do fornecedor consultado (WEG). Portanto, os valores de custo dos motores da Tabela 4.5 servem como base para realização de análises comparativas, porém é necessário considerar que o custo de máquina trifásica similar a dimensionada no capítulo 3 tendem a ser maior devido a diferença de potência.

De acordo com a Tabela 4.5, as configurações orçamentadas apresentam custos próximos, variando entre R\$ 1.500.000,00 e R\$ 1.800.000,00. A configuração 1 - motor de rotor bobinado com reostato de partida - apresentou o menor custo e a configuração 2 - motor de rotor gaiola com hidrovariador - apresentou o maior custo. A variação de custo entre o maior e o menor valor obtido é de aproximadamente 17 %. A configuração 3 - motor de rotor gaiola com inversor de frequência MV trifásico - apresentou o menor custo entre as configurações orçamentadas.

Tabela 4.5 – Orçamento de componentes para projeto de diferentes concepções de acionamentos trifásicos

<u>Configuração 1</u>		<u>Configuração 2</u>		<u>Configuração 3</u>	
Motor de Rotor Bobinado Com Reostato de Partida		Motor de Rotor Gaiola Com Hidrovariador		Motor de Rotor Gaiola Com Inversor de Frequência MV	
Componente	Custo (R\$)	Componente	Custo (R\$)	Componente	Custo (R\$)
Motor de Rotor Bobinado	1.650.000,00	Motor de Rotor Gaiola	600.000,00	Motor de Rotor Gaiola	600.000,00
Reostato Eletele PRP-LIQ2	233.860,00	Hidrovariador Henfel AHHVV-1500	1.100.000,00	Inversor de Frequência	950.000,00
Total	1.883.860,00	Total	1.700.000,00	Total	1.550.000,00

Embora os custos preliminares obtidos para as três configurações possam ser considerados próximos, as diferenças técnicas entre elas são relevantes. A configuração 1 - motor de rotor bobinado com reostato de partida – tem como principal funcionalidade o amortecimento do torque de partida, prevenindo assim impactos ao sistema elétrico da fonte de alimentação bem como impactos no acionamento mecânico da carga. A configuração 2 - motor de rotor gaiola com hidrováriador – além de possibilitar o amortecimento da partida, também permite a variação da velocidade do acionamento por meio do controle do nível de óleo, acoplamento hidrodinâmico entre os eixos do motor e da carga. Nessa configuração o motor opera na rotação nominal.

A configuração 3 - motor de rotor gaiola com inversor de frequência MV – também permite o amortecimento da partida assim como o controle de velocidade do acionamento por meio do controle de velocidade do motor. Portanto, do ponto de vista de eficiência energética, configuração 3 é a que apresenta a melhor relação custo benefício. Como base nos levantamentos de custos de semicondutores e cabos, realizados respectivamente nos itens 4.2 e 4.3, assim como nos resultados obtidos nos dimensionamentos das máquinas elétricas, realizados no capítulo 3, é esperado que o custo de um acionamento baseado na máquina de nove fases esteja posicionado próximo, porém abaixo, do custo da configuração 3, pois ela conta com um motor de rotor gaiola alimentada por um inversor de frequência de média tensão. O custo apurado para essa configuração é o menor em relação as outras configurações consultadas que também operam em média tensão, portanto, este fato sugere a viabilidade de acionamentos multifásicos em baixa tensão perante as soluções comumente adotadas em aplicações de elevada potência do setor industrial.

No nicho de aplicações investigadas nesse capítulo, todas as configurações de acionamentos propostas apresentam certas particularidades em termos de complexidade de projeto e execução de manutenção. Desta forma, a decisão sobre a configuração mais adequada está estritamente ligada nas preferências do cliente, nos recursos que ele tem disponível, no ambiente de instalação da aplicação assim como na demanda do processo.

4.5. Conclusões

Conforme esperado e de acordo com a literatura, obteve-se uma diferença considerável entre os custos totais dos semicondutores especificados para os inversores

de frequência de acionamento da máquina trifásica em média tensão e da máquina de nove fases em baixa tensão. O custo total dos semicondutores especificados para o inversor de frequência trifásico em média tensão foi cerca de 8 vezes maior.

Por outro lado, com a expressiva redução da tensão nominal da máquina de nove fase, o valor da sua corrente de fase ficou três vezes acima ao valor da corrente de fase da máquina trifásica, dessa forma o custo apurado para os cabos do circuito de alimentação enefásico se mostrou consideravelmente maior quando comparado ao custo dos cabos especificados para alimentação da máquina trifásica. Ou seja, o menor requisito de isolamento dos cabos empregados no circuito enefásico não compensou o aumento de seção em virtude do aumento da corrente de fase. Tal diferença se torna ainda mais evidente, também na casa de 7 vezes, quando é considerado o custo por metro do circuito de alimentação como um todo, para os quais foram considerados três condutores para a máquina trifásica e nove para máquina de nove fases. Entretanto, é importante considerar que o tamanho do circuito de alimentação é administrável durante a concepção de determinado projeto e esse fato é uma alternativa que pode atenuar a diferença de custo dos cabos em prol do emprego de uma máquina enefásica.

Por fim, na análise sobre as soluções comumente empregadas em aplicações de elevada potência do setor industrial, foi possível comprovar a viabilidade de acionamentos multifásicos perante a tais soluções. Tal conclusão está alinhada ao fato de que um acionamento multifásico teria um custo equivalente a configuração 3, que conta com motor de rotor gaiola com inversor de frequência MV e possui custo menor em relação as outras duas configurações analisadas. Entretanto, vale destacar que para acionamentos com circuitos de alimentação de comprimentos expressivos, o emprego de acionamentos multifásicos pode ser inviabilizado devido ao custo dos cabos. Vale destacar também que essa questão está diretamente associada ao caso apreciado neste trabalho, onde foi aplicada uma considerável redução na tensão nominal na máquina enefásica com um consequente aumento da corrente de fase. Ou seja, em uma estratégia que a tensão nominal da máquina enefásica não seja reduzida significativamente, o custo dos cabos do circuito de alimentação possivelmente não seria um inviabilizador para o emprego do acionamento multifásico.

5. Conclusões

O modelo da máquina de nove fases apresentado no capítulo 2 comprovou a similaridade com o modelo da máquina trifásica e conseqüentemente a possibilidade de emprego das técnicas de controle da máquina trifásica, já difundidas no mercado, para controle da máquina enefásica. Ainda no capítulo 2 foram apresentadas as transformações de coordenadas aplicáveis a sistemas de nove fases, onde mais uma vez foi comprovada a similaridade com a máquina trifásica, salvo pelas dimensões dos respectivos vetores e matrizes. Os fatos apurados na contextualização sobre a máquina de nove fases, além de retratarem o seu princípio de funcionamento também atestam sua adequação a projetos de engenharia de acionamentos para o setor industrial. Além disso, devido à similaridade, é possível concluir também que todo conhecimento já difundido em relação a máquina trifásica tem grande valor para o desenvolvimento de novos projetos e pesquisas que envolvam as máquinas multifásicas.

Os projetos dimensionais realizados para uma máquina trifásica de média tensão e para uma máquina de nove fases de baixa tensão, considerando a mesma frequência, potência e velocidade síncrona convergiram para resultados que atestam a viabilidade técnica e financeira da máquina multifásica. Ambos os projetos resultaram na mesma carga IEC, ou seja, o volume de material ferromagnético aplicado é igual nas duas máquinas. Além disso, foi verificado que o estator da máquina de nove fases requer uma quantidade de material condutor equivalente ao estator da máquina trifásica. Já em relação aos rotores, os dimensionais obtidos também foram similares, com ligeiras diferenças nas seções das barras e dos anéis de curto circuito. Tais resultados estão diretamente ligados ao fato da potência nominal e da velocidade síncrona serem iguais para ambas as máquinas assim como as estratégias de projeto adotadas.

Mais uma vez vale destacar que o tamanho da carga está diretamente ligado à potência e à velocidade nominal da máquina e que a densidade de potência depende da constante de aproveitamento do volume ativo, que por sua vez está associada às particularidades do processo de produção da máquina e ao tipo do sistema de refrigeração empregado. Este fato contraria parte da literatura, que diz que em máquinas multifásicas

é possível obter uma maior razão entre potência e volume em função do incremento do número de fases.

É importante ressaltar também que o desenvolvimento do projeto da máquina de nove fases foi realizado com mais facilidade, considerando as premissas iniciais, e não demandou ajustes, pois este convergiu para resultados e parâmetros adequados em termos de desempenho e construtibilidade do projeto. Isso se deve a melhor distribuição de condutores no estator, que é uma característica intrínseca de máquinas multifásicas, assim como ao menor nível da tensão nominal frente a elevada potência da nominal. Nesse sentido, é interessante frisar que o leque de alternativas e parâmetros trabalhados no desenvolvimento de um projeto para uma máquina de indução refletem a importância de o projetista sempre buscar equilibrar os requisitos do respectivo projeto aos aspectos de construtibilidade e viabilidade financeira.

A diferença de custo entre os semicondutores especificados para o inversor de acionamento da máquina trifásica em média tensão e os semicondutores especificados para o inversor de acionamento da máquina de nove fases em baixa tensão reforçam que inevitavelmente o inversor para acionamento da máquina multifásica terá um custo competitivo. Já em relação aos cabos do circuito de alimentação das máquinas o cenário é diferente. Conforme comprovado, mesmo diante da redução dos requisitos de isolamento por parte dos cabos especificados para o circuito de alimentação da máquina de nove fases, o custo apurado é consideravelmente maior em relação ao custo do cabo especificado para a máquina trifásica. Isso se deve a diferença de seção entre os cabos especificados, que por sua vez está diretamente associado as correntes de fases das máquinas. A diferença de custo dos cabos pode inviabilizar o emprego de acionamentos multifásicos em aplicações que possuem um circuito de alimentação de comprimento expressivo. Entretanto, outras estratégias em relação a redução do nível de tensão nominal da máquina enefásica podem ser experimentadas com o objetivo de minimizar o aumento da corrente de fase e, conseqüentemente o requisito de seção dos cabos do circuito de alimentação. Além disso, o tamanho do circuito de alimentação é administrável durante a concepção do projeto, portanto, durante essa etapa a diferença de custo dos cabos pode ser atenuada.

Considerando a pesquisa realizadas sobre as soluções usuais e contemporâneas adotadas para promoção da partida e/ou controle de velocidade de acionamentos de elevada potência, o custo total de um projeto de acionamento baseado na máquina de nove

fases em baixa tensão esteja posicionado próximo do custo da configuração que conta com um motor de rotor gaiola alimentada por um inversor de frequência de média tensão. O custo apurado para essa configuração é o menor em relação as outras configurações consultadas que também operam em média tensão, sendo que uma conta com um motor de rotor bobinado com reostato de partida e a outra com um motor de rotor gaiola com hidrovariador.

Em outras palavras, o incremento no número de fases da máquina elétrica é viável e indicado para acionamentos de cargas de inércia elevada e que consequentemente demandam níveis de torque e corrente de partida expressivos. Essa questão se torna ainda mais relevante para acionamentos que exigem maior confiabilidade e que estão diretamente ligados ao ritmo operacional do processo ao qual está associado. Além da confiabilidade, a possibilidade de otimização da eficiência energética é mais um ponto que reforça a aplicabilidade de acionamentos multifásicos nesse tipo de aplicação. Nesse ponto, considerando as vantagens conferidas a máquina eneafásica, vale destacar, que além do setor da indústria de base, setores como o da geração de energia eólica e da indústria naval também são potenciais clientes deste tipo de solução.

Conforme citado ao longo do trabalho, inversores de frequência são amplamente recomendados para esses tipos de aplicação devido aos vários benefícios que oferecem em termos de controle de processos e eficiência energética. Porém, inversores de frequência em média tensão, embora atualmente sejam bem estabelecidos no mercado, muita das vezes são preteridos em virtude das particularidades associadas a seus projetos, que consequentemente geram dificuldades para execução de manutenções preventivas e corretivas. Tais dificuldades estão associadas principalmente aos elevados custos e *lead time* dos sobressalentes assim como a baixa disponibilidade de mão de obra especializada. Além desses fatos, aplicações que envolvem médias tensões representam o risco elétrico ainda maior para segurança das pessoas envolvidas na operação e manutenção de tais sistemas.

Diante desse contexto e das informações e dados apresentados ao logo desse trabalho, conclui-se que acionamentos baseados na máquina de indução de nove fases são viáveis, em termos técnicos e financeiros, para aplicações industriais de elevada potência. Além de viabilizarem a aplicação de inversores de frequência nesse tipo de aplicação e, consequentemente contribuir na otimização do controle de processos bem como na eficiência energética dos mesmos, os acionamentos multifásicos podem agregar

em confiabilidade e em alternativas para minimização do lucro cessante em caso de ocorrência de determinadas falhas, principalmente no caso de fase aberta. Esses aspectos estão diretamente ligados a inerente competitividade associada ao setor industrial, o qual se caracteriza pela incessante busca e desenvolvimento de tecnologias em prol da otimização de seus processos.

6. Trabalhos Futuros

- Determinar os parâmetros do circuito equivalente com o intuito de realizar simulações e análises sobre o funcionamento e desempenho da máquina e consequentemente realizar a otimização do projeto.
- Desenvolver técnicas de PWM específicas para máquinas eneafásicas de forma a minimizar as perdas por chaveamento bem como garantir o melhor índice desempenho.
- Desenvolver projetos de inversores de frequência modulares específicos para acionamentos de máquina de indução eneafásicas.
- Explorar mais graus de liberdade em termos do número de fases do projeto assim como o limite da tecnologia de inversores de frequência.

Referências Bibliográficas

- [1] R. O. C. Lyra, "Torque Density Improvement in a Six- Phase Induction Motor with Third Harmonic Current Injection," University of Wisconsin - Madison, 2002.
- [2] Rodrigo R. Bastos. Estudo de uma Máquina de Indução de Nove Fases. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Minas Gerais; Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Belo Horizonte. Setembro de 2015.
- [3] Isabel M. M.; Giovani G. Rodrigues; Marcelo M. Stopa. Detecção de Falhas Na Carga Através da Análise do Sinal de Corrente do Motor de Indução de Nove Fases. XIII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente Porto Alegre – RS, 1^o – 4 de Outubro de 2017.
- [4] Malvar, J.; López, O.; Yepes, A. G.; Vidal, A.; Frei-jedo, F. D.; Comesaña, P. F.; Doval-Gandoy, J., "Graphical Diagram for Subspace and Sequence Identification of Time Harmonics in Symmetrical Multiphase Machines", IEEE Transactions On Industrial Electronics, VOL. 61, NO. 1, January 2014.
- [5] Renata Nunes Alves, "Propulsão Elétrica De Navios", Dissertação de Mestrado apresentada a COPPE/UFRJ, Outubro de 2007.
- [6] Rodrigo Rodrigues Bastos, Tamires Santos de Souza, Marcelo Moreira de Carvalho, Leonardo Adolpho R. Silva, Braz J. Cardoso Filho, "Assessment of a Nine-Phase Induction Motor Drive for Metal Industry Applications", IEEE Transactions On Industry Applications, VOL. 56, NO. 6, November / December 2020.
- [7] T. S. De Souza, "Continuidade de Operação de Acionamentos Multifásicos Frente a Falhas De Circuito Aberto," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2017.
- [8] Rodrigo R. Bastos; Leonardo A. R. Silva; Ramón M. Valle; Braz J. C. Filho. Modelagem de Uma Máquina de Indução de Nove Fases. Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática Belo Horizonte, MG, 20 a 24 de Setembro de 2014.
- [9] G. B. Vanderley, "Modelagem e Acionamento de uma Máquina de Indução Eneafásica Com Injeção Harmônica Para Ganho de Conjugado Eletromagnético", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal da Paraíba, 2018.
- [10] Rodrigo Rodrigues Bastos, Tamires Santos de Souza, Braz J. Cardoso Filho, *Modulation Effects in an Inverter Fed Nine-Phase Induction Motor Drive*, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 55, NO. 6, NOVEMBER/DECEMBER 2019.

- [11] E. Levi, "Advances in Converter Control and Innovative Exploitation of Additional Degrees of Freedom for Multiphase Machines", IEEE Transactions On Industrial Electronics, VOL. 63, NO. 1, January 2016.
- [12] G. Grandi, G. Serra, and A. Tani, "Space vector modulation of nine-phase voltage source inverters based on three-phase decomposition", European Conference on Power Electronics and Applications, 2007.
- [13] G. Grandi, G. Serra, and A. Tani, "Space vector modulation of a nine-phase voltage source inverter," in Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron., 2007, pp. 431–436.
- [14] Umans, Stephen D. Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley [recurso eletrônico] / Stephen D. Umans ; tradução: Anatólio Laschuk. – 7. ed. – Dados eletrônicos. – Porto Alegre: AMGH, 2014.
- [15] G. Grandi, P. Sanjeevikumar, Y. Gritli, and F. Filippetti, "Fault-tolerant control strategies for quad inverter induction motor drives with one failed inverter," Proc. - 2012 20th Int. Conf. Electr. Mach. IECM 2012, pp. 959–966, 2012.
- [16] Renukadevi, G. and Rajambal, K., 2012, "Generalized d-q Model of n-Phase Induction Motor Drive", International Science Index, Electrical and Computer Engineering, Vol. 6, No. 9, pp. 1066-1075.
- [17] E. Thies; C. Zanoni, "Eficiência energética em sistema eletromotriz de ventilação: uma análise comparativa entre motor de indução trifásico x motor de imã permanente", Revista Interdisciplinar de Ciência Aplicada, Vol. 2, No2, ISSN 2525-3824, 2016.
- [18] T.A. Lipo. Analysis of Synchronous Machines. Second Edition. CRC Press, Taylor & Francis Group – USA, 2012.
- [19] T. A. Novotny, D. W. and Lipo, Vector Control and Dynamics of AC Drives. Clarendon Press Oxford, 1996.
- [20] Marina Padilha, Tiago Dequigiovani. " Estudo Sobre Controle De Motores De Indução Trifásicos". Mostra Nacional de Iniciação Científica e Tecnologia Interdisciplinar, 2015.
- [21] Francisco Canindé Holanda de Queiroz, " Controle de Velocidade de um Motor de Indução Trifásico com Estimção Neural de Fluxo", Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN, 2008.
- [22] Ong, Chee-Mun., Dynamic Simulation Of Electric Machinery Using MATLAB/SIMULINK, ISBN 0-13-723785-5, 1997.

- [23] Rüncos, Fredemar, Projeto e Análise da Máquina de Indução Trifásica. Vol. 1: Aspectos Construtivos da Máquina Elétrica / Fredemar Rüncos, Jaraguá do Sul-SC: 2018. 410p.:il.
- [24] Henfel - Soluções Para Sistemas de Acionamentos, "Catálogo Técnico: Hidrovariador HFPM".
- [25] WEG Energy, Three-Phase Induction Motors – Master Line. Code 50019089, Rev: 13, Date 02/2021.
- [26] Rodrigo Parizotto, Projeto E Desenvolvimento De Um Inversor Multifásico Para Aplicações Automotivas, Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2021.
- [27] Liu, Z.; Li, Y.; Zheng, Z. *A review of drive techniques for multiphase machines. CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, [S.l.], v. 2, n. 2, p. 243–251, 2018.
- [28] Fernando Albert Eleutério, Análise E Projeto De Uma Ponte Retificadora De 12 Pulsos Controlada Para Aplicações Em Inversores De Média Tensão A IGCT. Dissertação apresentada ao curso de mestrado do centro de pesquisa e desenvolvimento em engenharia elétrica da universidade federal de minas gerais, Belo Horizonte MG, 2006.
- [29] Gustavo Oliveira Fortes, Associação Série De IGBTs Em Topologias Multiníveis Entre-Série-Laçadas: Um Conceito Competitivo Para O Mercado De Inversores De Média Tensão. Tese de doutorado submetida à banca examinadora designada pelo colegiado do programa de pós-graduação em engenharia elétrica da escola de engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2019.
- [30] Tradução e adaptação Mário Sergio Di Grazia , da Yaskawa Brasil, Tsuneo Kume, Mahesh Swamy, Hans-Peter Krug , da Yaskawa Corp. PWM 3-Níveis A Nova Tecnologia para Inversores de Frequência. Características, Benefícios e Aplicações. © 2004 IEEE. Traduzido sob permissão.
- [31] Máquinas Elétricas I, Aula 28. Acessado em 14/10/2023 no seguinte endereço: <http://maquinaseletricas.blogspot.com/2013/04/aula-32-motor-de-inducao-trifasico-com.html>
- [32] Gustavo Ceretta Flores, Inversor de Tensão Multinível Com Diodos de Grampeamento Em Conexão Piramidal. Dissertação de mestrado apresentada a Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2009.
- [33] Barbi, Ivo, Eletrônica de Potência – 5. ed. – Florianópolis: Ed. Do Autor, 2005.
- [34] ABNT NBR 5410 Instalações Elétricas de Baixa Tensão
- [35] ABNT NBR 14039 Instalações Elétricas de Média Tensão de 1,0 kV a 36,2 kV.

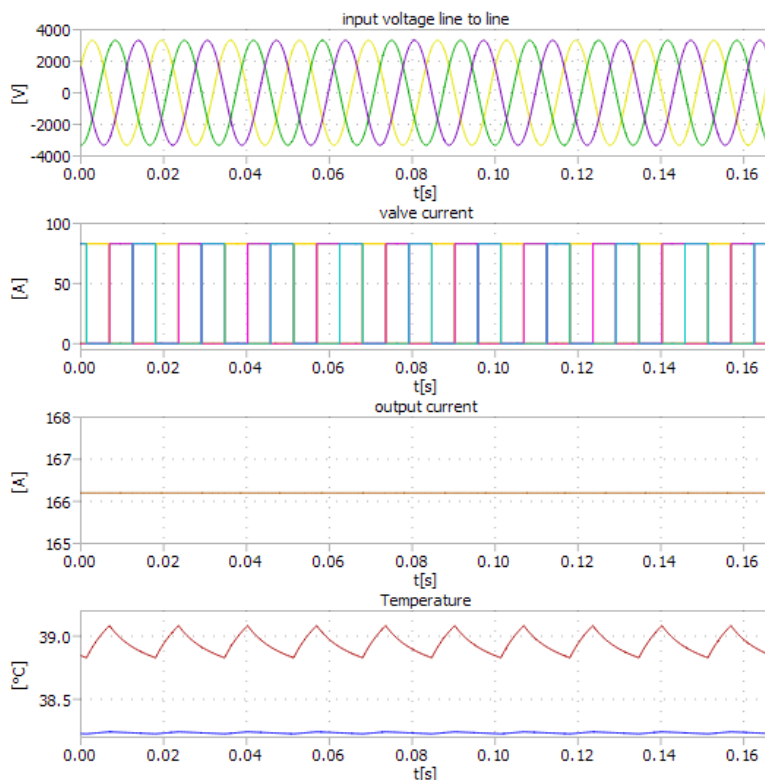
- [36] MV7000 Medium Voltage Drive Range, User Manual. ©Copyright 2018 General Electric Company And/Or Its Affiliates.
- [37] Umans, Stephen D. Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley [recurso eletrônico] / Stephen D. Umans ; tradução: Anatólio Laschuk. – 7. ed. – Dados eletrônicos. – Porto Alegre: AMGH, 2014.
- [38] IPOSIM - *Infineon Power Simulation*, Versão: 6.4.0, Disponível em: <https://iposim.infineon.com/application/en/topology#>

Anexos

A1. Resultados das simulações dos semicondutores especificados para o inversor de frequência trifásico e apresentados na Tabela 4.2.

D711N	
Cooling Condition	
User Defined Heatsink	
RthCA	0.128 K/W
Ta	35 °C
Simulation Results	
Maximum Junction Temperature	
Calculated	39.08 °C
Maximum	160 °C
Parm	25.27 W
Ptot	151.62 W
Tcase	38.24 °C
ITrms	47.98 A
RthCA	0.13 K/W
RthCA	... K/W

Temperature / Electrical Signals



FZ250R65KE3**Switch parameters**

VCEsat,125°C	3.7 V
Eon+Eoff,125°C	3600 mWs
RthJC	0.03 K/W
RthCH	0.026 K/W
Tvjmax	125 °C

Diode Parameters

VF,125°C	2.95 V
Erec,125°C	1000 mWs
RthJC	0.06 K/W
RthCH	0.042 K/W
Tvjmax	125 °C

Advanced Parameters

Switch Q1/Q4: RGon	3 Ω
Switch Q1/Q4: RGoff	20.4 Ω
Switch Q2/Q3: RGon	3 Ω
Switch Q2/Q3: RGoff	20.4 Ω

Cooling Condition

Fixed Heatsink Temperature	
Th	50 °C

Simulation Results**Maximum Junction Temperature**

Switch Q1/Q4	119.13 °C
Diode D1/D4	54.29 °C
Switch Q2/Q3	67.74 °C
Diode D2/D3	50.29 °C
FWD D5/D6	87.71 °C

Switching Losses

Switch Q1/Q4	1053.24 W
Diode D1/D4	32.61 W
Switch Q2/Q3	102.42 W
Diode D2/D3	0 W
FWD D5/D6	275.59 W

Conduction Losses

Switch Q1/Q4	159.32 W
Diode D1/D4	2.35 W
Switch Q2/Q3	208.15 W
Diode D2/D3	2.36 W
FWD D5/D6	58.52 W

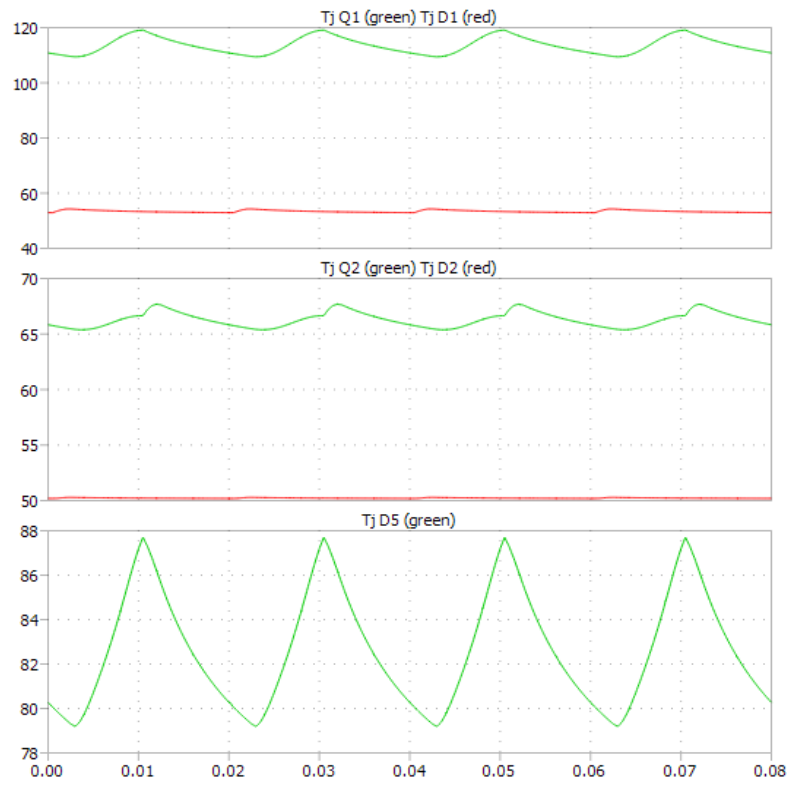
Total Losses

Switch Q1/Q4	1212.56 W
Diode D1/D4	34.96 W
Switch Q2/Q3	310.56 W

Diode D2/D3
FWD D5/D6

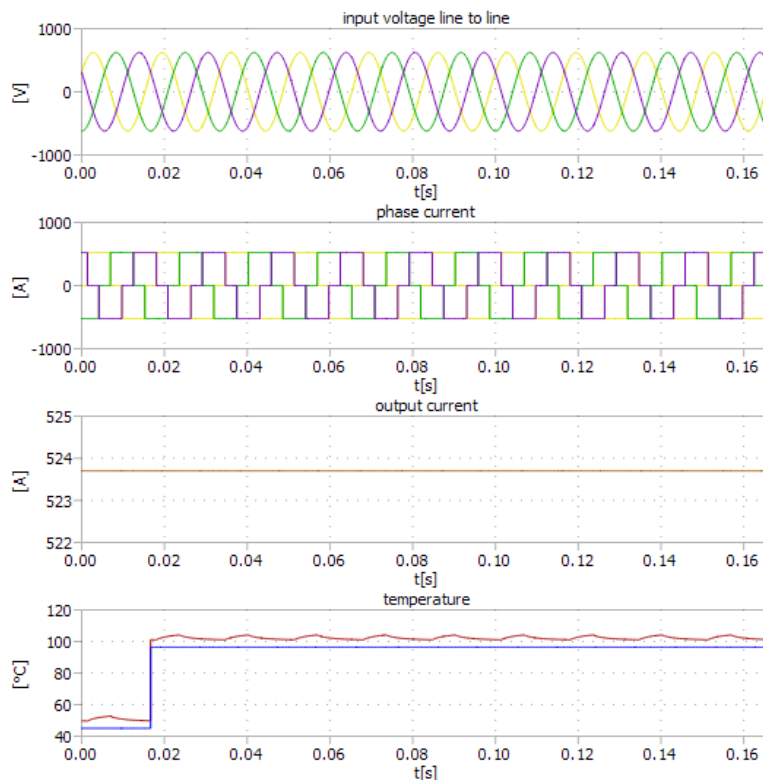
2.36 W
334.12 W

Steady-State



A2. Resultados das simulações dos semicondutores especificados para o inversor de frequência de nove fases e apresentados na Tabela 4.3.

D1230N	
Cooling Condition	
Predefined Heatsink	
Cooling Method	Natural Air
Heatsink	K0,05F
Tin	45 °C
RthCA	0.308 K/W
Simulation Results	
Maximum Junction Temperature	
Calculated	104.12 °C
Maximum	180 °C
Parm	167.00 W
Ptot	1001.98 W
Tcase	96.42 °C
ITrms	302.36 A
RthCA	0.31 K/W
RthCA	... K/W
Steady-State	



FF750R12ME7_B11**Switch parameters**

VCEsat,125°C	1.65 V
Eon+Eoff,125°C	183.5 mWs
RthJC	0.05 K/W
RthCH	0.026 K/W
Tvjmax	175 °C

Diode Parameters

VF,125°C	1.7 V
Erec,125°C	32 mWs
RthJC	0.1 K/W
RthCH	0.038 K/W
Tvjmax	175 °C

Advanced Parameters

Type	Standard
Switch Q1: RGon	0.5 Ω
Switch Q1: RGoff	0.5 Ω

Cooling Condition

Predefined Heatsink	
Cooling Method	Forced air cooling
Heatsink	Typical
Tin	40 °C
Rth,h	0.18 K/W
τth,h	40 s

Simulation Results**Maximum Junction Temperature**

Switch	174.69 °C
Diode	147.79 °C

Switching Losses

Switch	140.49 W
Diode	31.37 W

Conduction Losses

Switch	309.68 W
Diode	48.67 W

Total Losses

Switch	450.17 W
Diode	80.04 W

Steady-State

