

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**GUILHERME NICOL**

**ANÁLISE DE ESTRATÉGIAS DE  
CONTROLE PARA MÁQUINAS  
PENTAFÁSICAS OPERANDO SOB  
FALHA**

Porto Alegre  
2015

**GUILHERME NICOL**

**ANÁLISE DE ESTRATÉGIAS DE  
CONTROLE PARA MÁQUINAS  
PENTAFÁSICAS OPERANDO SOB  
FALHA**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.  
Área de concentração: Controle e Automação

**ORIENTADOR:** Prof. Dr.-Ing. Luís Alberto Pereira

**CO-ORIENTADOR:** Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira

Porto Alegre  
2015

**GUILHERME NICOL**

**ANÁLISE DE ESTRATÉGIAS DE  
CONTROLE PARA MÁQUINAS  
PENTAFÁSICAS OPERANDO SOB  
FALHA**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_  
Prof. Dr.-Ing. Luís Alberto Pereira,  
Doutor pela Universität Kaiserslautern – Kaiserslautern, Alemanha

Banca Examinadora:

Prof. Dr. César Cataldo Scharlau, UFSC  
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Prof. Dr. Flávio Antonio Becon Lemos, UFSC  
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Prof. Dr. Sérgio Luis Haffner, UNICAMP  
Doutor pela Universidade Estadual de Campinas – Campinas, Brasil

Coordenador do PPGEE: \_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira

Porto Alegre, julho de 2015.

## **DEDICATÓRIA**

*Dedico este trabalho aos meus pais, Walter Nicol e Josi Mara Botomé Nicol. e a minha irmã Caroline Nicol.*

## **AGRADECIMENTOS**

Meu agradecimento ao meu orientador, professor Dr. Luís Alberto Pereira por todo o conhecimento e amizade. Aos professores Marcos Telló e Vicente Mariano Canalli pela amizade e incentivo pra ingressar no mestrado. Aos professores Luís Alberto Pereira, Sérgio Luís Haffner, Ály Ferreira Flores Filho, Alexandre Sanfelice Bazanella e Roberto Petry Homrich pelos conhecimentos passados nas disciplinas cursadas no PPGEE.

Gostaria de agradecer aos meus grandes amigos Marcos Antonio Jeremias Coelho, Oscar Fernando Becerra Angarita, Felipe Tondo, Luiz Frederico Sacknies da Silva de Mello Villalobos, Mauren Pomalis Coelho da Silva, Charles Lorenzini, Ricardo Schaffer da Rosa, Alexandre Hugo pelo companheirismo e amizade.

E por último e mais importante, agradeço aos meus pais por sempre me incentivarem em todas as minhas escolhas e a minha irmã pela amizade e companheirismo.

## RESUMO

São desenvolvidos neste trabalho dois modelos para a máquina pentafásica operando sob falta em uma e duas fases. Um dos modelos é apropriado para simulações, pois permite que uma ou mais fases sejam retiradas durante a simulação. O outro modelo possui uma falta fixa sendo mais indicado para a análise da máquina quando a mesma opera sem uma fase. Neste trabalho também é feita a análise de duas estratégias de controle para máquinas operando sem uma fase. Uma das estratégias de controle é do tipo vetorial e a outra do tipo escalar. A estratégia de controle escalar é nova e foi desenvolvida durante a dissertação, a estratégia de controle vetorial foi baseada em estratégias de controle analisadas durante a revisão bibliográfica. Inicialmente é feita uma revisão bibliográfica onde são analisados os principais trabalhos na área de controle de máquinas com mais de três fases. Depois é desenvolvido o modelo da máquina utilizado durante as simulações das estratégias de controle. O controle de máquinas por orientação de campo indireta é então apresentado e são explicadas as modificações necessárias para que o controle seja aplicado em máquinas sem uma ou duas fases. Na sequência são desenvolvidos o controle escalar para a máquina operando sem uma fase e o segundo modelo da máquina, com a falta fixa. No último capítulo são apresentadas as simulações e ensaios realizados utilizando as estratégias de controle e a máquina operando sem uma fase.

**Palavras-chave:** Máquina de indução, pentafásica, falta, modelos, controle, Escalar, Vetorial.

## **ABSTRACT**

In this work two models for the five-phase machine operating under fault are developed. One of them is more appropriate for simulations, as it allows one or more phases to be easily removed. The other model describes the machine operation with one open phase, being more appropriate for analytical analysis under this condition. This work also analyzes two control strategies for operation under fault. One strategy is based on the scalar control and the other on the vector control of induction machines. The scalar control strategy is new and was formulated during the development of this work. The vector control strategy was based on control strategies already used and found in the literature. First, a literature review is presented, followed by the derivation of the model which is used for the subsequent simulations of the control strategies. Then, the machine control through indirect field orientation is presented, as well as the necessary modifications to be implemented in the control strategy to enable the machine to operate without one or two phases. Next, a scalar control to operate the machine without one phase using the second model is presented. Finally, the simulations and the experimental results obtained with a prototype machine and using the control strategies studied are shown and compared, considering the case of one open phase.

**Keywords:** induction machine, five phase, fault, control.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1:	Topologias alternativas de inversor para a máquina trifásica operando com falta . . . . .	17
Figura 2:	*	17
Figura 3:	Inversor ponte completa pentafásico. Fonte: (BIANCHI et al., 2008) .	23
Figura 4:	*	23
Figura 5:	Inversor meia ponte pentafásico. . . . .	23
Figura 6:	*	23
Figura 7:	Força magnetomotriz no entreferro e suas harmônicas . . . . .	27
Figura 8:	Força magnetomotriz no entreferro e suas harmônicas, para as três fases da máquina trifásica. . . . .	28
Figura 9:	Indução no entreferro e suas harmônicas para as cinco fases da máquina pentafásica. . . . .	28
Figura 10:	Modelo mecânico. . . . .	32
Figura 11:	Interpretações geométricas da multiplicação de um número complexo por $e^{j\theta_x}$ . . . . .	38
Figura 12:	Falta em uma fase. . . . .	41
Figura 13:	O torque e as componentes de fase da corrente do estator, antes e após a falta. . . . .	46
Figura 14:	Máquina CC elementar. . . . .	48
Figura 15:	Máquina AC. . . . .	50
Figura 16:	Diagrama de blocos do controle vetorial para a sequência 1. . . . .	52
Figura 17:	Diagrama de blocos do controle vetorial no caso de falha na fase 1. . . . .	55
Figura 18:	Situação onde a fase "1" é perdida. . . . .	56
Figura 19:	Modificação necessária nas correntes de referência para manter o mesmo controle quando a fase "2" é perdida. . . . .	56
Figura 20:	Modificação necessária nas correntes de referência para manter o mesmo controle quando a fase "3" é perdida. . . . .	56
Figura 21:	Circuito equivalente da máquina para a componente de sequência 1 de eixo direto. . . . .	58
Figura 22:	Circuito equivalente da máquina para a componente de sequência 1 de eixo em quadratura. . . . .	58
Figura 23:	Circuito equivalente da máquina para a componente de sequência 3 de eixo direto. . . . .	59
Figura 24:	Circuito equivalente da máquina para a componente de sequência 3 de eixo em quadratura. . . . .	59
Figura 25:	Circuito equivalente após a falta. . . . .	60
Figura 26:	Circuito equivalente quando a tensão $i_s d3$ não é imposta. . . . .	60

Figura 27:	Correntes do estator de sequência quando a fase 1 é perdida. . . . .	61
Figura 28:	Diferença entre a amplitude das componentes de sequência $v_{sd1}$ , $v_{sq1}$ e o aumento da componente $v_{sd3}$ após a fase 1 ser perdida. . . . .	61
Figura 29:	Correntes do estator de sequência quando a fase 1 é perdida e o controle aplicado em $t=1s$ . . . . .	62
Figura 30:	Componentes de sequência da tensão do estator quando a fase 1 é perdida e o controle aplicado em $t=1s$ . . . . .	62
Figura 31:	Torque gerado quando a fase 1 é perdida e o controle aplicado em $t=1s$	63
Figura 32:	Circuito equivalente da máquina pentafásica quando não é considerado o acoplamento magnético entre o rotor e o estator por intermédio da indutância mútua de sequência três. . . . .	63
Figura 33:	Estratégia de controle escalar para a máquina operando sem um fase.	64
Figura 34:	Torque gerado pela máquina com o controle escalar tradicional (esquerda); com o controle proposto (direita). . . . .	68
Figura 35:	Velocidade sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita). . . . .	69
Figura 36:	Correntes de fase do estator sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita). . . . .	69
Figura 37:	Componentes de sequência das correntes do estator, sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita). . . . .	70
Figura 38:	Componentes de sequência das correntes do rotor, sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita). . . . .	71
Figura 39:	Torque gerado pela máquina com o controle escalar tradicional (esquerda); com o controle proposto (direita). . . . .	72
Figura 40:	Velocidade sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita). . . . .	72
Figura 41:	Correntes de fase do estator sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita). Para um torque de 38 Nm. . . . .	73
Figura 42:	Componentes de sequência das correntes do estator, sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita). . . . .	73
Figura 43:	Componentes de sequência das correntes do estator utilizando o critério de mínima perda Joule no estator (esquerda) e com o o critério de magnitudes iguais das correntes de fase (direita). . . . .	74
Figura 44:	Correntes de fase do estator utilizando o critério de mínima perda Joule no estator (esquerda) e com o o critério de magnitudes iguais das correntes de fase (direita). . . . .	75
Figura 45:	Componentes de sequência das correntes do rotor utilizando o critério de mínima perda Joule no estator (esquerda) e com o o critério de magnitudes iguais das correntes de fase (direita). . . . .	75
Figura 46:	Torque gerado pela máquina quando o critério de mínima perda Joule no estator é utilizado (esquerda) e com o o critério de magnitudes iguais das correntes de fase (direita). . . . .	76
Figura 47:	Velocidade do eixo da máquina quando o critério de mínima perda Joule no estator é utilizado (esquerda) e com o o critério de magnitudes iguais das correntes de fase (direita). . . . .	76

Figura 48:	Resposta ao degrau da máquina utilizando o controle por orientação indireta do campo (IFO) em 3 situações diferentes. caso sem falta, caso com falta e critério de mínima perda e caso com falta e critério que garante amplitudes iguais às correntes de fase. . . . .	78
Figura 49:	Correntes de fase do estator. (a) Critério de amplitudes Iguais; (b) Critério de mínima perda; (c) Máquina saudável. . . . .	79
Figura 50:	Componentes de sequência das correntes de fase do estator. (a) Critério de amplitudes Iguais; (b) Critério de mínima perda; (c) Máquina saudável. . . . .	80
Figura 51:	Torque gerado pela máquina. . . . .	81
Figura 52:	Torque gerado pela máquina quando o ângulo do fluxo é utilizado para orientar o campo e quando o campo é orientado com o ângulo estimado pelo método IFO. . . . .	81
Figura 53:	Corrente da fase 2 da máquina quando é feito o controle vetorial. . . . .	82
Figura 54:	Correntes de sequência 1 e 3 do estator quando a máquina opera com a estratégia de controle escalar proposta. . . . .	83
Figura 55:	Correntes de sequência 1 e 3 do estator quando a máquina opera sem uma fase e sem nenhuma estratégia de controle. . . . .	84
Figura 56:	Torque produzido pela máquina quando a mesma opera com e sem controle. . . . .	84
Figura 57:	Corrente de fase do estator sem filtro (esquerda) e com filtro (direita). Note que existe uma diferença de fase devido ao filtro passa baixa utilizado. . . . .	85
Figura 58:	Corrente de fase do estator com controle vetorial. Na esquerda a corrente medida pela a dspace e na direita a corrente depois de ser filtrada as componentes de alta frequência. A diferença de fase é devido ao filtro passa baixas. . . . .	86
Figura 59:	Valor de referência da corrente em azul; valor medido, em verde; valor medido depois de ser filtrado, em vermelho. . . . .	86
Figura 60:	Torque medido com o torquímetro. . . . .	87
Figura 61:	Espectro do torque quando o controle é utilizado. . . . .	87
Figura 62:	Espectro do torque gerada quando nenhum controle é utilizado. . . . .	88
Figura 63:	Velocidade no eixo da máquina. . . . .	88
Figura 64:	Correntes de fase do estator. Para a condição descrita na Tabela 9. . . . .	89
Figura 65:	Componentes de sequência das correntes do estator. Para a condição descrita na Tabela 9. . . . .	89
Figura 66:	Valor de referência para a corrente da fase 2; valor medido e o valor medido depois de ser filtrado. . . . .	90
Figura 67:	Espectro do sinal de torque quando o controle é utilizado. . . . .	90
Figura 68:	Espectro do torque gerado quando nenhum controle é utilizado. . . . .	91
Figura 69:	Torque medido com o torquímetro. . . . .	91
Figura 70:	Velocidade no eixo da máquina. . . . .	92

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Dados de Placa da Máquina Pentafásica . . . . .	67
Tabela 2:	Parâmetros da Máquina de Indução Pentafásica. . . . .	67
Tabela 3:	Parâmetros da Simulação 1. . . . .	68
Tabela 4:	Parâmetros da Simulação 2. . . . .	71
Tabela 5:	Parâmetros das Simulações 3 e 4. . . . .	74
Tabela 6:	Perdas Joule no Rotor e no Estator . . . . .	76
Tabela 7:	Parâmetros da Simulação 2. . . . .	77
Tabela 8:	Configuração utilizada nos ensaios. . . . .	83
Tabela 9:	Configuração utilizada nos ensaios do controle IFO. . . . .	85

## LISTA DE ABREVIATURAS

<i>CC</i>	Corrente contínua
<i>IFO</i>	Indirect Field Orientation
<i>IGBT</i>	Insulated-Gate Bipolar Transistor
<i>LASCAR</i>	Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica
<i>PI</i>	Controle Proporcional-Integral
<i>TRIAC</i>	Bidirecional Triode Thyristor
<i>V/F</i>	Controle Tensão-Frequência

## LISTA DE SÍMBOLOS

*	Conjugado complexo
$\alpha$	Ângulo entre duas fases adjacentes do estator
$\theta_e$	ângulo elétrico entre o rotor e o estator
$\theta_m$	ângulo mecânico entre o rotor e o estator
$\omega$	Velocidade angular da corrente do estator
$\omega_e$	velocidade angular elétrica do rotor
$\omega_r$	velocidade angular mecânica do rotor
$\eta$	eficiência da máquina de indução
$\Psi_{kr}$	Fluxo concatenado com a fase $k$ do rotor
$\Psi_{ks}$	Fluxo concatenado com a fase $k$ do estator
$\tilde{\Psi}_{1r}$	Componente de sequência 1 do fluxo do rotor
$\tilde{\Psi}_{3r}$	Componente de sequência 3 do fluxo do rotor
$\tilde{\Psi}_{1s}$	Componente de sequência 1 do fluxo do estator
$\tilde{\Psi}_{3s}$	Componente de sequência 3 do fluxo do estator
$B_m$	Coeficiente de amortecimento viscoso do rotor
$i_{ks}$	Corrente da fase $k$ do estator
$i_{kr}$	Corrente da fase $k$ do rotor
$\tilde{i}_r k$	Componente de sequência $k$ das correntes do rotor
$\tilde{i}_s k$	Componente de sequência $k$ das correntes do estator
$\tilde{i}_{s dk}$	Parte real da componente de sequência $k$ das correntes do estator
$\tilde{i}_{s qk}$	Parte imaginária da componente de sequência $k$ das correntes do estator
$J$	Momento de inércia do rotor
$L_{\delta r}$	Indutância de dispersão da fase $k$ do rotor
$L_{\delta s}$	Indutância de dispersão da fase $k$ do estator
$L_{kn}^s$	Indutância mútua entre a fase $k$ e a fase $n$ do estator
$L_{kn}^r$	Indutância mútua entre a fase $k$ e a fase $n$ do rotor

$L_{kn}^{rs}$	Indutância mútua entre a fase $k$ do rotor e a fase $n$ do estator
$L^{sr}_{kn}$	Indutância mútua entre a fase $k$ do estator e a fase $n$ do rotor
$\tilde{L}_{m1}$	Componente de sequência 3 da indutâncias mútuas entre o rotor e o estator
$\tilde{L}_{m3}$	Componente de sequência 3 da indutâncias mútuas entre o rotor e o estator
$\tilde{L}_{r1}$	Componente de sequência 1 da indutância do rotor
$\tilde{L}_{r3}$	Componente de sequência 3 da indutância do rotor
$\tilde{L}_{s1}$	Componente de sequência 1 da indutância do estator
$\tilde{L}_{s3}$	Componente de sequência 3 da indutância do estator
$\tilde{L}_{\delta}$	Componente de sequência da indutância de dispersão do estator
$\hat{L}_{sh}$	Valor máximo da indutância mútua entre duas fases do estator para o harmônico $h$
$\hat{L}_{rh}$	Valor máximo da indutância mútua entre duas fases do rotor para o harmônico $h$
$\hat{L}^r_{smh}$	Valor máximo da indutância mútua entre uma fase do rotor e uma fase do estator para o harmônico $h$
$\hat{L}^s_{rmh}$	Valor máximo da indutância mútua entre uma fase do rotor e uma fase do estator para o harmônico $h$
$M$	Número de fases do estator
$N$	Número de fases do rotor
$p$	Número de pares de polos do motor
$q$	Número de ranhuras por polo e fase
$R_s$	Resistência de uma fase do estator
$R_r$	Resistência de um segmento de anel que liga duas barras do rotor
$R_{rb}$	Resistência de uma barra do rotor
$T_e$	Torque elétrico gerado pela máquina
$T_L$	Torque de carga
$v_{ks}$	Tensão de alimentação da fase $k$ do estator
$v_{kr}$	Tensão de alimentação da fase $k$ do rotor
$\tilde{v}_{rk}$	Componente de sequência $k$ das tensões do rotor
$\tilde{v}_{sk}$	Componente de sequência $k$ das tensões do estator
$\tilde{v}_{sdk}$	Parte real da componente de sequência $k$ das tensões do estator
$\tilde{v}_{sqk}$	Parte imaginária da componente de sequência $k$ das tensões do estator

# SUMÁRIO

<b>LISTA DE ILUSTRAÇÕES</b> . . . . .	7
<b>LISTA DE TABELAS</b> . . . . .	10
<b>LISTA DE ABREVIATURAS</b> . . . . .	11
<b>LISTA DE SÍMBOLOS</b> . . . . .	12
<b>1 INTRODUÇÃO</b> . . . . .	16
1.1 <b>Motivação</b> . . . . .	16
1.2 <b>Estado da Arte</b> . . . . .	16
1.3 <b>Objetivos Da Dissertação</b> . . . . .	24
1.4 <b>Organização da dissertação</b> . . . . .	24
<b>2 TIPOS DE FALHAS E O MODELO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO PEN- TAFÁSICA</b> . . . . .	25
2.1 <b>Tipos de falha em máquinas de indução</b> . . . . .	25
2.1.1 Falhas nos Rolamentos . . . . .	26
2.1.2 Falhas Nos Anéis e Barras Do Rotor . . . . .	26
2.1.3 Falhas no estator . . . . .	26
2.1.4 Modelo da máquina pentafásica . . . . .	27
2.2 <b>Equações de Malha do Estator e do Rotor</b> . . . . .	29
2.2.1 Equação de malha do Estator . . . . .	29
2.2.2 Equações de Malha do Rotor . . . . .	31
2.3 <b>Torque</b> . . . . .	32
2.4 <b>Modelo Mecânico</b> . . . . .	32
2.5 <b>Mudança de Base</b> . . . . .	32
2.6 <b>Sistema de Referência</b> . . . . .	37
2.7 <b>Modelo da máquina com falta</b> . . . . .	40
2.8 <b>Pulsção de Torque</b> . . . . .	44
<b>3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE SOB FALHA</b> . . . . .	48
3.1 <b>Controle por Orientação de Campo</b> . . . . .	48
3.1.1 Controle vetorial com Falha de Uma ou Duas Fases . . . . .	52
3.2 <b>Controle Escalar</b> . . . . .	57
3.3 <b>Resumo</b> . . . . .	65

<b>4</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E ENSAIOS</b>	67
<b>4.1</b>	<b>Resultados de Simulações</b>	68
4.1.1	Controle Escalar	68
4.1.2	Controle Vetorial	73
<b>4.2</b>	<b>Ensaio</b>	81
4.2.1	Ensaio com Controle Escalar	82
4.2.2	Ensaio do Controle Vetorial	85
4.2.3	Ensaio do Controle Vetorial Utilizando o Critério que Garante Amplitudes Iguais Para as Correntes de Fase	88
<b>4.3</b>	<b>Resumo</b>	92
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	93
<b>5.1</b>	<b>Propostas para Trabalhos Futuros</b>	95
	<b>REFERÊNCIAS</b>	96

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Motivação

Máquinas de indução com mais de três fases despertaram grande interesse dos pesquisadores nas últimas décadas devido às vantagens que as mesmas apresentam quando comparadas as máquinas trifásicas tradicionais. A diminuição nos custos dos inversores de frequência e controladores digitais faz com que a utilização de máquinas com mais de três fases se tornem viáveis economicamente. Dentre todos os benefícios da adoção de máquinas com mais de três fases, citados em diversos trabalhos, pode-se destacar a capacidade da máquina operar e partir mesmo com a perda de uma ou mais fases como sendo a maior vantagem destas máquinas frente às máquinas trifásicas tradicionais. Esta é uma característica inerente das máquinas com mais de três fases, não são necessárias estratégias de controle para que a máquina consiga operar e partir nestas situações. Entretanto, uma forte vibração surge quando uma fase é perdida, consequência de uma oscilação no torque gerado pela máquina. Estudos realizados nas últimas décadas na área de controle foram feitos com o intuito de diminuir a oscilação no torque e permitir que máquinas com mais de três fases operem com falta, oferecendo um desempenho semelhante ao obtido com a máquina saudável. Os estudos realizados apresentam novas formas de se controlar a máquina e as comparações feitas são sempre entre o controle desenvolvido e a máquina operando sem nenhum tipo de controle. Não são feitos estudos comparando diferentes estratégias de controle e quais suas vantagens e desvantagens. Este trabalho tem como motivação preencher esta lacuna existente comparando uma estratégia de controle vetorial desenvolvida para melhorar o desempenho da máquina pentafásica, operando sem uma das fases, com uma estratégia de controle escalar também adaptada para acionar a máquina pentafásica nas mesmas condições. O trabalho também procura detalhar e discutir modelos que representem a máquina sob falha, os quais são apresentados de forma sucinta e incompleta na bibliografia.

## 1.2 Estado da Arte

Motores de indução são largamente utilizados devido a sua robustez e confiabilidade. Com o advento dos inversores de frequência os motores de corrente contínua começaram a ser substituídos com vantagens pelos motores de indução. O menor volume a maior robustez e a menor necessidade de manutenção, somadas a melhora do desempenho dinâmico proporcionado pelo uso de inversores, tornaram os motores de indução trifásicos os mais utilizados atualmente.

Embora a robustez seja uma das qualidades associadas a máquinas de indução trifásica, estas não são imunes a falhas e o uso de inversores de frequência aumentam as

chances de falhas acontecerem. Uma falha comum de acontecer no conjunto motor inversor é a perda de um transistor em um dos braços do inversor ou a perda de uma fase do motor devido ao rompimento de um condutor. Nestas situações, a corrente na fase é interrompida, e o motor trifásico passa a se comportar como uma máquina monofásica. O controle por orientação de campo não é mais possível e uma forte pulsação no torque surge. Para tentar contornar esta limitação, vários estudos foram feitos e novas topologias de inversores foram propostas. A Figura 1 mostra algumas das possibilidades de configuração do inversor que permitem a máquina trifásica permanecer operando com controle por orientação de campo, mesmo com a perda de uma das fases (JASIM, 2009). Estas topologias adicionam um grau de liberdade à máquina trifásica ao acrescentar uma ligação de neutro. Desta forma, as correntes que circulam pelas fases restantes podem ser diferentes e a máquina passa a operar como uma máquina bifásica assimétrica. Estas soluções necessitam de dispositivos eletrônicos redundantes como TRIACs e IGBTs que somente serão utilizados em caso de falha.

Figura 1: Topologias alternativas de inversor para a máquina trifásica operando com falta

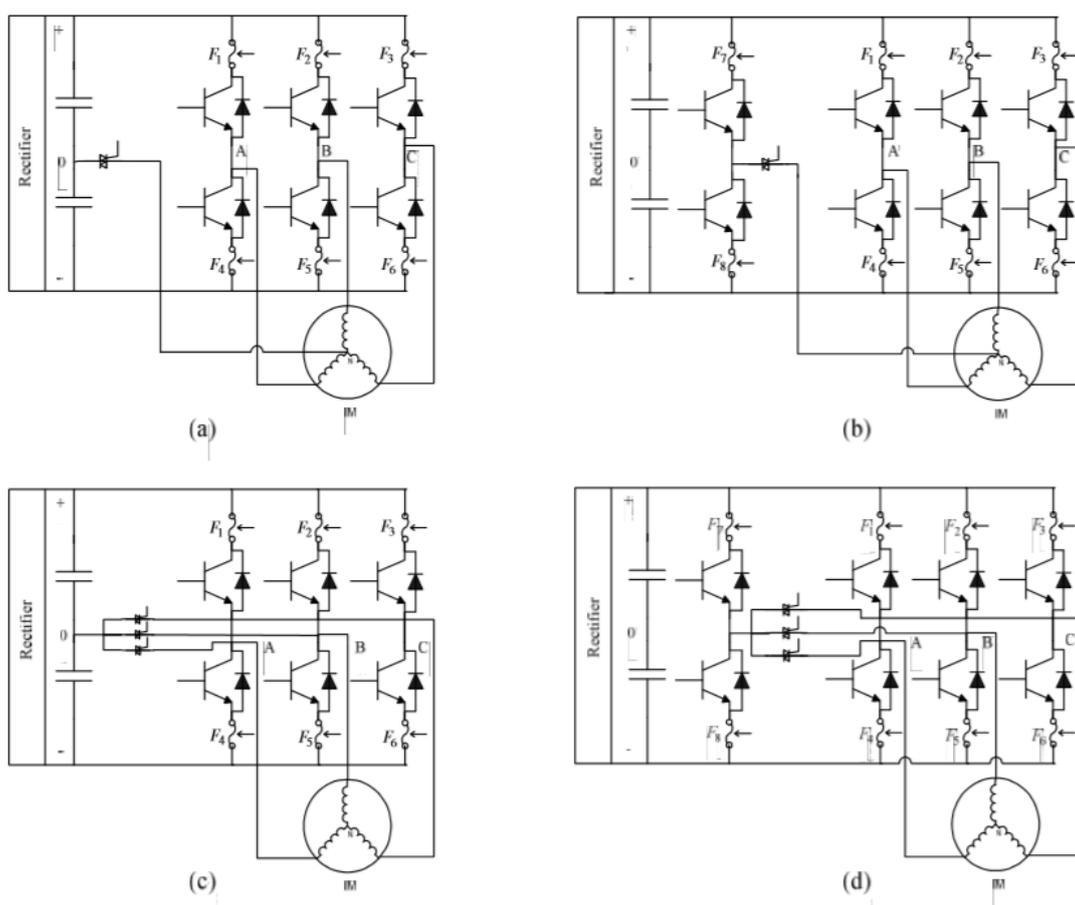


Figura 2: \*

Fonte:(JASIM, 2009).

Um estudo realizado com máquinas de três a sete fases concluiu que para máquinas trifásicas, com ligação de neutro, operando sem uma fase, o aumento na corrente de fase necessária para manter a máquina funcionando com a mesma carga e a mesma velocidade

é de setenta e três por cento. A corrente que passa a circular pelo neutro é de aproximadamente três vezes maior que a corrente por uma fase quando a máquina opera sem falhas (FU; LIPO, 1994).

É importante ressaltar que motores trifásicos, são capazes de operar sem uma fase, mas são incapazes de partir e não podem ser controladas por técnicas de controle vetorial, pois passam a funcionar como máquinas monofásicas.

Na Figura 1 são apresentadas quatro topologias de inversor que garantem que a máquina trifásica consiga operar e partir mesmo após a perda de uma das fases. Na topologia apresentada na Figura 1 (a) é adicionado um TRIAC entre o neutro da máquina de indução trifásica e o ponto médio do inversor. Após a falta o sistema de controle da máquina isola o braço do inversor utilizando fusíveis. O TRIAC é então acionado permitindo a passagem da corrente de neutro. Passa a ser possível controlar as correntes das duas fases restantes de forma independente, entretanto a tensão máxima que pode ser imposta diminui de aproximadamente 66% da tensão do barramento CC para aproximadamente 50% da tensão do barramento, limitando ainda mais a faixa de operação do motor. Na Figura 1 (b) um quarto braço é adicionado ao inversor e este é ligado ao neutro da máquina. Enquanto a máquina operar sem nenhuma falta o TRIAC que conecta o neutro ao quarto braço do inversor impede a passagem da corrente. Quando uma falta danifica uma das fases do inversor ou uma das fases do motor, impedindo a passagem da corrente, o TRIAC é acionado. A estratégia de controle do motor passa a utilizar o quarto braço do inversor junto aos braços saudáveis, para controlar a corrente nas duas fases restantes. Esta topologia permite que o motor desenvolva o mesmo torque e velocidade antes e depois da falta. Entretanto, na prática, o aumento das perdas Joule limitará a potência útil que o motor poderá desenvolver.

Na Figura 1 (c) a topologia proposta tem como objetivo permitir que o motor continue a ser controlado quando uma das chaves do inversor é curto-circuitada devido a uma falta. Caso uma falta ocasione um curto-circuito em uma das chaves, os fusíveis em série com a chave são sobrecarregados e conseqüentemente queimam, desconectando o braço do inversor. O TRIAC correspondente a este braço do inversor liga a fase do motor ao centro do barramento CC, isso aumenta o grau de liberdade na imposição das correntes de fase, pois permite que a corrente na fase sob falta possa fluir em ambas as direções.

Na Figura 1 (d) a topologia do inversor é semelhante a topologia apresentada na Figura 1 (c) a principal diferença é que após a perda de uma das chaves do inversor a fase do motor não é conectada ao centro do barramento CC mas a um quarto braço do inversor. Este braço adicional funciona como um braço reserva, quando uma falta danifica uma das chaves do inversor o controle sobrecarrega os fusíveis do braço defeituoso desligando o mesmo do resto do circuito. O TRIAC liga a fase do motor, que estava ligada ao braço defeituoso, ao quarto braço do inversor e a máquina volta operar normalmente.

Motores com mais de três fases não necessitam de redundância no hardware do inversor nem ligação de neutro para continuar operando e o aumento da corrente por fase, necessária para manter a máquina operando, é menor (FU; LIPO, 1994). Os motores de mais de três fases também se sobressaem em aplicações onde grandes potências são necessárias. O maior número de fases permite dividir a potência entre as fases, diminuindo a tensão e corrente para níveis em que podem ser utilizados dispositivos de eletrônica de potência. Outras vantagens citadas na literatura são o maior aproveitamento do material ativo do motor (TOLIYAT; LIPO; WHITE, 1991), menor geração de harmônicos no link CC, redução na pulsação do torque, redução da corrente por fase sem que seja necessário aumentar a tensão de alimentação (LEVI et al., 2007) e a possibilidade de se controlar

motores ligados em série utilizando apenas um inversor (LEVI et al., 2003).

As principais desvantagens das máquinas com mais de três fases são a maior complexidade do inversor de frequência e a impossibilidade da máquina operar ligada diretamente a rede elétrica trifásica. Entretanto, é possível utilizar transformadores para se obter uma fonte de alimentação pentafásica a partir de uma fonte de alimentação trifásica. Em (IQBAL et al., 2010) uma nova forma de se obter uma transformação trifásica para pentafásica utilizando um transformador é proposta. Um protótipo de transformador é montado e utilizado pra acionar uma máquina pentafásica. O uso de transformadores para obter uma fonte de alimentação com mais de três fases a partir de uma fonte de alimentação trifásica não é algo novo, diversos trabalhos já foram escritos sobre o assunto. Por exemplo em (PARTON, 1952) é apresentada a teoria utilizada no projeto de tais transformadores.

As vantagens citadas fizeram com que vários estudos fossem realizados em diversas áreas envolvendo máquinas síncronas e máquinas de indução com mais de três fases. Em (TOLIYAT; LIPO; WHITE, 1991) foram comparadas máquinas com três, cinco, sete e nove fases de forma a verificar qual configuração apresenta a melhor relação torque/volume. Foi constatado que a máquina com cinco fases é a que proporciona a melhor relação.

Embora a máquina pentafásica não necessite de uma estratégia de controle para operar sem uma fase, o desempenho da máquina fica degradado. O torque se torna pulsante com frequência igual a duas vezes a frequência de alimentação, um reflexo do desequilíbrio nas correntes do estator causado pela assimetria resultante da falha.

O principal objetivo das estratégias de controle, para a máquina operando com falha, é fazer com que o torque seja o menos pulsante possível e que as correntes de fase sejam o mais equilibradas possível evitando assim vibrações e eventuais sobrecargas nas correntes de fase do estator.

As primeiras estratégias de controle desenvolvidas tinham como objetivo manter o campo magnético criado pelo estator, após a falta, o mais próximo possível do campo criado pelo estator antes da falta. Em (FU; LIPO, 1994) as correntes necessárias para a manutenção do campo girante em máquinas com quatro, cinco, seis e sete fases, operando sem uma fase, com ligação em estrela, são derivadas. Nenhum ensaio é realizado, apenas simulações são feitas. Os resultados obtidos demonstram que é possível obter um campo magnético inalterado antes e após a falta, aumentando a amplitude das correntes das fases restantes e alterando a defasagem temporal entre elas. Os resultados também mostram que o aumento das correntes nas fases saudáveis é menor para máquinas com um maior número de fases, entretanto, este aumento não é função apenas do número de fases da máquina, mas das características construtivas do estator e da presença ou não de conexão de neutro. Para máquinas de cinco fases em especial, conclui-se que o aumento necessário na corrente por fase, para manter o campo inalterado, é de aproximadamente 38%. A análise da máquina de cinco fases com ligação de neutro não é realizada, nem a possibilidade da utilização de harmônicos para melhorar o desempenho da máquina.

Em máquinas com mais de três fases é possível utilizar as harmônicas da densidade de fluxo no entreferro para aumentar o torque da máquina. Nas máquinas com cinco fases pode-se impor uma indução trapezoidal no entreferro controlando as componentes de terceiro harmônico da tensão ou da corrente que é imposta. Como resultado um aumento no torque devido às componentes de terceiro harmônico é obtido e a tensão máxima induzida no estator pela variação da densidade do fluxo no entreferro é diminuída. Como efeito secundário é possível com a mesma tensão no barramento do inversor impor mais corrente e

umentar ainda mais o torque. Os trabalhos (SCHARLAU et al., 2008) e (ZHENG et al., 2008) demonstram como obter uma indução trapezoidal no entreferro da máquina utilizando controle V/F e controle por orientação em máquinas pentafásicas operando sem faltas. Em (PEREIRA et al., 2006) é demonstrado como obter o modelo da máquina de indução pentafásica levando em consideração as harmônicas.

A possibilidade do uso de harmônicas para melhorar o desempenho da máquina com falta é estudada em (XU; TOLIYAT; PETERSEN, 2002). O controle por orientação de campo indireto para a máquina pentafásica operando sem uma ou duas fases é apresentado. Os autores derivam as relações entre as correntes de eixo direto e em quadratura e as correntes de fase, necessárias para manter o mesmo campo girante antes e depois da falta, nas situações onde a máquina opera sem uma ou duas fases, de forma semelhante ao que foi feito em (FU; LIPO, 1994). Entretanto, os autores vão além ao propor um controle que garante correntes de fase trapezoidais após a falta. Os autores afirmam que correntes trapezoidais implicam distribuição do fluxo no entreferro quase trapezoidal. Entretanto, os autores falham em perceber que a distribuição da densidade de fluxo no entreferro é função não apenas das correntes do estator, mas também das correntes que circulam pelo rotor, ou seja, as correntes necessárias à imposição de uma indução trapezoidal no entreferro variam com a carga acoplada ao eixo da máquina. Outro ponto importante que não é analisado no trabalho são as restrições impostas às componentes harmônicas das correntes do estator devido à perda das fases, dando a entender que as componentes de terceiro harmônico das correntes podem continuar a ser impostas livremente após a falta. Resultados de simulações e ensaios são apresentados e demonstram que é possível eliminar a pulsação no torque devido à perda das fases, também são demonstradas as correntes trapezoidais impostas pelo controle antes e após a falta ocorrer. Entretanto, a medição da densidade de fluxo, necessária para provar o formato trapezoidal, não é apresentada.

Em (JACOBINA et al., 2004) duas estratégias de controle para máquinas pentafásicas são propostas, uma por imposição de corrente e outra utilizando tensão. A relação entre as tensões de referência que devem ser impostas pelo inversor e as tensões nas fases do motor, após a falta, são derivadas. O controle por imposição de tensão é sensível a desbalanceamentos na máquina, diferente da imposição por corrente, onde a mesma é medida e realimentada no inversor. O controle por imposição de corrente é feito levando-se em consideração as restrições causadas pela falta. É demonstrado que, após a perda de uma fase uma relação linear entre a componente de eixo direto da primeira e terceira harmônica da corrente do estator é estabelecida, tornando evidente a impossibilidade de se controlar o valor das duas componentes da corrente simultaneamente. Mesmo existindo restrições quanto à escolha da componente direta de terceiro harmônico da corrente, a componente de terceiro harmônico de eixo em quadratura ainda pode ser imposta livremente. Para definir o valor ótimo para esta componente da corrente o autor utiliza dois critérios de otimização, um dos critérios visa diminuir as perdas Joule e o outro, obter correntes de fase com mesma amplitude. Os resultados apresentados nas simulações e ensaios mostram apenas as correntes de fase do motor quando cada uma das estratégias de controle é aplicada. Nenhuma curva de torque ou velocidade é mostrada, entretanto os autores afirmam que a pulsação no torque é eliminada.

Os critérios de otimização utilizados no artigo (JACOBINA et al., 2004), quando a uma fase é perdida, são generalizados em (TANI et al., 2012) e (APSLEY, 2010) para máquinas com um número qualquer de fases operando com falta em qualquer uma das fases. Em (APSLEY, 2010) são demonstrados resultados de simulação utilizando uma máquina de indução de seis fases, em (TANI et al., 2012) ensaios são realizados utilizando uma

máquina de indução de sete fases. Nos dois trabalhos a estratégia de controle utilizada é por orientação de campo. Os resultados demonstram que o torque pulsante é eliminado quando o controle utilizando os critérios de otimização é usado.

Poucos artigos apresentam claramente o modelo utilizado para simular a máquina com falta. Como a grande maioria das estratégias de controle utiliza imposição de corrente, a dinâmica do circuito do estator é desconsiderada e as variações nos parâmetros do estator devido à falta não são abordadas. O artigo (RYU; KIM; SUL, 2006) modela uma máquina pentafásica síncrona de imã, operando sem uma fase, utilizando uma matriz de transformações de coordenadas para obter uma máquina equivalente em um novo sistema de coordenadas. Este novo sistema de coordenadas permite obter um modelo com coeficientes constantes e parâmetros de eixo direto e o eixo em quadratura distintos.

Mudanças de coordenadas são muito utilizados no controle vetorial de máquinas de indução e máquinas síncronas, pois permitem representar máquinas com um número qualquer de fases como uma máquina bifásica equivalente. Entretanto, a transformação normalmente utilizada quando aplicada a uma máquina assimétrica não torna o modelo mais simples. A transformação desenvolvida em (RYU; KIM; SUL, 2006) consegue realizar este feito e é utilizada para obter um modelo bifásico equivalente da máquina pentafásica de indução operando com falta em uma fase, em (PENG et al., 2011) e (KONG et al., 2014). Estes dois artigos são muito semelhantes, ambos controlam a máquina utilizando orientação de campo no fluxo do rotor. Em (KONG et al., 2014) o controle é feito utilizando técnica de controle indireto do fluxo do rotor e em (PENG et al., 2011) o controle direto do fluxo é feito. Ambos os artigos demonstram que neste novo sistema de coordenadas o torque pulsante pode ser eliminado quando a razão entre as componentes de eixo direto e em quadratura da corrente do estator é igual à razão das componentes da indutância mútuas entre o rotor e o estator. Os dois artigos utilizam a componente de terceiro harmônico da corrente para obter uma corrente de fase trapezoidal no estator. Entretanto, nada é dito sobre a densidade de fluxo no entreferro. Ou seja, os dois artigos consideram que a diminuição na amplitude das correntes fornece alguma vantagem sobre uma corrente senoidal. O artigo (KONG et al., 2014) faz ainda uma interessante análise comparativa entre desempenho do controle das correntes utilizando controle por histerese, controlador PI e um controlador ressonante. Os controles desenvolvidos nos artigos são matematicamente mais complexos que aqueles desenvolvidos em (XU; TOLYAT; PETERSEN, 2002)(PENG et al., 2011)(TANI et al., 2012) e (APSLEY, 2010), uma desvantagem é que os parâmetros do motor, utilizados na malha de controle após a falta, devem estar representados no novo sistema de coordenadas, enquanto que nas outras estratégias de controle desenvolvida, apenas a matriz que relaciona as correntes de referência do estator nos dois sistemas de coordenadas deve ser alterada.

Em (MORSY et al., 2013) é desenvolvido uma estratégia de controle do tipo tensão frequência. Embora seja semelhante ao controle V/F tradicional que opera em malha aberta, a técnica apresentada necessita do conhecimento das correntes do estator. A realimentação das correntes é utilizada na composição da componente sequência 3 da tensão. Desta forma, o controle impõe as componentes fundamentais de tensão da mesma forma que um controle V/F tradicional e utiliza um laço de realimentação de corrente na composição das componentes de sequência 3 da tensão. A estratégia de controle visa obter, em regime, as mesmas correntes ideais calculadas em (JACOBINA et al., 2004), que eliminam a pulsação no torque e garantem a mesma amplitude das correntes de fase. A malha de controle do terceiro harmônico da tensão utiliza um controlador ressonante o que garante erro nulo em regime para a corrente de referência. Os ganhos e a frequência

de ressonância do controlador são ajustados em tempo real de acordo com a velocidade de referência. Os resultados obtidos demonstram que o controle proposto é capaz de diminuir a pulsação do torque e garantir correntes de fase do estator equilibradas. Também é feita a análise da eficiência do motor após a falta, para diversas potências de saída. O motor com falta apresenta uma eficiência menor que o motor saudável e maior que a do motor operando com falta e sem controle.

Um esquema de controle diferente é desenvolvido em (GUZMAN et al., 2014), onde é feito uso de uma estratégia de controle preditivo. Este tipo de controle utiliza um modelo dinâmico e os estados medidos e estimados para prever o comportamento da máquina quando cada uma das entradas possíveis é aplicada. Diferente dos métodos tradicionais, o controle preditivo permite que vários estados da máquina sejam controlados simultaneamente utilizando uma função de custo para escolher a melhor entrada possível. Para uma máquina pentafásica saudável, trinta e duas entradas possíveis - referentes a todas as combinações válidas das chaves do inversor - devem ser testadas. Quando uma fase é perdida o número cai para dezesseis, se duas fases forem perdidas o número cai para oito. As desvantagens nesta estratégia é que os estados da máquina devem ser medidos ou estimados e para cada uma das diferentes configurações de falta existe um modelo matemático diferente. Em (GUZMAN et al., 2014) uma transformação matricial permite utilizar o mesmo modelo antes e depois da perda de uma fase, eliminando assim uma das desvantagens do controle. A técnica de controle apresentada é por orientação de campo, o modelo preditivo é utilizado para encontrar qual a entrada que resulta nas correntes mais próximas da corrente de referência. Os resultados obtidos demonstraram que o controle é capaz de manter a máquina funcionando após a falta, praticamente sem torques pulsantes. O controle é testado para diferentes torques, mantendo a velocidade constante e a corrente máxima igual à corrente nominal. Os critérios para a composição das correntes de fase foram o de mínima perda no cobre e amplitudes iguais. O torque máximo obtido foi de 56% do torque nominal, quando o critério de mínima perda no cobre foi utilizado e de 64% quando o critério de amplitudes iguais, para todas as correntes de fase, foi utilizado.

Em (BIANCHI et al., 2008) são verificadas as vantagens de se utilizar uma ponte completa (Figura 2) para cada fase da máquina pentafásica síncrona de ímã. O uso de tal topologia no inversor possibilita o controle independente das correntes em cada fase do motor. A soma das correntes de fase não necessita ser zero como nos inversores tradicionais (Figura 3) e a relação entre as componentes harmônicas da corrente que surgem quando a máquina opera sem uma ou mais fases, deixa de existir. Passa a ser possível a imposição de componentes harmônicos da corrente em cada uma das fases de forma independente. No estudo são realizados ensaios para avaliar o desempenho da máquina quando a mesma opera sem uma fase ou sem duas fases. É comparado o desempenho do inversor tradicional e o desempenho do inversor com ponte completa. A análise dos resultados leva os autores do estudo a concluir que o uso de um inversor com ponte completa permite acionar a máquina com correntes de fase de mesma amplitude e pulsação de torque reduzida sem que seja necessário impor componentes de terceiro harmônico na corrente. O torque obtido após a perda de uma ou duas fases, mantendo-se as perdas Joule inalteradas também é maior quando se utiliza o inversor com ponte completa. A maior desvantagem desta configuração de inversor é o aumento da complexidade devido ao maior número de chaves potência. Embora as tensões e correntes que cada chave deve suportar são menores, o custo de um inversor de ponte completa certamente será maior que o de um inversor de meia ponte.

É importante ressaltar que as análises feitas em (BIANCHI et al., 2008) utilizaram um

motor síncrono e as melhoras no desempenho da máquina operando com falta, não serão as mesmas quando utilizada uma máquina de indução.

Figura 3: Inversor ponte completa pentafásico. Fonte: (BIANCHI et al., 2008)

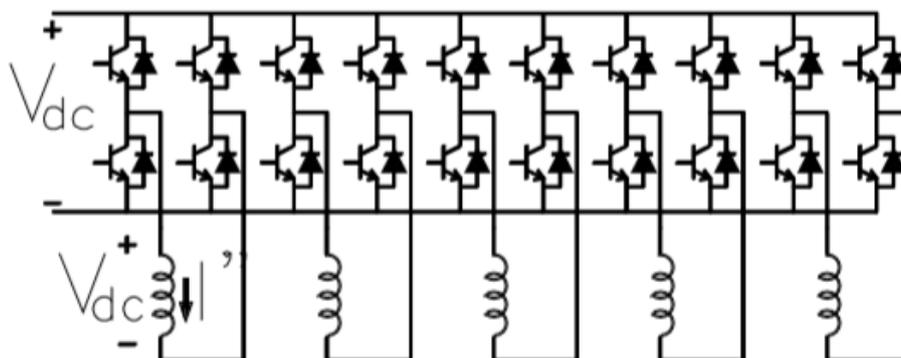


Figura 4: \*

Fonte: (BIANCHI et al., 2008)

Figura 5: Inversor meia ponte pentafásico.

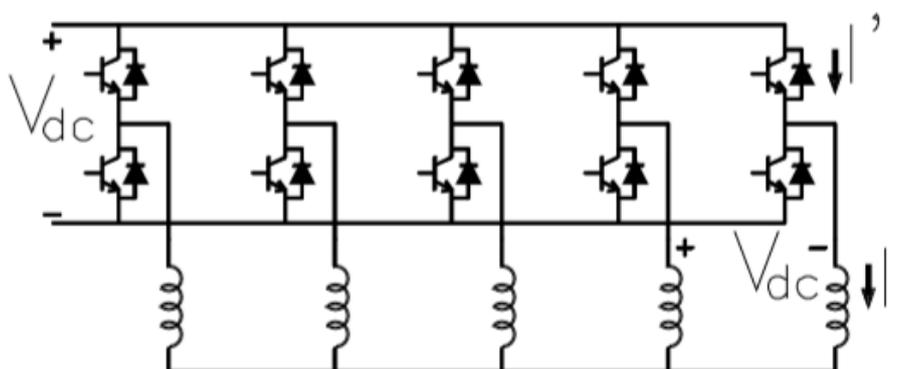


Figura 6: \*

Fonte: (BIANCHI et al., 2008).

A análise da máquina de indução pentafásica operando com e sem falta, com os enrolamentos do estator configurados em estrela e pentágono, é realizada em (ABDEL-KHALIK et al., 2015). O inversor de frequência utilizado é do tipo meia ponte. A ligação em pentágono na máquina pentafásica possui o mesmo inconveniente da ligação em triângulo das máquinas trifásicas. Correntes de sequência zero podem ser induzidas no estator, aumentando as perdas Joule e diminuindo o desempenho e o rendimento da máquina. Entretanto, o estudo realizado demonstra que para uma máquina com ligação em pentágono, operando em malha aberta e sem uma fase, as correntes de fase do estator são menores. Quando o controle é feito e as correntes ótimas são aplicadas, a máquina com ligação em

estrela possui melhor desempenho, considerando a pulsação do torque como critério, e menor eficiência.

Neste seção foram apresentados os principais trabalhos na área de controle de máquinas com um número de fases maior que três. Também foram apresentadas algumas soluções que permitem que as máquinas trifásicas e pentafásica possam operar, partir e ser controlada mesmo após a perda de uma das fases.

### 1.3 Objetivos Da Dissertação

Esta dissertação tem como objetivo avaliar o desempenho da estratégia de controle vetorial e escalar para uma máquina operando sem uma fase. Busca-se determinar a diferença no desempenho quando a máquina é acionada por cada uma das estratégias. Mais precisamente este trabalho visa:

- desenvolver um modelo para a máquina de indução pentafásica capaz representar o comportamento da máquina quando a mesma perde uma fase;
- identificar quais as causas do torque pulsante que surge com a perda de uma ou mais fases;
- verificar a diminuição na pulsação do torque obtida com cada uma das estratégias de controle;
- comparar as vantagens e desvantagens de cada estratégia de controle.

### 1.4 Organização da dissertação

A dissertação é organizada em cinco capítulos, que são:

Capítulo 1: Neste capítulo, é apresentada uma pequena revisão bibliográfica sobre estratégias de controle para máquinas com mais de três fases, a motivação do trabalho e os objetivos que se deseja atingir.

Capítulo 2: Neste capítulo, é desenvolvido um modelo para a máquina pentafásica operando sem uma ou mais fases. Este modelo será então utilizado nas simulações das estratégias de controle apresentadas no Capítulo 4.

Capítulo 3: Neste capítulo são apresentadas duas estratégias de controle, uma estratégia vetorial baseada em estratégias estudadas durante a revisão bibliográfica e uma estratégia escalar desenvolvida como parte deste trabalho. Um modelo alternativo para a máquina pentafásica operando sem uma fase é apresentado. Este modelo surge como um subproduto durante o desenvolvimento controle escalar.

Capítulo 4: Neste capítulo são apresentados os resultados dos ensaios e simulações realizados utilizando as estratégias de controle discutidas no Capítulo 3.

Capítulo 5: Conclusão. São apresentados e discutidos os principais resultados obtidos nos ensaios e simulações.

## 2 TIPOS DE FALHAS E O MODELO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO PENTAFÁSICA

Neste capítulo são apresentados os tipos mais comuns de falhas em máquinas de indução. Também é apresentado o modelo para a máquina pentafásica que é utilizado nas simulações apresentadas nos capítulos seguintes, bem como as modificações que devem ser feitas no modelo de forma a permitir simular a máquina com perda de uma ou duas fases.

### 2.1 Tipos de falha em máquinas de indução

Existem diversos tipos de falha que podem ocorrer em máquinas de indução e muitos estudos estão sendo realizados na área de diagnóstico de falhas utilizando dados como corrente, tensão, temperatura, nível de vibração e campo eletromagnético (Ghate and Dudul, 2010). Estes esforços têm como objetivo principal detectar faltas incipientes, permitindo que a manutenção seja feita antes que a falta evolua e desencadeie outras falhas mais graves.

Máquinas de indução, devido as suas características construtivas, são dispositivos robustos quando comparados a outras máquinas elétricas como motores de corrente contínua e motores síncronos. Isso acontece, pois a maioria das máquinas de indução é do tipo gaiola de esquilo e não precisam de escovas e comutadores para conectar eletricamente o rotor ao estator.

Segundo muitos estudos, a maioria das falhas em máquinas de indução ocorre no estator. De acordo com (Bonnet; Yung, 2008), as falhas nos rolamentos são as mais comuns sendo responsáveis por 69% do total de falhas, os enrolamentos do estator são responsáveis por 21% do total de falhas e as falhas nas barras do rotor e no eixo são responsáveis por 7% a 3% do total de falhas, respectivamente. Outro estudo, feito por (NANDI; TOLIYAT; LI, 2005), apresentou números diferentes, segundo o estudo entre 40% e 50% das falhas ocorrem nos rolamentos, entre 30% e 40% das falhas ocorrem nos enrolamentos do estator, as falhas nos anéis e barras do rotor são responsáveis por 10% a 5% do total das falhas.

Diferentes estudos apresentam percentuais diferentes, entretanto as falhas no estator são sempre superiores ao número de falhas que ocorrem no rotor. A seguir serão citadas as causas e as consequências dos principais tipos de falta segundo (NANDI; TOLIYAT; LI, 2005).

### 2.1.1 Falhas nos Rolamentos

Mesmo motores bem alinhados, operando dentro de seus limites e com cargas balanceadas estão sujeitos a falhas nos rolamentos devido à fadiga. A fadiga nada mais é do que a ruptura progressiva do material devido a ciclos repetidos de tensão. Os principais fatores que levam um rolamento a falhar são vibrações, excentricidades do rotor e correntes induzidas nos rolamentos. Outros fatores que levam o motor a falhar são:

- fatores ambientais como umidade, a contaminação por água, ácidos e a abrasão por partículas sólidas;
- lubrificação inadequada por excesso ou falta de lubrificante, que acabam causando aquecimento excessivo e abrasão;
- instalação inadequada dos rolamentos que acabam criando forças devido ao desalinhamento do rotor.

Os principais sintomas decorrentes de falhas nos rolamentos são o aumento do ruído e surgimento de vibrações. Estas vibrações podem desencadear falhas nos enrolamentos do estator e nas barras do rotor.

### 2.1.2 Falhas Nos Anéis e Barras Do Rotor

Rachaduras e quebras de barras ou anéis do rotor são difíceis de detectar, pois não apresentam sintomas fáceis de serem detectados. Os fatores que contribuem para a ocorrência de tais falhas são:

- estresse térmico devido à sobrecarga ou pontos quentes, perdas excessivas e faiscamento;
- estresse devido a forças de origem magnética, vibrações, ruído eletromagnético e trações magnéticas desbalanceadas;
- estresse internos devido ao processo de fabricação.
- fatores ambientais como abrasão e contaminação por produtos químicos;
- fadiga nos materiais do rotor.

### 2.1.3 Falhas no estator

Estão relacionadas com problemas no isolamento elétrico dos condutores ou rompimento dos mesmos resultando numa variação dos parâmetros das fases sob falta ou a perda da fase. Acredita-se que tais falhas começam como falha no isolamento entre espiras e evoluem culminando na perda da fase. A perda de uma fase tem como principal sintoma o surgimento de um torque pulsante com duas vezes a frequência de alimentação. Em máquinas trifásicas a perda de uma fase impede a máquina de partir. As principais causas das falhas no isolamento segundo (NANDI; TOLIYAT; LI, 2005) são:

- altas temperaturas nos enrolamentos ou no núcleo do estator
- má laminação, imperfeições nas ranhuras do estator;
- cabeças de enrolamento soltas;

- umidade, contaminação com óleo e sujeira;
- descargas elétricas;
- vazamento no sistema de arrefecimento;
- curtos circuitos ou estresses durante a partida da máquina.

As estratégias de controle abordadas neste trabalho visam melhorar o desempenho da máquina quando a mesma perde uma das fases, pois este é o caso que impõe o maior número de restrições quanto ao acionamento da máquina.

#### 2.1.4 Modelo da máquina pentafásica

Os modelos dinâmicos utilizados na simulação da máquina de indução possuem diversas simplificações. O circuito magnético é considerado linear, assim as indutâncias são constantes, as perdas magnéticas não são consideradas, a indutância mútua entre os enrolamentos do rotor e o estator são funções senoidais da posição angular entre o rotor e o estator e a distribuição da força magnetomotriz produzida pelo estator e rotor no entreferro é considerada senoidal. Conseqüentemente, a densidade de fluxo, que é imposta pelo estator e rotor, também é considerada senoidal.

Na realidade, a força magnetomotriz produzida pelo estator não é perfeitamente senoidal. Para máquinas com o número de ranhuras por polo e fase igual a 1 ( $q=1$ ), a força magnetomotriz é aproximadamente quadrada, como ilustrado na Figura 7. Em máquinas trifásicas esta simplificação tem um impacto menor, pois o terceiro harmônico da indução não é capaz de produzir torque. As componentes de terceiro harmônico das três fases estão em fase, como pode ser visto na Figura 8 e portanto nenhum campo girante pode ser obtido, apenas um campo pulsante.

Figura 7: Força magnetomotriz no entreferro e suas harmônicas

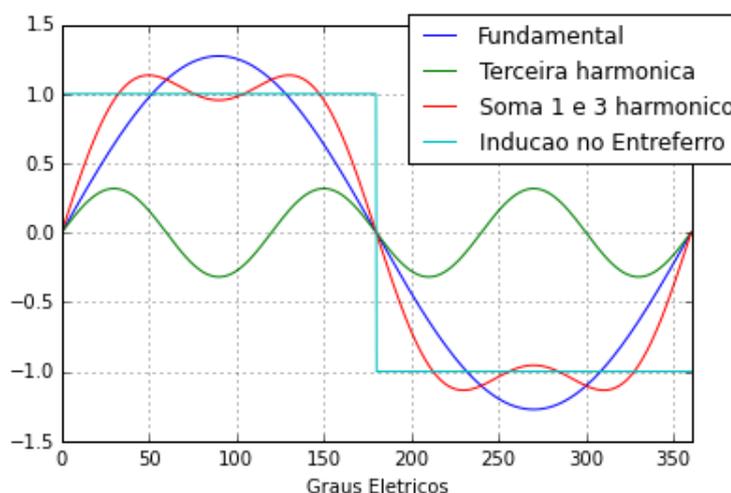


Figura 8: Força magnetomotriz no entreferro e suas harmônicas, para as três fases da máquina trifásica.

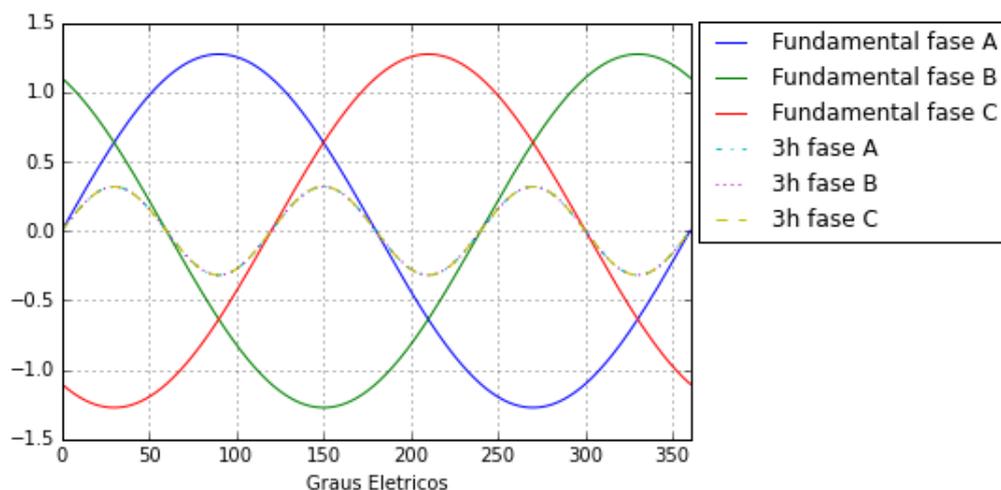
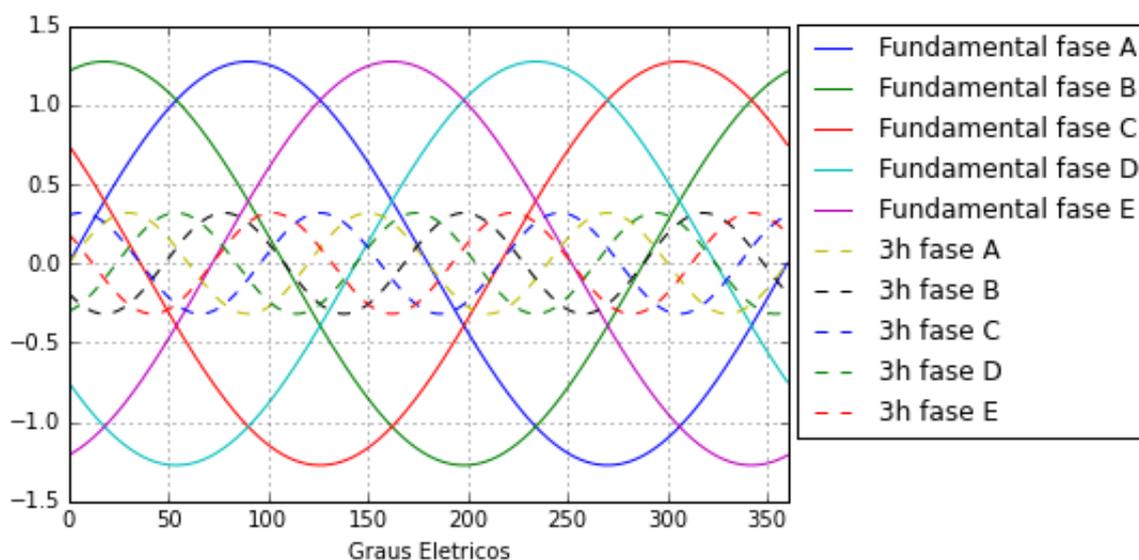


Figura 9: Indução no entreferro e suas harmônicas para as cinco fases da máquina pentafásica.



Diferente da máquina de indução trifásica, a máquina pentafásica pode produzir torque utilizando os harmônicos de ordem superior da indução no entreferro. A Figura 9 mostra a força magnetomotriz normalizada no entreferro de uma máquina pentafásica com dois polos. As linhas cheias são referentes às componentes fundamentais em cada fase, as linhas pontilhadas são as referentes ao terceiro harmônico. Diferente da máquina trifásica, onde as componentes de terceiro harmônico estão em fase, a máquina pentafásica possui uma diferença de  $216^\circ$  entre as componentes de terceiro harmônico. Isso

possibilita a criação dos campos girantes, um para cada harmônico, apenas alimentando a máquina com tensões ou correntes contendo as duas componentes.

Em (PEREIRA et al., 2006) é desenvolvido o modelo para máquinas pentafásicas que leva em consideração as componentes da indução no entreferro. O modelo utilizado aqui é baseado no modelo desenvolvido neste artigo; são consideradas apenas a primeira e a terceira harmônica da indução uma vez que os harmônicos de ordem superior ao terceiro praticamente não contribuem para o torque. Nas Seções 2.2 - 2.6 são apresentadas as equações da máquina operando sem falha, as mudanças de base e as transformações de coordenadas utilizadas para simular a máquina sem falha. Este material pode ser encontrado de forma mais detalhada em (PEREIRA et al., 2006). Nas Seções 2.7 e 2.8 são apresentadas as modificações necessárias para simular a máquina operando sem uma fase e a origem da pulsação no torque. Estas duas seções foram desenvolvidas durante o mestrado.

## 2.2 Equações de Malha do Estator e do Rotor

Máquinas elétricas são dispositivos de conversão eletromecânica de energia. Por este motivo, o modelo dinâmico destes dispositivos são divididos em duas partes. Uma parte mecânica que estabelece as relações entre torques, acelerações e a inércia do sistema e a outra parte elétrica que estabelece relações entre as correntes e tensões no rotor e no estator da máquina. A iteração entre as duas partes é dada pela equação do torque. A equação do torque é função das correntes que circulam pelo rotor e pelo estator da máquina e também das indutâncias mútuas entre os dois. As indutâncias mútuas são funções da posição angular entre o rotor e o estator. Diferente do modelo da máquina de indução trifásica, o modelo da máquina pentafásica pode utilizar as harmônicas de ordem superior no entreferro na composição do torque.

### 2.2.1 Equação de malha do Estator

A equação de malha para uma fase do estator da máquina de indução é dada por:

$$v_{ks} = R_{ks}i_{ks} + \frac{d\Psi_{ks}}{dt}, k = 1, 2, 3, 4, 5 \quad (1)$$

O subscrito  $k$  indica a fase e o subscrito  $s$  indica que a variável ou parâmetro são referentes ao estator. A tensão de alimentação da fase  $k$  é dada por  $v_{ks}$ , a corrente que circula pela fase  $k$  é  $i_{ks}$  e o fluxo concatenado nas bobinas da fase  $k$  é dada por  $\Psi_{ks}$ . O fluxo na fase  $k$  em função das correntes que circulam pelas  $N$  fases do rotor e pelas  $M$  fases do estator é dado pela equação abaixo.

$$\Psi_{ks} = L_{\delta s}i_{ks} + \sum_{n=1}^M L_{kn}^s i_{ns} + \sum_{n=1}^N L_{kn}^{sr}(\theta_e)i_{nr} \quad (2)$$

Sendo  $N$  o número de fases do rotor e  $M$  o número de fases do estator. Os subscritos  $r$  indica que a variável pertence ao rotor e o subscrito  $s$  indica que a variável pertence ao estator. As indutâncias do rotor possuem o sobrescrito  $r$  e as indutâncias do estator possuem a sobrescrito  $s$ , o sobrescrito  $sr$  e o sobrescrito  $rs$  indica indutância mútua entre o estator e o rotor. Sendo que uma indutância com o sobrescrito  $sr$  fornece o fluxo no

estator devido a corrente que circula no rotor e a indutância com o sobrescrito  $rs$  fornece o fluxo no rotor devido a corrente que circula no estator. O ângulo elétrico entre o rotor e o estator é dado por  $\theta_e$  e a relação deste com o ângulo mecânico  $\theta_r$  é dado pela equação abaixo, onde  $p$  representa o número de pares de polos.

$$\theta_e = p\theta_r \quad (3)$$

O ângulo  $\theta_e$  mede o ângulo de defasagem entre o eixo magnético da fase 1 do estator e fase 1 do rotor.

A indutância entre duas fases do estator,  $k$  e  $w$ , é dada pela equação abaixo.

$$L_{kw}^s = \sum_{h=1,3,5\dots}^{\infty} \widehat{L}_{sh} \cos(\gamma h(w - k)) \quad (4)$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{M} \quad (5)$$

Esta equação é a série de Fourier da indutância e está baseada na descrição da distribuição da indução no entreferro também por meio de uma série de Fourier. A amplitude máxima para cada harmônico é dada por  $\widehat{L}_{sh}$  e o índice  $h$  do somatório indica a harmônica. A indutância mútua  $L_{kn}^{sr}$  entre uma fase  $k$  do estator e uma fase  $w$  do rotor é dada pela seguinte equação:

$$L_{kw}^{sr}(\theta_e) = \sum_{h=1,3,5\dots}^{\infty} \widehat{L}_{mh}^{sr} \cos(\theta_e h - \gamma h(k - 1) + \varepsilon h(w - 1)) \quad (6)$$

$$\varepsilon = \frac{2\pi h}{N} \quad (7)$$

Esta equação é função do ângulo entre o rotor e o estator. À medida que o rotor vai mudando sua posição relativa ao estator, o circuito magnético entre duas fases varia e consequentemente a indutância entre as fases. O fluxo na fase  $k$  do estator dado pela equação (2) pode ser reescrito utilizando (6) e (4) como segue:

$$\Psi_{ks} = L_{\delta s} i_{ks} + \sum_{h=1,3,5\dots}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^M i_{ns} \widehat{L}_{sh} \cos(\gamma h(n - k)) + \sum_{n=1}^N i_{nr} \widehat{L}_{mh}^{sr} \cos(\theta_e h - \gamma h(k - 1) + \varepsilon h(n - 1)) \right] \quad (8)$$

A derivada do fluxo na fase  $k$  é então dada por:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{ks}}{dt} = & L_{\delta s} \frac{di_{ks}}{dt} + \sum_{h=1,3,5\dots}^{\infty} \sum_{n=1}^M \frac{di_{ns}}{dt} \widehat{L}_{sh} \cos(\gamma h(n - k)) + \\ & \sum_{h=1,3,5\dots}^{\infty} \sum_{n=1}^N \frac{di_{nr}}{dt} \widehat{L}_{mh}^{sr} \cos(\theta_e h - \gamma h(k - 1) + \varepsilon h(n - 1)) - \\ & \sum_{h=1,3,5\dots}^{\infty} \sum_{n=1}^N i_{nr} \widehat{L}_{mh}^{sr} \omega_e h \sin(\theta_e h - \gamma h(k - 1) + \varepsilon h(n - 1)) \end{aligned} \quad (9)$$

Substituindo esta equação em (1) obtêm-se a equação de malha para uma fase do estator.

### 2.2.2 Equações de Malha do Rotor

A equação de malha para uma fase do rotor é dada por:

$$v_{kr} = R_{kr}i_{kr} + \frac{d\Psi_{kr}}{dt}, k = 1, 2, 3, 4, 5 \dots N \quad (10)$$

Para uma máquina com rotor do tipo gaiola de esquilo as tensões  $v_{kr}$  são iguais à zero, desta forma a equação (10) pode ser reescrita como segue:

$$0 = R_{kr}i_{kr} + \frac{d\Psi_{kr}}{dt}, k = 1, 2, 3, 4, 5 \dots N \quad (11)$$

O fluxo concatenado com uma fase do rotor é dado pela seguinte equação:

$$\Psi_{kr} = L_{\delta k}i_{rk} + \sum_{n=1}^N L_{kn}^r i_{rn} + \sum_{n=1}^M L_{kn}^{rs}(\theta_e)i_{sn} \quad (12)$$

A indutância mútua entre duas fases do rotor,  $k$  e  $w$ , é dada pela seguinte equação:

$$L_{kw}^r = \sum_{h=1,3,5 \dots}^{\infty} \hat{L}_{rh}^r \cos(\varepsilon h(w - k)) \quad (13)$$

O fluxo no rotor pode então ser reescrito como segue:

$$\Psi_{kr} = \sum_{h=1,3,5 \dots}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^N i_{nr} \hat{L}_{rh}^r \cos(\varepsilon h(n - k)) + \sum_{n=1}^M \hat{L}_{mh}^{rs} \cos(\theta_e h - \gamma h(k - 1) + \varepsilon h(n - 1)) \right] \quad (14)$$

E a derivada do fluxo em uma fase do rotor é dada por:

$$\frac{d\Psi_{kr}}{dt} = L_{\delta r} \frac{di_{kr}}{dt} + \sum_{h=1,3,5 \dots}^{\infty} \sum_{n=1}^N \frac{di_{nr}}{dt} \hat{L}_{rh}^r \cos(\varepsilon h(n - k)) + \quad (15)$$

$$\sum_{h=1,3,5 \dots}^{\infty} \sum_{n=1}^M \frac{di_{nr}}{dt} \hat{L}_{mh}^{rs} \cos(\theta_e h - \gamma h(k - 1) + \varepsilon h(n - 1)) - \quad (16)$$

$$\sum_{h=1,3,5 \dots}^{\infty} \sum_{n=1}^M i_{nr} \hat{L}_{mh}^{rs} \omega_e h \operatorname{sen}(\theta_e h - \gamma h(k - 1) + \varepsilon h(n - 1))$$

Substituindo esta última equação em (11), obtém-se a equação de malha do rotor em função das correntes do estator e do rotor. Existem várias alternativas para a escolha de  $N$ . Muitos autores utilizam o mesmo número de fase no rotor e no estator, isso significa que o rotor é substituído por um rotor equivalente que produz no entreferro a mesma componente fundamental do campo magnético. Quando se deseja incluir o efeito de harmônicos de ordem superior o método sugerido em (PEREIRA et al., 2006) considera que cada malha, formada por barras adjacentes do rotor, corresponde a uma fase. Esta abordagem será utilizada também neste trabalho.

## 2.3 Torque

A equação do torque é obtida utilizando o princípio da conservação da energia. A forma como a equação é derivada, para máquinas trifásicas, pode ser encontrada em diversos livros (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002; VAS, 1998; WHITE; WOODSON, 1968). O procedimento para uma máquina pentafásica é análogo. A equação (17) fornece o torque produzido pela máquina em função das correntes de fase do rotor e do estator.

$$T_e = p \cdot [i_s]^T \frac{d[L_s^{sr}(\theta)]}{d\theta_e} [i_r] \quad (17)$$

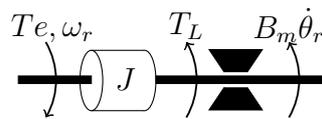
Sendo  $p$  o número de pares de polos,  $[i_s]$  um vetor contendo as correntes de fase do estator,  $[i_r]$  um vetor contendo as correntes de fase do rotor e  $[L_s^{sr}(\theta)]$  uma matriz contendo as indutâncias mútuas entre as fases do rotor e do estator. O sobrescrito  $T$  indica que o vetor é transposto.

Esta equação, quando escrita segundo as variáveis de fase é bastante extensa. O vetor  $[i_s]$  contém cinco variáveis enquanto o vetor  $[i_r]$  contém um número de variáveis igual ao número de fases do rotor. Considerando que o número de fases é igual ao número de barras do rotor, então, este vetor pode ter dezenas de elementos. Para simplificar o modelo emprega-se uma mudança de variáveis descrita na Seção 2.5.

## 2.4 Modelo Mecânico

A dinâmica da parte mecânica da máquina é modelada por um volante de inércia, representando o rotor e um amortecimento que modela o atrito dos mancais e a ventilação forçada utilizada na refrigeração da máquina. A Figura 10 ilustra o modelo da parte mecânica da máquina.

Figura 10: Modelo mecânico.



A equação diferencial que modela a dinâmica deste sistema mecânico é:

$$J\ddot{\theta}_r = -B_m\dot{\theta}_r + T_e - T_L \quad (18)$$

sendo  $J$  o momento de inércia,  $B_m$  o coeficiente de amortecimento viscoso,  $\theta_r$  o ângulo mecânico entre o rotor e o estator,  $T_e$  o torque gerado pelo motor e  $T_L$  o torque de carga.

## 2.5 Mudança de Base

O modelo como foi apresentado na seção anterior - em função das variáveis de fase - é pouco utilizado, pois existe um forte acoplamento entre as variáveis do sistema. Fazendo uso da matriz de Fourier é possível, através de uma transformação de similaridade, representar o sistema utilizando um novo sistema de coordenadas. A máquina pentafásica pode

ser representada por duas máquinas bifásicas. Duas matrizes de Fourier são utilizadas na mudança de base do sistema, uma de ordem  $N \times N$  e outra de ordem  $M \times M$ . No caso da máquina pentafásica,  $M$  - o número de fases do estator - é igual a cinco e a matriz de Fourier é a seguinte (PEREIRA et al., 2006; WHITE; WOODSON, 1968):

$$[T_s] = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 & a^3 & a^4 \\ 1 & a^2 & a^4 & a^6 & a^8 \\ 1 & a^3 & a^6 & a^9 & a^{12} \\ 1 & a^4 & a^8 & a^{12} & a^{16} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$a = e^{j\frac{2\pi}{5}}$$

Para o rotor a matriz utilizada na mudança de base é de ordem  $N \times N$  pois o rotor contém  $N$  fases. De forma genérica a matriz para o rotor pode ser escrita como segue:

$$[T_r] = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & b^{1 \cdot 1} & b^{1 \cdot 2} & \dots & b^{1 \cdot (N-1)} \\ 1 & b^{2 \cdot 1} & b^{2 \cdot 2} & \dots & b^{2 \cdot (N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & b^{N \cdot 1} & b^{N \cdot 2} & \dots & b^{(N-1) \cdot (N-1)} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$b = e^{j\frac{2\pi}{N}}$$

Para realizar a mudança de coordenadas utilizando a matriz de Fourier é mais conveniente representar o sistema em espaço de estado. As equações de malha do rotor e do estator (1) e (10) podem ser reescritas como segue:

$$\begin{bmatrix} v_{1s} \\ v_{2s} \\ v_{3s} \\ v_{4s} \\ v_{5s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1s} \\ i_{2s} \\ i_{3s} \\ i_{4s} \\ i_{5s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11}^s & L_{12}^s & L_{13}^s & L_{14}^s & L_{15}^s \\ L_{21}^s & L_{22}^s & L_{23}^s & L_{24}^s & L_{25}^s \\ L_{31}^s & L_{32}^s & L_{33}^s & L_{34}^s & L_{35}^s \\ L_{41}^s & L_{42}^s & L_{43}^s & L_{44}^s & L_{45}^s \\ L_{51}^s & L_{52}^s & L_{53}^s & L_{54}^s & L_{55}^s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1s} \\ i_{2s} \\ i_{3s} \\ i_{4s} \\ i_{5s} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} L_{11}^{sr} & \dots & L_{1N}^{sr} \\ L_{21}^{sr} & \dots & L_{2N}^{sr} \\ L_{31}^{sr} & \dots & L_{3N}^{sr} \\ L_{41}^{sr} & \dots & L_{4N}^{sr} \\ L_{51}^{sr} & \dots & L_{5N}^{sr} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1r} \\ \vdots \\ i_{Nr} \end{bmatrix} + \omega_e \frac{d}{d\theta_e} \begin{bmatrix} L_{11}^{sr} & \dots & L_{1N}^{sr} \\ L_{21}^{sr} & \dots & L_{2N}^{sr} \\ L_{31}^{sr} & \dots & L_{3N}^{sr} \\ L_{41}^{sr} & \dots & L_{4N}^{sr} \\ L_{51}^{sr} & \dots & L_{5N}^{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1r} \\ \vdots \\ i_{Nr} \end{bmatrix} \quad (21)$$

Como o rotor possui  $N$  fases, a dimensão da matriz das indutâncias mútuas foi deixada em função de  $N$ . Neste modelo considera-se que cada duas barras adjacentes do rotor correspondem a uma fase do rotor.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{1r} \\ \vdots \\ v_{Nr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r & -R_{rb} & 0 & 0 & 0 & \dots & -R_{rb} \\ -R_{rb} & R_r & -R_{rb} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -R_{rb} & R_r & -R_{rb} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -R_{rb} & R_r & -R_{rb} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_{rb} & 0 & 0 & 0 & \dots & -R_{rb} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1r} \\ \vdots \\ i_{Nr} \end{bmatrix} + \\
\begin{bmatrix} L_{11}^r & L_{12}^r & \dots & L_{1N}^r \\ L_{21}^r & L_{22}^r & & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ L_{N1}^r & \dots & L_{NN}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1r} \\ \vdots \\ i_{Nr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11}^{rs} & L_{12}^{rs} & L_{13}^{rs} & L_{14}^{rs} & L_{15}^{rs} \\ L_{21}^{rs} & L_{22}^{rs} & L_{23}^{rs} & L_{24}^{rs} & L_{25}^{rs} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{N1}^{rs} & L_{N2}^{rs} & L_{N3}^{rs} & L_{N4}^{rs} & L_{N5}^{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{1s} \\ \frac{d}{dt} i_{2s} \\ \frac{d}{dt} i_{3s} \\ \frac{d}{dt} i_{4s} \\ \frac{d}{dt} i_{5s} \end{bmatrix} + \\
\omega_e \frac{d}{d\theta_e} \begin{bmatrix} L_{11}^{rs} & L_{12}^{rs} & L_{13}^{rs} & L_{14}^{rs} & L_{15}^{rs} \\ L_{21}^{rs} & L_{22}^{rs} & L_{23}^{rs} & L_{24}^{rs} & L_{25}^{rs} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{N1}^{rs} & L_{N2}^{rs} & L_{N3}^{rs} & L_{N4}^{rs} & L_{N5}^{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1s} \\ i_{2s} \\ i_{3s} \\ i_{4s} \\ i_{5s} \end{bmatrix} \quad (22)
\end{aligned}$$

A matriz de Fourier, quando aplicada a um vetor de estados, resulta em outro vetor de estados, onde cada estado corresponde a uma componente de seqüência do estado original. Usando como exemplo as tensões do estator, obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_0 \\ \tilde{v}_1 \\ \tilde{v}_2 \\ \tilde{v}_3 \\ \tilde{v}_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 & a^3 & a^4 \\ 1 & a^2 & a^4 & a^6 & a^8 \\ 1 & a^3 & a^6 & a^9 & a^{12} \\ 1 & a^4 & a^8 & a^{12} & a^{16} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1s} \\ v_{2s} \\ v_{3s} \\ v_{4s} \\ v_{5s} \end{bmatrix} \quad (23)$$

Os estados são agora funções complexas do tempo, conhecidos como fasores de espaço. O subscrito 0 indica componente de seqüência zero, os subscritos 1, 2, 3 e 4 indicam componente de seqüência 1, 2, 3 e 4, respectivamente. A segunda e a quinta linha da matriz de Fourier são conjugadas complexas, o mesmo ocorre com a terceira e a quarta linha da matriz. Como as correntes de fase são sempre valores reais, as componentes de seqüência três e quatro também serão conjugadas complexas das componentes dois e um respectivamente. Utilizando \* para indicar complexo conjugado, o vetor das componentes de seqüência pode ser reescrito como segue:

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_0 \\ \tilde{v}_1 \\ \tilde{v}_2 \\ \tilde{v}_3 \\ \tilde{v}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{v}_0 \\ \tilde{v}_1 \\ \tilde{v}_3^* \\ \tilde{v}_3 \\ \tilde{v}_1^* \end{bmatrix} \quad (24)$$

O modelo no novo sistema de coordenadas é obtido multiplicando as matrizes das indutâncias e resistências, das equações(21) e (22) pelas matrizes de Fourier (19) e (20) conforme apresentado abaixo.

$$\begin{aligned}
[\tilde{v}_s] &= [T_s][R_s][T_s]^{-1}[\tilde{i}_s] + [T_s][L_s][T_s]^{-1}[\tilde{i}_s] + [T_s][L_{sr}][T_r]^{-1}\frac{d[\tilde{i}_r]}{dt} + \omega_e[T_s]\frac{d[L_{sr}]}{d\theta_e}[T_r]^{-1}[\tilde{i}_r] \\
[\tilde{v}_r] &= [T_r][R_r][T_r]^{-1}[\tilde{i}_r] + [T_r][L_r][T_r]^{-1}[\tilde{i}_r] + [T_r][L_{rs}][T_s]^{-1}\frac{d[\tilde{i}_s]}{dt} + \omega_e[T_r]\frac{d[L_{rs}]}{d\theta_e}[T_s]^{-1}[\tilde{i}_s]
\end{aligned}$$

As matrizes no novo sistema de coordenadas são:

$$\begin{aligned}
[\tilde{R}_s] &= [T_s][R_s][T_s]^{-1} \\
[\tilde{R}_r] &= [T_r][R_r][T_r]^{-1} \\
[\tilde{L}^s] &= [T_s][L^s][T_s]^{-1} \\
[\tilde{L}^r] &= [T_r][L^r][T_r]^{-1} \\
[\tilde{L}_r^{sr}] &= [T_s][L^s][T_r]^{-1} \\
[\tilde{L}_r^{rs}] &= [T_r][L^r][T_s]^{-1} \\
\frac{d[\tilde{L}_{rs}]}{d\theta_e} &= [T_r]\frac{d[L_{rs}]}{d\theta_e}[T_s]^{-1} \\
\frac{d[\tilde{L}_{sr}]}{d\theta_e} &= [T_s]\frac{d[L_{sr}]}{d\theta_e}[T_r]^{-1}
\end{aligned}$$

A matriz das resistências do estator e a matriz das indutâncias próprias do estator se tornam diagonais de ordem  $5 \times 5$ , a matriz das resistências das barras do rotor e a matriz das indutâncias próprias do rotor também são diagonais, porém de ordem  $N \times N$ . As matrizes das indutâncias mútuas não serão quadradas, serão matrizes de ordem  $5 \times N$  e  $N \times 5$ , cada linha destas matrizes corresponde aos coeficientes de uma componente de seqüência. Como as indutâncias diminuem rapidamente para componentes harmônicas de alta ordem, apenas são consideradas as componentes fundamental e de 3<sup>o</sup> harmônica. Com esta simplificação apenas são consideradas a onda fundamental e de terceiro harmônico da indução no entreferro como consequência a matriz de indutâncias mútuas se torna diagonal. Conforme é mostrado na seqüência.

Equação de malha do estator no novo sistema de coordenadas são apresentadas nas

equações (25).

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \tilde{v}_{0s} \\ \tilde{v}_{1s} \\ v_{3s}^* \\ \tilde{v}_{3s} \\ v_{1s}^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \tilde{R}_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{R}_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{R}_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{R}_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{R}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{0s} \\ \tilde{i}_{1s} \\ i_{3s}^* \\ \tilde{i}_{3s} \\ i_{1s}^* \end{bmatrix} + \\
 &\begin{bmatrix} \tilde{L}_\delta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_\delta + \tilde{L}_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{L}_\delta + \tilde{L}_{s3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_\delta + \tilde{L}_{s3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_\delta + \tilde{L}_{s1} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{0s} \\ \tilde{i}_{1s} \\ i_{3s}^* \\ \tilde{i}_{3s} \\ i_{1s}^* \end{bmatrix} + \\
 &\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_{m1}e^{j\theta_e} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{L}_{m3}e^{-j3\theta_e} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{m3}e^{j3\theta_e} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{m1}e^{-j\theta_e} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{0r} \\ \tilde{i}_{1r} \\ i_{3r}^* \\ \tilde{i}_{3r} \\ i_{1r}^* \end{bmatrix} + \\
 j\omega_e \frac{d}{d\theta_e} &\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_{m1}e^{j\theta_e} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -3\tilde{L}_{m3}e^{-j3\theta_e} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3\tilde{L}_{m3}e^{j3\theta_e} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\tilde{L}_{m1}e^{-j\theta_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{0r} \\ \tilde{i}_{1r} \\ i_{3r}^* \\ \tilde{i}_{3r} \\ i_{1r}^* \end{bmatrix} \quad (25)
 \end{aligned}$$

Equação de malha do rotor no novo sistema de coordenadas é dada pela equação (26) apresentada na seqüência:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \tilde{R}_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{R}_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{R}_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{R}_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{0r} \\ \tilde{i}_{1r} \\ i_{3r}^* \\ \tilde{i}_{3r} \\ i_{1r}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{L}_\delta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_{rr1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{L}_{rr3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{rr3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{rr1} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{0r} \\ \tilde{i}_{1r} \\ i_{3r}^* \\ \tilde{i}_{3r} \\ i_{1r}^* \end{bmatrix} + \\
 &\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_{m1}e^{-j\theta_e} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{L}_{m3}e^{j3\theta_e} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{m3}e^{-j3\theta_e} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{m1}e^{j\theta_e} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{0s} \\ \tilde{i}_{1s} \\ i_{3s}^* \\ \tilde{i}_{3s} \\ i_{1s}^* \end{bmatrix} + \\
 j\omega_e \frac{d}{d\theta_e} &\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\tilde{L}_{m1}e^{-j\theta_e} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3\tilde{L}_{m3}e^{j3\theta_e} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -3\tilde{L}_{m3}e^{-j3\theta_e} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{m1}e^{j\theta_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{0s} \\ \tilde{i}_{1s} \\ i_{3s}^* \\ \tilde{i}_{3s} \\ i_{1s}^* \end{bmatrix} \quad (26)
 \end{aligned}$$

Algumas considerações sobre o modelo no novo sistema de coordenadas devem ser feitas. Começando com as equações de seqüência zero do rotor e do estator. A corrente de seqüência zero do estator é zero, pois a máquina é ligada em estrela sem neutro. A

corrente de sequência zero do rotor também é zero, pois é acoplada magneticamente com a corrente de sequência zero do estator. A terceira e a quinta equação, do sistema de equações (25), são o complexo conjugado da segunda e quarta equação do mesmo sistema de equações e podem ser desprezadas uma vez que não adicionam informação ao sistema. O mesmo acontece para o sistema de equações (26). Tendo em vista estas considerações, o modelo do motor pentafásico pode ser reduzido ao conjunto de equações (27) e (28).

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{1s} \\ \tilde{v}_{3s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{R}_s & 0 \\ 0 & \tilde{R}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1s} \\ \tilde{i}_{3s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{L}_\delta + \tilde{L}_{s1} & 0 \\ 0 & \tilde{L}_\delta + \tilde{L}_{s3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1s} \\ \tilde{i}_{3s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{L}_{m1}e^{j\theta_e} & 0 \\ 0 & \tilde{L}_{m3}e^{j3\theta_e} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1r} \\ \tilde{i}_{3r} \end{bmatrix} + j\omega_e \begin{bmatrix} \tilde{L}_{m1}e^{j\theta_e} & 0 \\ 0 & 3\tilde{L}_{m3}e^{j3\theta_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1r} \\ \tilde{i}_{3r} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{R}_r & 0 \\ 0 & \tilde{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1r} \\ \tilde{i}_{3r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{L}_\delta + \tilde{L}_{r1} & 0 \\ 0 & \tilde{L}_\delta + \tilde{L}_{r3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1r} \\ \tilde{i}_{3r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{L}_{m1}e^{-j\theta_e} & 0 \\ 0 & \tilde{L}_{m3}e^{-j3\theta_e} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1s} \\ \tilde{i}_{3s} \end{bmatrix} - j\omega_e \begin{bmatrix} \tilde{L}_{m1}e^{-j\theta_e} & 0 \\ 0 & 3\tilde{L}_{m3}e^{-j3\theta_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1s} \\ \tilde{i}_{3s} \end{bmatrix} \quad (28)$$

A relação entre as componentes das correntes e dos fluxos são dadas pelas equações (29) e (30):

$$\begin{bmatrix} \tilde{\Psi}_{s1} \\ \tilde{\Psi}_{r1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{L}_{s1} + \tilde{L}_{\delta s} & \tilde{L}_{m1}e^{j\theta_e} \\ \tilde{L}_{m1}e^{-j\theta_e} & \tilde{L}_{s1} + \tilde{L}_{\delta s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s1} \\ \tilde{i}_{r1} \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{\Psi}_{s3} \\ \tilde{\Psi}_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{L}_{s3} + \tilde{L}_{\delta s} & \tilde{L}_{m3}e^{j3\theta_e} \\ \tilde{L}_{m3}e^{-j3\theta_e} & \tilde{L}_{s3} + \tilde{L}_{\delta s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s3} \\ \tilde{i}_{r3} \end{bmatrix} \quad (30)$$

A equação do torque também pode ser reescrita na nova base (PEREIRA et al., 2006):

$$Te = p\hat{L}_m \text{Im} \{ \tilde{i}_{s1}^* \tilde{i}_{r1} e^{j\omega_e t} \} + 3p\hat{L}_{m3} \text{Im} \{ \tilde{i}_{s3}^* \tilde{i}_{r3} e^{j3\omega_e t} \}$$

O operador Im indica que apenas a parte imaginária deve ser considerada.

## 2.6 Sistema de Referência

Ao comparar as equações de malha do sistema antes da mudança de base (21) e (22) com as equações após a mudança de base (27) e (28), verifica-se que a transformada tornou as equações mais simples. Entretanto, as indutâncias mútuas ainda são funções do ângulo  $\theta_e$ . Para eliminar esta dependência são definidas as variáveis auxiliares  $i_{r1}^s, i_{r3}^s, i_s^r$  e  $i_{s3}^r$  conforme segue:

$$\tilde{i}_r^{s1} = \tilde{i}_{r1} e^{j\theta_e} \quad (31)$$

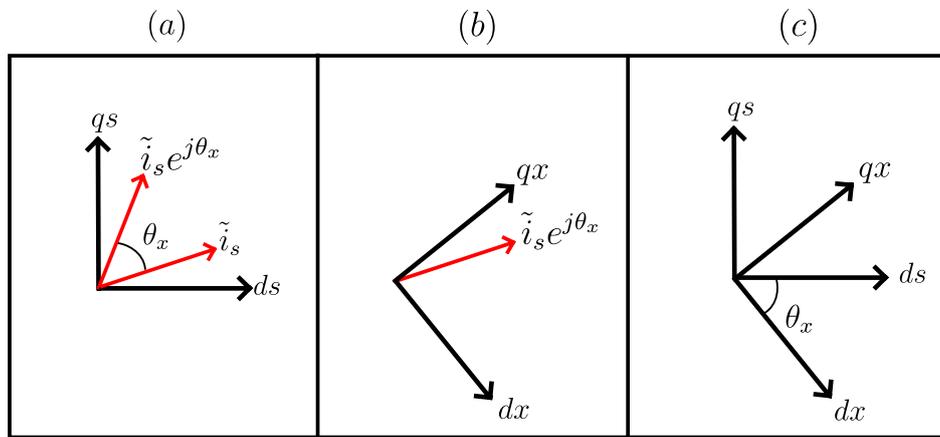
$$\tilde{i}_{r3}^s = \tilde{i}_{r3} e^{j3\theta_e} \quad (32)$$

$$\tilde{i}_s^{r1} = \tilde{i}_{s1} e^{-j\theta_e} \quad (33)$$

$$\tilde{i}_{s3}^r = \tilde{i}_{s3} e^{-j3\theta_e} \quad (34)$$

O sobrescrito  $s$  indica que a variável do rotor está referida ao estator e o sobrescrito  $r$  indica que a variável do estator está referida ao rotor. Do ponto de vista geométrico, multiplicar uma variável por uma exponencial complexa  $e^{j\theta}$  equivale a rotacionar a variável de um ângulo  $\theta$  em torno da origem do plano complexo ou a representar a variável segundo um sistema de referência novo que faz um ângulo  $\theta$  com o sistema de referência antigo. A exponencial complexa aparece nas equações como um operador de mudança de referencial. A Figura abaixo ilustra as duas interpretações da multiplicação do valor complexo pela exponencial complexa. Na Figura 11 (a) o número complexo  $i_s$  é rotacionado de  $\theta_x$  radianos no sentido anti-horário após ser multiplicado por  $e^{j\theta_x}$ . Na Figura 11 (b) a multiplicação por  $e^{j\theta_x}$  muda o sistema de coordenadas do número complexo  $i_s$ . A orientação e sentido no plano complexo de  $i_s$  permanece o mesmo, entretanto o referencial muda. A Figura 11 (c) mostra os dois referenciais.

Figura 11: Interpretações geométricas da multiplicação de um número complexo por  $e^{j\theta_x}$ .



Para mudar o sistema de referência, primeiro é necessário encontrar a relação entre as derivadas das variáveis nos dois sistemas de coordenadas. Nas equações 35-38 estas relações são apresentadas.

$$\frac{d\tilde{i}_{r1}}{dt} = \frac{d(\tilde{i}_{r1}^s e^{-j\theta_e})}{dt} = \frac{d\tilde{i}_{r1}^s}{dt} e^{-j\theta_e} - j\omega e^{j\theta_e} \tilde{i}_{r1}^s \quad (35)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{r3}}{dt} = \frac{d(\tilde{i}_{r3}^s e^{-j3\theta_e})}{dt} = \frac{d\tilde{i}_{r3}^s}{dt} e^{-j3\theta_e} - j3\omega e^{j3\theta_e} \tilde{i}_{r3}^s \quad (36)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{s1}}{dt} = \frac{d(\tilde{i}_{s1}^r e^{j\theta_e})}{dt} = \frac{d\tilde{i}_{s1}^r}{dt} e^{j\theta_e} + j\omega e^{j\theta_e} \tilde{i}_{s1}^r \quad (37)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{s3}}{dt} = \frac{d(\tilde{i}_{s3}^r e^{j3\theta_e})}{dt} = \frac{d\tilde{i}_{s3}^r}{dt} e^{j3\theta_e} + j3\omega e^{j3\theta_e} \tilde{i}_{s3}^r \quad (38)$$

Para obter as equações de malha do rotor e do estator com todas as variáveis no referencial do estator, deve-se substituir (31),(32), (35) e (36) em (28) e (27). Após realizar

estas substituições e agrupar as equações de malha do primeiro e terceiro harmônico, as seguintes equações são obtidas:

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{R}_{s1} & 0 \\ 0 & \tilde{R}_{r1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s1} \\ \tilde{i}_{r1}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{L}_{\delta s} + \tilde{L}_{s1} & \tilde{L}_{m1} \\ \tilde{L}_{m1} & \tilde{L}_{\delta r} + \tilde{L}_{r1} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s1} \\ \tilde{i}_{r1}^s \end{bmatrix} + j\omega_e \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \tilde{L}_{m1} & \tilde{L}_{\delta r} + \tilde{L}_{r1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s1} \\ \tilde{i}_{r1}^s \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{s3} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{R}_{s3} & 0 \\ 0 & \tilde{R}_{r3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s3} \\ \tilde{i}_{r3}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{L}_{\delta s} + \tilde{L}_{s3} & \tilde{L}_{m3} \\ \tilde{L}_{m3} & \tilde{L}_{\delta r3} + \tilde{L}_{r3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s3} \\ \tilde{i}_{r3}^s \end{bmatrix} + j3\omega_e \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \tilde{L}_{m3} & \tilde{L}_{\delta r3} + \tilde{L}_{r3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s3} \\ \tilde{i}_{r3}^s \end{bmatrix} \quad (40)$$

A relação entre as componentes das correntes e dos fluxos, quando as variáveis são referidas ao estator, são dadas pelas equações (41) e (42):

$$\begin{bmatrix} \tilde{\Psi}_{s1} \\ \tilde{\Psi}_{r1}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{L}_{s1} + \tilde{L}_{\delta s} & \tilde{L}_{m1} \\ \tilde{L}_{m1} & \tilde{L}_{s1} + \tilde{L}_{\delta s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s1} \\ \tilde{i}_{r1}^s \end{bmatrix} \quad (41)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{\Psi}_{s3} \\ \tilde{\Psi}_{r3}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{L}_{s3} + \tilde{L}_{\delta s} & \tilde{L}_{m3} \\ \tilde{L}_{m3} & \tilde{L}_{s3} + \tilde{L}_{\delta s3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s3} \\ \tilde{i}_{r3}^s \end{bmatrix} \quad (42)$$

Caso se deseje obter o sistema de equações referido ao rotor, as variáveis do estator  $\tilde{v}_s$ ,  $\tilde{v}_{s3}$ ,  $\tilde{i}_{s1}$  e  $\tilde{i}_{s3}$  devem ser substituídas por  $\tilde{v}_s^r$ ,  $\tilde{v}_{s3}^r$ ,  $\tilde{i}_{s1}^r$ ,  $\tilde{i}_{s3}^r$  nas equações de malha (28) e (27). Na síntese de controladores vetoriais são utilizados outros sistemas de referência. Para obter um modelo genérico, que pode ser utilizado em qualquer referencial, as equações de malha do motor (39) e (40) serão referidas a um referencial arbitrário  $x$  que gira a velocidade angular  $\omega_x$  e faz um ângulo  $\theta_x$  com o eixo real do plano complexo.

As variáveis do sistema neste novo referencial são:

$$\tilde{i}_{s1}^x = \tilde{i}_{s1} e^{-j\theta_x} \quad (43)$$

$$\tilde{i}_{s3}^x = \tilde{i}_{s3} e^{-j3\theta_x} \quad (44)$$

$$\tilde{i}_{r1}^x = \tilde{i}_{r1}^s e^{j(\theta_e - \theta_x)} \quad (45)$$

$$\tilde{i}_{r3}^x = \tilde{i}_{r3}^s e^{j3(\theta_e - \theta_x)} \quad (46)$$

E as relações entre as derivadas nos dois referenciais são:

$$\frac{d\tilde{i}_{r1}^s}{dt} = \frac{d(\tilde{i}_{r1}^x e^{j(\theta_x - \theta_e)})}{dt} = \frac{d\tilde{i}_{r1}^x}{dt} e^{j(\theta_x - \theta_e)} + j(\omega_x - \omega_e) e^{j(\theta_x - \theta_e)} \tilde{i}_{r1}^x \quad (47)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{r3}^s}{dt} = \frac{d(\tilde{i}_{r3}^x e^{j3(\theta_x - \theta_e)})}{dt} = \frac{d\tilde{i}_{r3}^x}{dt} e^{j3(\theta_x - \theta_e)} + j3(\omega_x - \omega_e) e^{j3(\theta_x - \theta_e)} \tilde{i}_{r3}^x \quad (48)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{s1}}{dt} = \frac{d(\tilde{i}_{s1}^x e^{j\theta_x})}{dt} = \frac{d\tilde{i}_{s1}^x}{dt} e^{j\theta_x} + j\omega_x e^{j\theta_x} \tilde{i}_{s1}^x \quad (49)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{s3}}{dt} = \frac{d(\tilde{i}_{s3}^x e^{j3\theta_x})}{dt} = \frac{d\tilde{i}_{s3}^x}{dt} e^{j3\theta_x} + j3\omega_x e^{j3\theta_x} \tilde{i}_{s3}^x \quad (50)$$

Substituindo as equações (43)-(50) em (39) e (40) são obtidas as equações de malha do motor num referencial arbitrário dadas por (51) e (52). Para mudar o sistema de referência das equações (51) e (52) basta substituir  $\theta_x$  e  $\omega_x$  pelo ângulo e velocidade angular do novo sistema de coordenadas.

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_s^x \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{R}_{s1} & 0 \\ 0 & \tilde{R}_{r1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s1}^x \\ \tilde{i}_{r1}^x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{L}_{\delta s} + \tilde{L}_{s1} & \tilde{L}_{m1} \\ \tilde{L}_{m1} & \tilde{L}_{\delta r} + \tilde{L}_{r1} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s1}^x \\ \tilde{i}_{r1}^x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} j\omega_x(\tilde{L}_{\delta s} + \tilde{L}_{s1}) & j\omega_x(\tilde{L}_{m1}) \\ j(\omega_e - \omega_x)\tilde{L}_{m1} & j(\omega_e - \omega_x)(\tilde{L}_{\delta r} + \tilde{L}_{r1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s1}^x \\ \tilde{i}_{r1}^x \end{bmatrix} \quad (51)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{s3}^x \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{R}_{s3} & 0 \\ 0 & \tilde{R}_{r3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s3}^x \\ \tilde{i}_{r3}^x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{L}_{\delta s3} + \tilde{L}_{s3} & \tilde{L}_{m3} \\ \tilde{L}_{m3} & \tilde{L}_{\delta r3} + \tilde{L}_{r3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s3}^x \\ \tilde{i}_{r3}^x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} j3\omega_x(\tilde{L}_{\delta s1} + \tilde{L}_{s3}) & j3\omega_x(\tilde{L}_{m3}) \\ j3(\omega_e - 3\omega_x)\tilde{L}_{m3} & j3(\omega_e - 3\omega_x)(\tilde{L}_{\delta r3} + \tilde{L}_{r3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s3}^x \\ \tilde{i}_{r3}^x \end{bmatrix} \quad (52)$$

Caso se deseje utilizar os fluxos como variáveis ao invés das correntes pode-se utilizar a relação entre as componentes das correntes e dos fluxos, dadas pelas equações (29) e (30):

$$\begin{bmatrix} \tilde{\Psi}_{s1}^x \\ \tilde{\Psi}_{r1}^x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{L}_{s1} + \tilde{L}_{\delta s} & \tilde{L}_{m1} \\ \tilde{L}_{m1} & \tilde{L}_{s1} + \tilde{L}_{\delta s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s1}^x \\ \tilde{i}_{r1}^x \end{bmatrix} \quad (53)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{\Psi}_{s3}^x \\ \tilde{\Psi}_{r3}^x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{L}_{s3} + \tilde{L}_{\delta s} & \tilde{L}_{m3} \\ \tilde{L}_{m3} & \tilde{L}_{s3} + \tilde{L}_{\delta s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s3}^x \\ \tilde{i}_{r3}^x \end{bmatrix} \quad (54)$$

A equação do torque no referencial genérico é dada por:

$$T_e = p\tilde{L}_{m1} \text{Im} \{ \tilde{i}_s^x \tilde{i}_r^{x*} \} + 3p\tilde{L}_{m3} \text{Im} \{ \tilde{i}_{s3}^x \tilde{i}_{r3}^{x*} \} \quad (55)$$

## 2.7 Modelo da máquina com falta

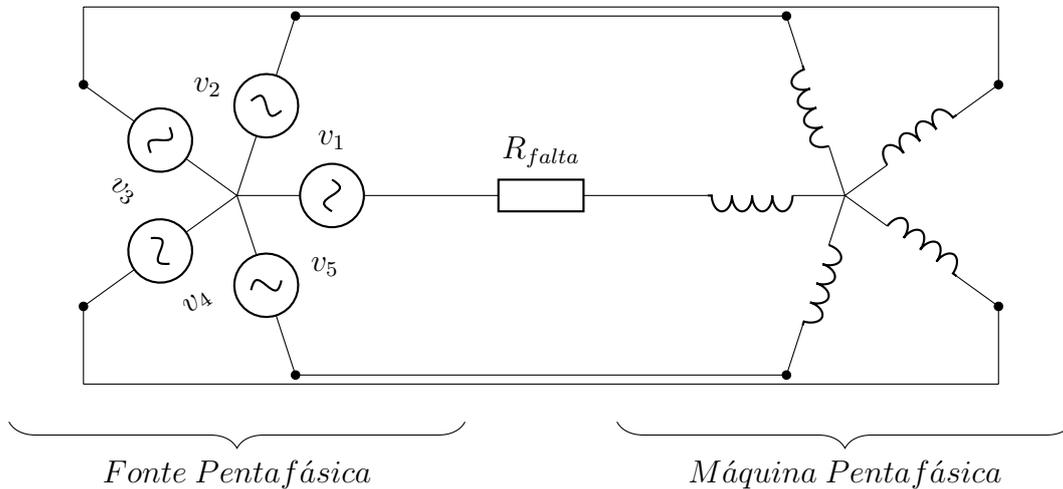
O modelo desenvolvido na seção anterior é capaz de representar o comportamento da máquina em regime e durante os transitórios. Em situações onde uma falta impede a passagem de corrente por uma fase, a tensão nesta mesma fase se torna uma variável

de saída e não pode mais ser controlada. Para simular a máquina nestas condições pode-se modificar o modelo, em variáveis de fase, retirando as equações referentes às fases sob falta. Como o modelo em variáveis de fase é grande e difícil de ser manipulado matematicamente, é preferível encontrar formas de analisar a falta utilizando o modelo segundo as componentes de sequência.

A estratégia adotada para simular a máquina com falta foi de aumentar a resistência da fase sob falta, o que equivale a adicionar uma resistência em série com a fase sob falta. A corrente na fase é então diminuída a praticamente zero e a máquina passa a se comportar como se estivesse sob falta.

Para obter o modelo sob falta em coordenadas de fase, modifica-se a matriz das resistências na equação (21) aumentando o valor da resistência referente à fase que sofrerá a falta, a seguir multiplica-se a matriz pela esquerda por (19) e pela direita pelo inverso de (19), obtendo-se assim a matriz de resistência para o modelo utilizando fasores de espaço.

Figura 12: Falta em uma fase.



Para o caso onde a fase 1 é perdida, Figura 12, deve-se multiplicar a entrada  $a_{1,1}$  da matriz de resistências por um valor  $k$ . Quanto maior o valor de  $k$  menor o valor da corrente na fase e melhor a aproximação.

$$[R_{s12345}] = \begin{bmatrix} kR_{1s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{2s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{3s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{4s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{5s} \end{bmatrix} \quad (56)$$

$$R_{s1} = R_{s2} = R_{s3} = R_{s4} = R_{s5} = R_s \quad (57)$$

O próximo passo é multiplicar a matriz (56) pela esquerda por (19) e pela direita pela inversa de (19).

$$[\tilde{R}_s] = [T][R_{s12345}][T^{-1}] \quad (58)$$

Considerando que as resistências das fases do estator  $R_{1s}, R_{2s}, R_{3s}, R_{4s}$  e  $R_{5s}$  são iguais a  $R_s$ , antes da falta, obtêm-se:

$$[\tilde{R}_s] = \frac{R_s}{5} \begin{bmatrix} (k+4) & (k-1) & (k-1) & (k-1) & (k-1) \\ (k-1) & (k+4) & (k-1) & (k-1) & (k-1) \\ (k-1) & (k-1) & (k+4) & (k-1) & (k-1) \\ (k-1) & (k-1) & (k-1) & (k+4) & (k-1) \\ (k-1) & (k-1) & (k-1) & (k-1) & (k+4) \end{bmatrix} \quad (59)$$

Como a máquina é ligada em estrela e sem neutro a corrente de sequência zero será sempre nula, desta forma a primeira coluna da matriz pode ser desprezada. As linhas três e cinco não precisam ser consideradas, pois são redundantes. Considerando apenas as linhas dois e quatro da matriz de resistências, as quedas de tensão nas devido à resistência das fases e da resistência de falta podem ser obtidas como segue:

Para a sequência 1:

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{sd1} \\ \Delta v_{sq1} \end{bmatrix} = \frac{R_s}{5} \begin{bmatrix} 2k+3 & 0 \\ 0 & 5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \end{bmatrix} + \frac{R_s}{5} \begin{bmatrix} 2k-2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd3} \\ i_{sq3} \end{bmatrix} \quad (60)$$

Para a sequência 3:

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{ds3} \\ \Delta v_{qs3} \end{bmatrix} = \frac{R_s}{5} \begin{bmatrix} 2k-2 & 0 \\ 0 & 5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \end{bmatrix} + \frac{R_s}{5} \begin{bmatrix} 2k+3 & 0 \\ 0 & 5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd3} \\ i_{sq3} \end{bmatrix} \quad (61)$$

No caso de duas faltas em fases consecutivas, o procedimento é o mesmo. Em (62) as fases 1 e 2 são usadas como exemplo.

$$[R_{sabde}] = \begin{bmatrix} kR_{1s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & kR_{2s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{3s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{4s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{5s} \end{bmatrix} \quad (62)$$

Após a transformação de similaridade, obtém-se a matriz de resistências conforme segue:

$$[\tilde{R}_s] = \frac{\tilde{R}_s}{5} \begin{bmatrix} (2k+3) & (a^4+1)(k-1) & (a^3+1)(k-1) & (a^2+1)(k-1) & (a+1)(k-1) \\ (a+1)(k-1) & (2k+3) & (a^4+1)(k-1) & (a^3+1)(k-1) & (a^2+1)(k-1) \\ (a^2+1)(k-1) & (a+1)(k-1) & (2k+3) & (a^4+1)(k-1) & (a^3+1)(k-1) \\ (a^3+1)(k-1) & (a^2+1)(k-1) & (a+1)(k-1) & (2k+3) & (a^4+1)(k-1) \\ (a^4+1)(k-1) & (a^3+1)(k-1) & (a^2+1)(k-1) & (a+1)(k-1) & (2k+3) \end{bmatrix} \quad (63)$$

$$a = e^{j\frac{2}{5}\pi}$$

Retirando a primeira, terceira e quinta linha da matriz e a primeira coluna da mesma e reescrevendo segundo as componentes de eixo direto e em quadratura. A queda de tensão para a componente de sequência um é dada pela equação (64).

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{sd1} \\ \Delta v_{sq1} \end{bmatrix} = \frac{R_s}{5} \begin{bmatrix} (3k+2) + (k-1)\cos(2\alpha) & (k-1)\sin(2\alpha) \\ (k-1)\sin(2\alpha) & (2k+3) - (k-1)(1+\cos(2\alpha)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \end{bmatrix} + \frac{R_s(k-1)}{5} \begin{bmatrix} (2+\cos(4\alpha) + \cos(3\alpha)) & (\sin(4\alpha) - \sin(3\alpha)) \\ (\sin(4\alpha) + \sin(3\alpha)) & (\cos(3\alpha) - \cos(4\alpha)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd3} \\ i_{sq3} \end{bmatrix} \quad (64)$$

$$\alpha = \frac{2\pi}{5} \quad (65)$$

E a queda de tensão para a componente de sequência três será então:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta v_{sd3} \\ \Delta v_{sq3} \end{bmatrix} &= \frac{R_s(k-1)}{5} \begin{bmatrix} 2 + \cos(2\alpha) + \cos(4\alpha) & \text{sen}(4\alpha) - \text{sen}(2\alpha) \\ \text{sen}(4\alpha) + \text{sen}(2\alpha) & \cos(2\alpha) - \cos(4\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \end{bmatrix} + \\ \frac{R_s}{5} \begin{bmatrix} (2k+3) + (k-1)(1 + \cos(\alpha)) & (k-1)\text{sen}(\alpha) \\ (k-1)\text{sen}(\alpha) & (2k+3) - (k-1)(1 + \cos(\alpha)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd3} \\ i_{sq3} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (66)$$

Para o caso onde as duas fases não consecutivas, 1 e 3, sofram falta:

$$[R_{sabde}] = \begin{bmatrix} kR_{1s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{2s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & kR_{3s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{4s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{5s} \end{bmatrix} \quad (67)$$

Obtém-se:

$$\begin{aligned} [R_{sdq}] &= \\ \frac{R_s}{5} \begin{bmatrix} (2k+3) & (a^3+1)(k-1) & (a^1+1)(k-1) & (a^4+1)(k-1) & (a^2+1)(k-1) \\ (a^2+1)(k-1) & (2k+3) & (a^3+1)(k-1) & (a^1+1)(k-1) & (a^4+1)(k-1) \\ (a^4+1)(k-1) & (a^2+1)(k-1) & (2k+3) & (a^3+1)(k-1) & (a^1+1)(k-1) \\ (a^1+1)(k-1) & (a^4+1)(k-1) & (a^2+1)(k-1) & (2k+3) & (a^3+1)(k-1) \\ (a^3+1)(k-1) & (a^1+1)(k-1) & (a^4+1)(k-1) & (a^2+1)(k-1) & (2k+3) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (68)$$

E novamente, retirando as linhas e colunas referentes à componente de sequência zero e as componentes conjugadas de primeiro e terceiro harmônico, obtém-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta v_{sd1} \\ \Delta v_{sq1} \end{bmatrix} &= \frac{R_s}{5} \begin{bmatrix} (2k+1) + (k-1)(\cos(4\alpha) + 1) & (k-1)\text{sen}(4\alpha) \\ (k-1)\text{sen}(4\alpha) & (2k+3) - (k-1)(1 + \cos(4\alpha)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \end{bmatrix} + \\ \frac{R_s(k-1)}{5} \begin{bmatrix} \cos(3\alpha) + \cos(\alpha) + 2 & \text{sen}(3\alpha) - \text{sen}(\alpha) \\ \text{sen}(3\alpha) + \text{sen}(\alpha) & \cos(\alpha) - \cos(3\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd3} \\ i_{sq3} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (69)$$

Para a componente de sequência três, obtém-se de forma similar:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta v_{ds3} \\ \Delta v_{qs3} \end{bmatrix} &= \frac{R_s(k-1)}{5} \begin{bmatrix} 2 + \cos(4\alpha) + \cos(3\alpha) & \text{sen}(3\alpha) - \text{sen}(4\alpha) \\ \text{sen}(4\alpha) + \text{sen}(3\alpha) & \cos(4\alpha) - \cos(3\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \\ \frac{R_s}{5} \begin{bmatrix} (2k+3) + (k-1)\cos(2\alpha) & (k-1)\cos(2\alpha) \\ (k-1)\cos(2\alpha) & (2k+3) - (k-1)(1 + \cos(2\alpha)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd3} \\ i_{sq3} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (70)$$

De forma genérica, as equações (60),(61),(64),(66),(69) e (70) podem ser escritas conforme (71) e (72)

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{sd1} \\ \Delta v_{sq1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sdd} & R_{sdq} \\ R_{sqd} & R_{sqq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{sdd3} & R_{sdq3} \\ R_{sqd3} & R_{sqq3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd3} \\ i_{sq3} \end{bmatrix} \quad (71)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd3} \\ v_{sq3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sd3d} & R_{sd3q} \\ R_{sq3d} & R_{sq3q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{sd3d3} & R_{sd3q3} \\ R_{sq3d3} & R_{sq3q3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd3} \\ i_{sq3} \end{bmatrix} \quad (72)$$

O modelo da máquina operando com falta pode ser escrito, segundo suas componentes de eixo direto e em quadratura, como segue:

$$\begin{bmatrix} v_{sd1} \\ v_{sq1} \\ v_{sd3} \\ v_{sq3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sd} & R_{sdq} & R_{sd3d} & R_{sd3q} \\ R_{sqd} & R_{sq} & R_{sqd3} & R_{sqq3} \\ R_{sd3d} & R_{sd3q} & R_{sd3d3} & R_{sd3q3} \\ R_{sq3d} & R_{sq3q} & R_{sq3d3} & R_{sq3q3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{sd3} \\ i_{sq3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{sd} \\ \dot{\Psi}_{sq} \\ \dot{\Psi}_{sd3} \\ \dot{\Psi}_{sq3} \end{bmatrix} \quad (73)$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ v_{rd3} \\ v_{rq3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{rd3} \\ i_{rq3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{rd} \\ \dot{\Psi}_{rq} \\ \dot{\Psi}_{rd3} \\ \dot{\Psi}_{rq3} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} -\Psi_{rq} \\ \Psi_{rd} \\ -\Psi_{rq3} \\ \Psi_{rd3} \end{bmatrix} \quad (74)$$

É importante ressaltar que após a falta a matriz de resistências do estator deixa de ser diagonal e passa a existir um acoplamento entre as componentes de eixo direto e em quadratura de sequência 1 e 3. Devido à simetria da máquina de indução, outras configurações de falta, envolvendo uma ou duas fases podem ser analisadas utilizando as mesmas matrizes de resistência desenvolvidas acima, bastando apenas alterar o referencial das fases.

## 2.8 Pulsção de Torque

Nesta seção será analisada a origem da pulsção do torque quando a máquina de indução opera em regime permanente senoidal. O torque produzido por uma máquina de indução em função da corrente de sequência do estator, referida ao rotor e do fluxo do rotor é dado por:

$$T_e = \frac{5}{2} p \frac{\tilde{L}_{m1}}{\tilde{L}_r} \text{Im} \left\{ \tilde{i}_s^{r*} \tilde{\psi}_r \right\} + \frac{5}{2} p \frac{3\tilde{L}_{m3}}{\tilde{L}_{r3}} \text{Im} \left\{ \tilde{i}_{s3}^{r*} \tilde{\psi}_{s3} \right\} \quad (75)$$

Para calcular do torque é necessário conhecer a corrente do estator e o fluxo do rotor referidos ao rotor. Considerando que a máquina opera em regime permanente senoidal, então as correntes no estator também serão senoidais e suas componentes de sequência são dadas pelas equações:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{s1}^r &= \left( \frac{e^{j(wt-w_r t)} + e^{j(-wt-w_r t)}}{2} \right) I_{ds1} + \left( \frac{e^{j(wt-w_r t)} - e^{j(-wt-w_r t)}}{2} \right) I_{qs1} \\ \tilde{i}_{s3}^r &= \left( \frac{e^{j(wt-3w_r t)} + e^{j(-wt-3w_r t)}}{2} \right) I_{ds3} + \left( \frac{e^{j(wt-3w_r t)} - e^{j(-wt-3w_r t)}}{2} \right) I_{qs3} \end{aligned} \quad (76)$$

Nestas equações,  $w$  é a velocidade angular da corrente do estator e  $w_r$  é a velocidade angular elétrica do rotor, os valores  $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ,  $I_{ds3}$  e  $I_{qs3}$  são as amplitudes das componentes direta e em quadratura do primeiro e do terceiro harmônico da corrente. A relação entre o fluxo no rotor e a corrente no estator é obtida isolando a corrente do rotor em (53) e (54)

e substituindo nas equações de malha do rotor, (51) e (52). Como resultado se obtém as duas equações abaixo.

$$\frac{\tilde{L}_r}{\tilde{R}_r} \frac{d\tilde{\Psi}_r}{dt} + \tilde{\Psi}_r \frac{1}{\tilde{L}_{m1}} = \tilde{i}_{s1}^r \quad (77)$$

$$\frac{\tilde{L}_{r3}}{\tilde{R}_{r3}} \frac{d\tilde{\Psi}_{r3}}{dt} + \tilde{\Psi}_{r3} \frac{1}{\tilde{L}_{m3}} = \tilde{i}_{s3}^r \quad (78)$$

A resposta de uma equação diferencial ordinária a uma entrada senoidal é uma saída senoidal de mesma frequência com amplitude e fase alteradas. Desta forma, as componentes de sequência 1 e 3 do fluxo do rotor podem ser escritas como segue:

$$\begin{aligned} \tilde{\Psi}_{r1} &= \left( \frac{e^{j(\omega t - \omega_r t + \varphi_{11})} + e^{j(-\omega t - \omega_r t + \varphi_{12})}}{2} \right) I_{ds1} k_{11} \\ &+ \left( \frac{e^{j(\omega t - \omega_r t + \varphi_{11})} - e^{j(-\omega t - \omega_r t + \varphi_{12})}}{2} \right) I_{qs1} k_{12} \\ \tilde{\Psi}_{r3} &= \left( \frac{e^{j(\omega t - 3\omega_r t + \varphi_{31})} + e^{j(-\omega t - 3\omega_r t + \varphi_{32})}}{2} \right) I_{ds3} k_{31} \\ &+ \left( \frac{e^{j(\omega t - 3\omega_r t + \varphi_{31})} - e^{j(-\omega t - 3\omega_r t + \varphi_{32})}}{2} \right) I_{qs3} k_{32} \end{aligned} \quad (79)$$

Sendo  $k_{11}$ ,  $k_{12}$ ,  $k_{31}$  e  $k_{32}$  os ganhos da equação diferencial para entradas senoidais nas frequências  $(\omega - \omega_r)$ ,  $(-\omega - \omega_r)$ ,  $(\omega - 3\omega_r)$  e  $(-\omega - 3\omega_r)$  e  $\varphi_{11}$ ,  $\varphi_{12}$ ,  $\varphi_{31}$  e  $\varphi_{32}$  são as fases nas mesmas frequências. Utilizando as equações (77) e (78), e considerando que  $i_s$  é senoidal obtém-se as seguintes expressões para  $k_{11}$ ,  $k_{12}$ ,  $k_{31}$ ,  $k_{32}$ ,  $\varphi_{11}$ ,  $\varphi_{12}$ ,  $\varphi_{31}$  e  $\varphi_{32}$ .

$$k_{11} = \left| \frac{(R_r/L_r)L_m}{j(\omega - \omega_r) + R_r/L_r} \right| \quad (81)$$

$$k_{12} = \left| \frac{(R_r/L_{r3})L_{m3}}{j(-\omega - \omega_r) + R_r/L_{r3}} \right| \quad (82)$$

$$\varphi_{11} = -\arctg \left( \frac{(\omega - \omega_r)}{(R_r/L_r)} \right) \quad (83)$$

$$\varphi_{12} = -\arctg \left( \frac{(-\omega - \omega_r)}{(R_r/L_{r3})} \right) \quad (84)$$

$$k_{31} = \left| \frac{(R_r/L_r)L_m}{j(\omega - 3\omega_r) + R_r/L_r} \right| \quad (85)$$

$$k_{32} = \left| \frac{(R_r/L_{r3})L_{m3}}{j(-\omega - 3\omega_r) + R_r/L_{r3}} \right| \quad (86)$$

$$\varphi_{31} = -\arctg \left( \frac{(\omega - 3\omega_r)}{(R_r/L_r)} \right) \quad (87)$$

$$\varphi_{32} = -\arctg \left( \frac{(-\omega - 3\omega_r)}{(R_r/L_{r3})} \right) \quad (88)$$

Substituindo os fluxos e as correntes na equação do torque é obtida a equação do torque em regime senoidal (89).

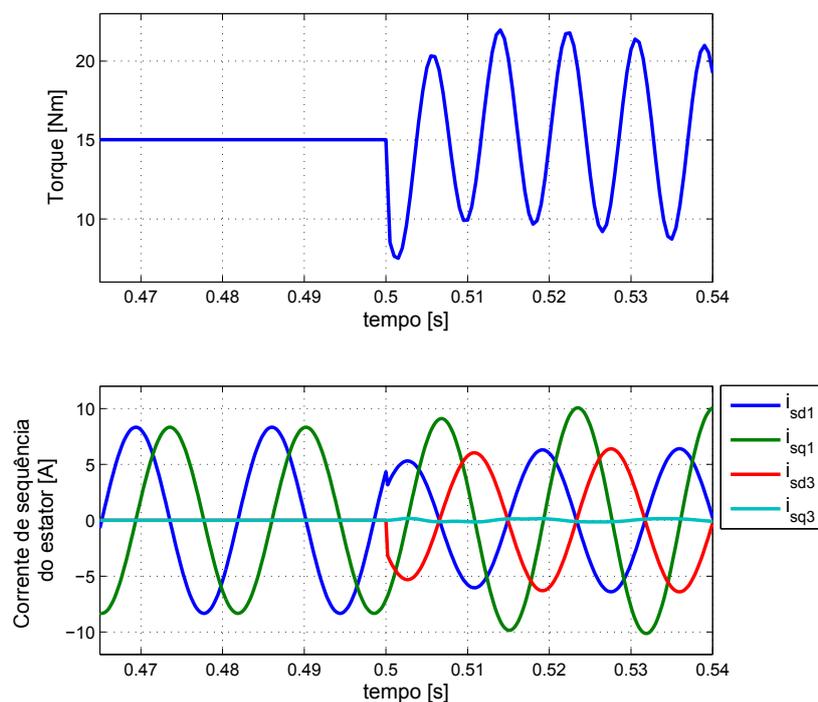
$$T e_1 = -\frac{5}{2} p \frac{\tilde{L}_{m1}}{\tilde{L}_{r1}} \left[ k_{11} \left( \frac{I_{ds1} + I_{qs1}}{2} \right)^2 \text{sen}(\varphi_{11}) + k_{12} \left( \frac{I_{ds1} - I_{qs1}}{2} \right)^2 \text{sen}(\varphi_{12}) + k_{11} \left( \frac{I_{ds1}^2 - I_{qs1}^2}{2} \right) \text{sen}(2\omega t + \varphi_{11}) + k_{12} \left( \frac{I_{ds1}^2 - I_{qs1}^2}{2} \right) \text{sen}(-2\omega t + \varphi_{12}) \right] \quad (89)$$

$$T e_3 = -\frac{5}{2} p \frac{3\tilde{L}_{m3}}{\tilde{L}_{r3}} \left[ k_{31} \left( \frac{I_{ds3} + I_{qs3}}{2} \right)^2 \text{sen}(\varphi_{31}) + k_{32} \left( \frac{I_{ds3} - I_{qs3}}{2} \right)^2 \text{sen}(\varphi_{32}) + k_{31} \left( \frac{I_{ds3}^2 - I_{qs3}^2}{2} \right) \text{sen}(2\omega t + \varphi_{31}) + k_{32} \left( \frac{I_{ds3}^2 - I_{qs3}^2}{2} \right) \text{sen}(-2\omega t + \varphi_{32}) \right] \quad (90)$$

$$(91)$$

Esta equação demonstra que o torque possui componentes constantes e componentes senoidais quando a máquina opera em regime permanente senoidal. Nos casos onde  $I_{ds1} = I_{qs1}$  e  $I_{ds3} = I_{qs3}$  a componente senoidal do torque é nula. Em situações onde a máquina é alimentada com tensões senoidais equilibradas e operam sem nenhuma falta as componentes de eixo direto e em quadratura das correntes do estator possuem amplitudes iguais em regime. A Figura abaixo mostra, a título de exemplo, o resultado de uma simulação da máquina operando em regime permanente senoidal. Após 0,5 segundo uma falta ocorre e a fase 1 é perdida. As correntes de sequência 1 e 3 ficam desequilibradas e o torque se torna pulsante.

Figura 13: O torque e as componentes de fase da corrente do estator, antes e após a falta.



Desta forma as estratégias de controle devem manter as amplitudes das correntes iguais para suprimir a pulsação no torque. No capítulo que trata do controle escalar para a máquina operando sem uma fase será demonstrado a relação entre a tensão de alimentação após a falta e o desequilíbrio nas correntes de sequência.

Neste capítulo, foi apresentado um modelo dinâmico para máquina pentafásica onde são levadas em consideração as componentes de terceiro harmônico da indução. Foram demonstradas quais as modificações devem ser feitas de modo a permitir que se simule a máquina com a perda de uma ou mais fases. A origem do torque pulsante quando a máquina opera em regime foi demonstrada, permitindo definir quais as medidas que uma estratégia de controle deve tomar para garantir um torque constante.

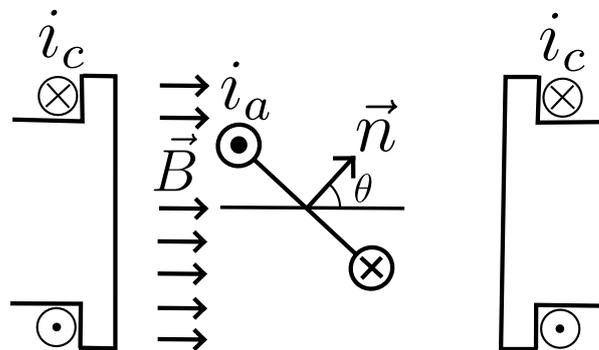
### 3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE SOB FALHA

Neste capítulo, serão apresentadas duas estratégias de controle para a máquina operando com falta. Primeiro será apresentado o controle vetorial bem como as modificações que devem ser feitas para que o controle possa ser utilizado para acionar máquinas sem uma ou duas fases. Depois será apresentado uma nova estratégia de controle escalar capaz de reduzir significativamente a pulsação no torque da máquina quando a máquina opera em regime permanente senoidal e sem uma fase. Também é apresentado um modelo dinâmico para a máquina operando sem uma fase, este modelo foi desenvolvido junto ao controle escalar, durante o mestrado.

#### 3.1 Controle por Orientação de Campo

O controle vetorial é empregado em situações onde rápidas respostas dinâmicas são necessárias, pois permite variar rapidamente o torque produzido. A forma como o controle por orientação de campo funciona pode ser melhor entendido fazendo uma analogia com uma máquina de corrente contínua elementar. A força que atua sobre os condutores da máquina elementar de dois polos, representada na Figura abaixo, é dada pela equação (92).

Figura 14: Máquina CC elementar.



$$T_e = -2|\vec{B}|i_a N l R \text{sen}(\theta) \quad (92)$$

Sendo  $|\vec{B}|$  o módulo da indução magnética sobre os  $N$  condutores do rotor e  $i_a$  a corrente de armadura. O comprimento dos condutores é dado por  $l$  e  $R$  é a distância do eixo do

rotor até os condutores. O ângulo  $\theta$  é o ângulo entre o vetor  $\vec{B}$  e o vetor normal à área delimitada pelos condutores do rotor. O sentido deste vetor é obtido aplicando-se a regra da mão direita às correntes que circulam pela armadura. A direção e o sentido de  $\vec{B}$  e de  $i_a \vec{n}$  são análogos à direção e sentido dos fasores de espaço das correntes do rotor e do estator da máquina de indução. Analisando a equação (92) conclui-se que o torque é função da magnitude de  $\vec{B}$ , de  $i_a$  e do seno do ângulo  $\theta$ . O ângulo  $\theta$  é mantido próximo de 90 graus pelo comutador mecânico da armadura, maximizando o torque gerado. Para controlar o torque basta controlar a corrente de armadura  $i_a$  ou variar a intensidade de  $\vec{B}$  que é proporcional a  $i_c$ . Em máquinas de indução o torque é dado pela equação (55), reescrita abaixo considerando apenas o componente de sequência 1 da corrente do estator.

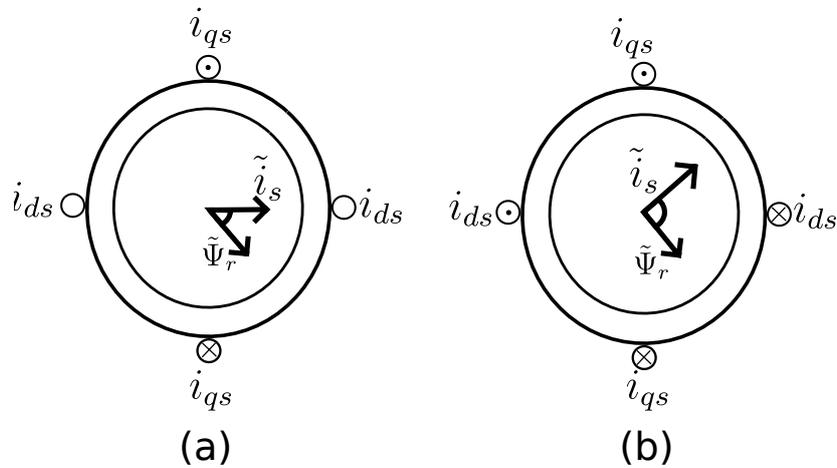
$$Te = \frac{5}{2} p \frac{\tilde{L}_{m1}}{\tilde{L}_r} \text{Im} \left\{ \tilde{i}_s^r \tilde{\psi}_r^* \right\} = \frac{5}{2} p \frac{\tilde{L}_{m1}}{\tilde{L}_r} \text{Im} \left\{ |\tilde{i}_s^r| |\tilde{\psi}_r| e^{j(\theta_{is} - \theta_{\Psi_r})} \right\}$$

$$Te = \frac{5}{2} p \frac{\tilde{L}_{m1}}{\tilde{L}_r} |\tilde{i}_s^r| |\tilde{\psi}_r^*| \text{sen}(\theta_{is} - \theta_{\Psi_r}) \quad (93)$$

Comparando esta equação com a equação do torque da máquina elementar CC verifica-se que ambas são semelhantes. Entretanto, as características construtivas das máquinas fazem com que o controle da máquina de indução seja mais complexo. Nas máquinas de corrente contínua as correntes  $i_a$  e a corrente  $i_c$ , que controla o  $\vec{B}$ , são facilmente controladas e o ângulo  $\theta$  é mantido sempre próximo a 90 graus pelo comutador mecânico, ou seja, não é uma variável. Em máquinas de indução as correntes do rotor são induzidas de acordo com a diferença de velocidade entre o campo girante e a velocidade mecânica do rotor, ou seja, o ângulo entre  $\tilde{i}_s$  e  $\tilde{\Psi}_r$  não é fixo. Em compensação as fases no estator permitem variar a direção e sentido da componente de sequência da corrente do estator. O controle vetorial compensa a falta do comutador mecânico controlando as correntes do estator de forma a obter a intensidade do fluxo do rotor desejada e a manter um ângulo ótimo entre as componentes de sequência da corrente do estator e do fluxo do rotor.

Para ilustrar o princípio do controle considere a máquina de indução da Figura 15. No instante de tempo dado em (a) deseja-se aumentar o torque, o controle então estima  $\tilde{\Psi}_r$  e modifica a amplitude e fase da corrente  $\tilde{i}_s$  conforme mostrado em (b), aumentando torque rapidamente. A variação rápida da corrente do estator é possível pois as constantes de tempo envolvidas são pequenas.

Figura 15: Máquina AC.



A amplitude do fluxo do rotor é mantida constante, pois sua dinâmica é lenta, ou seja, leva-se muito tempo para que uma mudança na  $\tilde{i}_s$  altere a magnitude de  $\tilde{\Psi}_r$ . Esta característica e as relações entre a corrente do estator e o fluxo do rotor que permite estimar  $\tilde{\Psi}_r$  e controlar sua magnitude são apresentadas na sequência.

Utilizando a equação de malha do rotor num referencial síncrono com o fluxo do rotor, conhecido como sistema de campo orientado, são obtidas relações que permitem controlar o fluxo no rotor e o torque de forma independente pela variação das componentes direta e em quadratura da corrente de sequência 1 do estator. A orientação deste referencial deve ser tal que o fluxo do rotor possua apenas componente de eixo direto, ou seja  $\Psi_{dr}^e = |\Psi_r|$ , o sobrescrito  $e$  indica o referencial síncrono com o fluxo do rotor. Escrevendo as equações de malha do rotor neste referencial e separando as parte real e imaginária, as seguintes equações são obtidas:

$$0 = \tilde{R}_r \tilde{i}_{rd1}^e + \frac{d\tilde{\Psi}_{rd1}^e}{dt} - j(\omega_e - \omega_r) \tilde{\Psi}_{rq1}^e \quad (94)$$

$$0 = \tilde{R}_r \tilde{i}_{rq1}^e + \frac{d\tilde{\Psi}_{rq1}^e}{dt} + j(\omega_e - \omega_r) \tilde{\Psi}_{rd1}^e \quad (95)$$

Utilizando (53) pode-se reescrever as equações de malha em função apenas do fluxo no rotor e da corrente no estator:

$$0 = \frac{\tilde{R}_r}{\tilde{L}_r} \left( \tilde{\Psi}_{rd1}^e - \tilde{L}_{m1} \tilde{i}_{sd1}^e \right) + \frac{d\tilde{\Psi}_{rd1}^e}{dt} - j(\omega_e - \omega_r) \tilde{\Psi}_{rq1}^e \quad (96)$$

$$0 = \frac{\tilde{R}_r}{\tilde{L}_r} \left( \tilde{\Psi}_{rq1}^e - \tilde{L}_{m1} \tilde{i}_{sq1}^e \right) + \frac{d\tilde{\Psi}_{rq1}^e}{dt} + j(\omega_e - \omega_r) \tilde{\Psi}_{rd1}^e \quad (97)$$

Como o componente  $\tilde{\Psi}_{qr}^e$  é zero neste referencial, a primeira equação fornece a relação entre o fluxo no rotor e a corrente no estator.

$$0 = \frac{\tilde{R}_r}{\tilde{L}_r} \left( \tilde{\Psi}_{rd1}^e - \tilde{L}_{m1} \tilde{i}_{sd1}^e \right) + \frac{d\tilde{\Psi}_{rd1}^e}{dt} \quad (98)$$

Isolando o termo contendo  $\tilde{i}_{sd}^e$  se obtêm:

$$\tilde{i}_{sd1}^e = \frac{1}{\tilde{L}_{m1}} \tilde{\Psi}_{rd1}^e + \frac{\tilde{L}_r}{\tilde{L}_{m1} \tilde{R}_r} \frac{d\tilde{\Psi}_{rd1}^e}{dt} \quad (99)$$

A equação (97), referente à componente em quadratura da equação de malha do rotor, fornece a relação necessária para obtenção da velocidade do fluxo do rotor. Isolando os termos contendo a componente em quadratura do fluxo do rotor obtém-se a seguinte equação:

$$\frac{d\tilde{\Psi}_{rq1}^e}{dt} + \frac{\tilde{R}_r}{\tilde{L}_r} \tilde{\Psi}_{rq1}^e = \frac{\tilde{R}_r}{\tilde{L}_r} \tilde{L}_{m1} \tilde{i}_{sq1}^e - (w_e - w_r) \tilde{\Psi}_{rd1}^e$$

O primeiro membro desta equação deve ser zero no sistema de coordenadas síncronas. Consequentemente, o segundo membro desta equação também deve ser zero. Assim a velocidade do fluxo do rotor é calculada como segue:

$$\omega_s = \frac{\tilde{R}_r}{\tilde{L}_r} \tilde{L}_{m1} \frac{\tilde{i}_{sq1}^e}{\tilde{\Psi}_{rd1}^e} - \omega_r \quad (100)$$

Utilizando o valor de  $\omega_s$  calculado, a componente em quadratura do fluxo do rotor tende a zero quanto  $t \gg \frac{L_r}{R_r}$ , consequentemente o ângulo  $\theta_e$ , obtido quando se integra a velocidade angular  $\omega_e$ , tende para o valor correto.

A equação do torque no sistema de campo orientado é dada pela equação (101).

$$T_{e1} = p \frac{\tilde{L}_{m1}}{\tilde{L}_r} (\tilde{i}_{sq1}^e \tilde{\Psi}_{rd1}^e) \quad (101)$$

Desta forma pode-se concluir que, no referencial síncrono, a componente direta da corrente do estator  $\tilde{i}_{sd1}^e$  controla o fluxo  $\tilde{\Psi}_{rd1}^e$ , o qual é mantido constante devido a sua dinâmica lenta, e a componente em quadratura  $\tilde{i}_{sq1}^e$  é utilizada para controlar o torque, pois é diretamente proporcional ao mesmo. As equações para o modelo de sequência 3 são obtidas da mesma forma resultando nas seguintes relações apresentadas nas equações (102)-(104).

$$\omega_{s3} = \frac{\tilde{R}_{r3}}{\tilde{L}_{r3}} \tilde{L}_{m1} \frac{\tilde{i}_{sq3}^e}{\tilde{\Psi}_{rd3}^e} - 3\omega_r \quad (102)$$

$$\tilde{i}_{sd3}^e = \tilde{\Psi}_{rd3}^e + \frac{1}{\tilde{L}_{m3}} \frac{\tilde{L}_{r3}}{\tilde{R}_{r3}} \frac{d\tilde{\Psi}_{rd3}^e}{dt} \quad (103)$$

$$T_{e3} = 3p \frac{\tilde{L}_{m3}}{\tilde{L}_{r3}} (\tilde{i}_{sq1}^e \tilde{\Psi}_{rd1}^e) \quad (104)$$

O funcionamento do controle vetorial é resumido no que segue. O erro entre a velocidade de referência e a velocidade do eixo do rotor passa por um controlador PI que fornece o valor de referência para  $\tilde{i}_{sq1}^e$ . A dinâmica do fluxo do rotor é relativamente lenta e o mesmo não varia muito com o ponto de operação da máquina, desta forma o valor nominal geralmente é utilizado como referência. A relação entre  $\tilde{i}_{rd}^e$  e  $\tilde{\Psi}_{rd}$  é dada pela

equação (99), calculando a transformada de Laplace da equação e reescrevendo em forma de função de transferência se obtém:

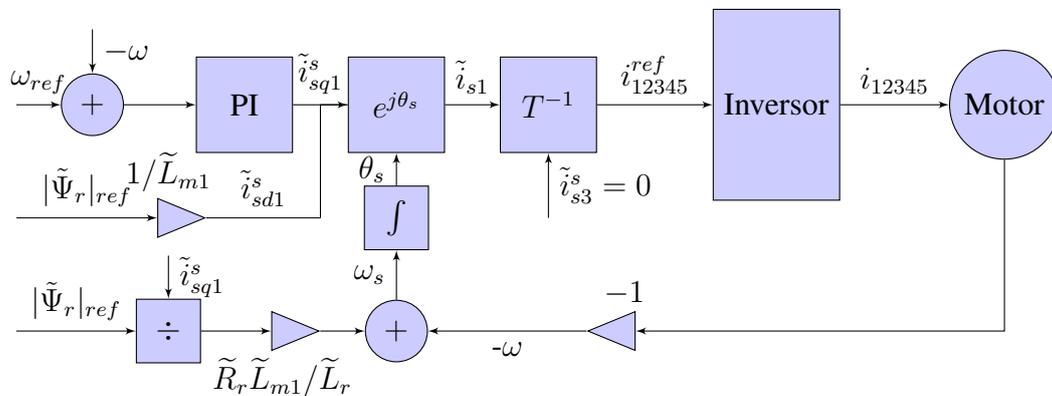
$$\frac{I_{sd}(s)}{\tilde{\Psi}_{rd}(s)} = \frac{\frac{\tilde{L}_r}{R_r}s + 1}{\tilde{L}_{m1}} \quad (105)$$

Esta função não é realizável, pois possui mais zeros que polos, portanto utiliza-se a seguinte relação em regime entre as variáveis:

$$\tilde{i}_{sd}^e = \frac{1}{\tilde{L}_{m1}} \tilde{\Psi}_r^e \quad (106)$$

Utilizando o valor de referência do fluxo do rotor e a equação acima se obtém o valor de  $i_{ds}$ . As duas componentes da corrente  $\tilde{i}_s^e$  são então transformadas para o referencial do estator utilizando o ângulo  $\theta_s$  que é obtido integrando-se a velocidade  $\omega_s$ , calculada com a equação (100). Em seguida a inversa da matriz de Fourier é utilizada para transformar as componentes de sequência da corrente do estator no referencial do estator, em correntes de fase. A Figura 13 mostra o diagrama de blocos do controle de campo indireto quando apenas a componente de sequência 1 das correntes do estator é utilizada. Para utilizar as componentes de sequência 3, uma segunda malha de controle é necessária, no trabalho (ZHENG et al., 2008) podem ser encontrados os detalhes de como utilizar as componentes e sequência 3.

Figura 16: Diagrama de blocos do controle vetorial para a sequência 1.



Esta técnica de orientação do campo é chamada de controle por orientação indireta do campo, pois o fluxo do motor não é medido ou estimado. Se o fluxo do rotor for medido ou estimado o controle passa a ser chamado de controle por orientação direta do fluxo. A orientação direta permite adicionar uma malha de controle para a imposição do fluxo e assim assegurar que o valor de referência do fluxo seja obtido

### 3.1.1 Controle vetorial com Falha de Uma ou Duas Fases

Quando ocorre a perda de uma ou duas fases ainda é possível controlar as componentes  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  da corrente, portanto ainda é possível utilizar o controle vetorial. As relações entre o fluxo do rotor, sua velocidade angular e as correntes do estator, obtidas na seção anterior, permanecem válidas, pois apenas a equação de malha do estator é afetada pela

falta. Como a máquina possui cinco fases, mesmo com a perda de uma ou duas fases ainda é possível impor as componentes  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$ . Entretanto, o mesmo não é válido para as componentes de sequência 3. Quando uma falta ocorre  $i_{ds3}$  ou  $i_{qs3}$  passam a ser combinações lineares das componentes de sequência 1. Nos casos onde as duas fases são perdidas as duas componentes de sequência 3 deixam de ser controláveis. Para demonstrar esta limitação será utilizada a relação entre as correntes de fase e de sequência, definida pela matriz de Fourier.

Quando a fase 1 é perdida  $i_{1s}$  se torna zero, substituindo este valor em (107) resulta:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ i_{2s} \\ i_{3s} \\ i_{4s} \\ i_{5s} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^{-1} & a^{-2} & a^{-3} & a^{-4} \\ 1 & a^{-2} & a^{-4} & a^{-6} & a^{-8} \\ 1 & a^{-3} & a^{-6} & a^{-9} & a^{-12} \\ 1 & a^{-4} & a^{-8} & a^{-12} & a^{-16} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{0s} \\ \tilde{i}_{1s} \\ \tilde{i}_{3s}^* \\ \tilde{i}_{3s} \\ \tilde{i}_{1s}^* \end{bmatrix}, a = e^{j\frac{2\pi}{5}} \quad (107)$$

O produto envolvendo a primeira linha da matriz fornece a seguinte relação:

$$i_{1s} = 0 = \frac{1}{\sqrt{5}} (\tilde{i}_{0s} + \tilde{i}_{1s} + \tilde{i}_{3s}^* + \tilde{i}_{3s} + \tilde{i}_{1s}^*) \quad (108)$$

Reescrevendo as componentes de sequência segundo a parte real e imaginária, a equação é reescrita como segue:

$$0 = \frac{1}{\sqrt{5}} (i_{s0} + i_{ds1} + j i_{qs1} + i_{ds3} - j i_{qs3} + i_{ds3} + j i_{qs3} + i_{ds1} - j i_{qs1}) \quad (109)$$

Somando os termos e considerando  $\tilde{i}_s = 0$ , a seguinte relação é obtida:

$$i_{ds1} = -i_{ds3} \quad (110)$$

Com este resultado se conclui que o controle não poderá impor um valor arbitrário para a componente direta de sequência 3. Esta relação é alterada quando uma fase diferente é perdida, por exemplo, no caso onde fase 2 sofre uma falta, a seguinte relação é obtida:

$$i_{2s} = 0 = \frac{1}{\sqrt{5}} (\tilde{i}_{0s} + \tilde{i}_{1s} a^{-1} + \tilde{i}_{3s}^* a^{-2} + \tilde{i}_{3s} a^{-3} + \tilde{i}_{1s}^* a^{-4}) \quad (111)$$

Reescrevendo a equação segundo as componentes real e imaginária se obtém:

$$i_{ds3} = \frac{\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) i_{qs3} - \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) i_{qs1} - \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) i_{ds1}}{\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)} \quad (112)$$

Neste caso pode-se escolher entre controlar  $i_{ds3}$  ou  $i_{qs3}$ . Com exceção da fase 1, para todas as outras fases, quando ocorre uma falta, pode-se escolher entre a componente direta ou em quadratura de sequência 3 como variável independente. As relações para as outras três fases são as seguintes:

Quando a fase 3 é perdida:

$$i_{ds3} = - \frac{2 \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) i_{qs3} + 2 \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) i_{ds1} + 2 \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) i_{ds1}}{2 \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)} \quad (113)$$

Quando a fase 4 é perdida:

$$i_{ds3} = \frac{2 \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) i_{qs3} + 2 \operatorname{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) i_{qs1} - 2 \operatorname{cos}\left(\frac{4\pi}{5}\right) i_{ds1}}{2 \operatorname{cos}\left(\frac{2\pi}{5}\right)} \quad (114)$$

Quando a fase 5 é perdida:

$$i_{ds3} = \frac{2 \operatorname{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) i_{qs3} - 2 \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) i_{qs1} + 2 \operatorname{cos}\left(\frac{2\pi}{5}\right) i_{ds1}}{2 \operatorname{cos}\left(\frac{4\pi}{5}\right)} \quad (115)$$

Estas cinco restrições são equivalentes, uma vez que a escolha da fase é apenas questão do sistema referência. Pode-se mostrar a equivalência entre as restrições mudando o sistema de referência das componentes de sequência. Por exemplo, se o sistema de referência for rotacionado de  $72^\circ$  a restrição quando a fase 2 é perdida fica idêntica à restrição da fase 1. Reescrevendo a equação (112) e rotacionando as componentes de sequência 1 e 3 da corrente obtém-se:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} -\operatorname{cos}(\alpha) & -\operatorname{sen}(\alpha) \\ \operatorname{sen}(\alpha) & \operatorname{cos}(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \operatorname{cos}(\alpha) & -\operatorname{sen}(\alpha) \\ \operatorname{sen}(\alpha) & \operatorname{cos}(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} -\operatorname{cos}(2\alpha) & \operatorname{sen}(2\alpha) \\ \operatorname{sen}(3\alpha) & \operatorname{cos}(3\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \operatorname{cos}(3\alpha) & -\operatorname{sen}(3\alpha) \\ \operatorname{sen}(3\alpha) & \operatorname{cos}(3\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds3} \\ i_{qs3} \end{bmatrix} = 0 \end{aligned} \quad (116)$$

Sendo  $\alpha = 72^\circ$ , a equação acima pode ser simplificada e os termos rearranjados resultam em:

$$i_{d1} = -i_{d3} \quad (117)$$

Fica demonstrado assim a equivalência entre as restrições. Modificando-se o referencial pode-se demonstrar a mesma equivalência para os casos onde as fases 3, 4 e 5 são perdidas.

Quando duas fases são perdidas, as duas componentes de sequência 3 se tornam variáveis dependentes. No caso onde as fases 1 e 2 são perdidas as seguintes relações devem ser satisfeitas:

$$i_{1s} = 0 = \frac{1}{\sqrt{5}}(\tilde{i}_{0s} + \tilde{i}_{1s} + \tilde{i}_{3s}^* + \tilde{i}_{3s} + \tilde{i}_{1s}^*) \quad (118)$$

$$i_{2s} = 0 = \frac{1}{\sqrt{5}}(\tilde{i}_{0s} + \tilde{i}_{1s}a^{-1} + \tilde{i}_{3s}^*a^{-2} + \tilde{i}_{3s}a^{-3} + \tilde{i}_{1s}^*a^{-4}) \quad (119)$$

$$(120)$$

Resolvendo o sistema de equações acima, as seguintes relações entre as componentes de sequência 1 e 3 aparecem:

$$i_{ds3} = -i_{ds1} \quad (121)$$

$$i_{qs3} = \frac{-2 \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) i_{qs1} + \left(2 \operatorname{cos}\left(\frac{4\pi}{5}\right) - 2 \operatorname{cos}\left(\frac{2\pi}{5}\right)\right) i_{ds1}}{2 \operatorname{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right)} \quad (122)$$

Quando duas fases não consecutivas são perdidas, por exemplo, a fase 1 e a fase 3 as seguintes equações devem ser satisfeitas:

$$i_{1s} = 0 = \frac{1}{\sqrt{5}}(\tilde{i}_{0s} + \tilde{i}_{1s} + \tilde{i}_{3s}^* + \tilde{i}_{3s} + \tilde{i}_{1s}^*)$$

$$i_{3s} = 0 = \frac{1}{\sqrt{5}}(\tilde{i}_{0s} + \tilde{i}_{1s}a^{-2} + \tilde{i}_{3s}^*a^{-4} + \tilde{i}_{3s}a^{-6} + \tilde{i}_{1s}^*a^{-8})$$

Resolvendo as equações para  $i_{ds3}$  e  $i_{qs3}$  resulta em:

$$i_{ds3} = -i_{ds1} \quad (123)$$

$$i_{qs3} = -\frac{2 \operatorname{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) i_{qs1} + \left(2 \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) - 2 \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)\right) i_{ds1}}{2 \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right)} \quad (124)$$

Com estas equações é possível continuar controlando a máquina de indução pentafásica mesmo após uma ou duas faltas. As modificações no controle são mínimas. Basicamente deve-se usar como referência para as componentes de sequência 3 os valores calculados com as equações acima. No caso de uma falta, uma das componentes ainda pode ser imposta de forma arbitrária. Esta liberdade na escolha da componente independente permite que um valor ótimo seja definido de forma a satisfazer algum critério de desempenho. Geralmente deseja-se que as correntes de fase tenham amplitudes iguais ou que as perdas Joule sejam as menores possíveis. Em (APSLEY, 2010) são obtidas expressões que permitem calcular o valor ótimos para a componente controlável de sequência 3 como função das outras componentes da corrente no estator. No caso onde duas fases são perdidas, não é possível controlar  $i_{ds3}$  nem  $i_{qs3}$ , pois estas duas componentes serão combinações de  $i_{ds1}$  e  $i_{qs1}$ . Desta forma, o controle deve apenas gerar o sinal de referência de acordo com as restrições impostas pela falta.

Segundo (APSLEY, 2010) para o caso onde a fase 1 é perdida, a componente  $i_{sq3}$  deve ser zero quando se deseja minimizar as perdas Joule no estator, ou deve ser igual a 23.6% de  $i_{sq1}$  quando se deseja que todas as correntes de fase possuam a mesma amplitude em regime. O controle então deve utilizar como valores de referência, para as componentes de sequência 3 das correntes do estator, uma das duas opções abaixo.

$$\tilde{i}_{ds3}^s = -\tilde{i}_{ds1}^s \quad (125)$$

$$\tilde{i}_{qs3}^s = 0 \quad (126)$$

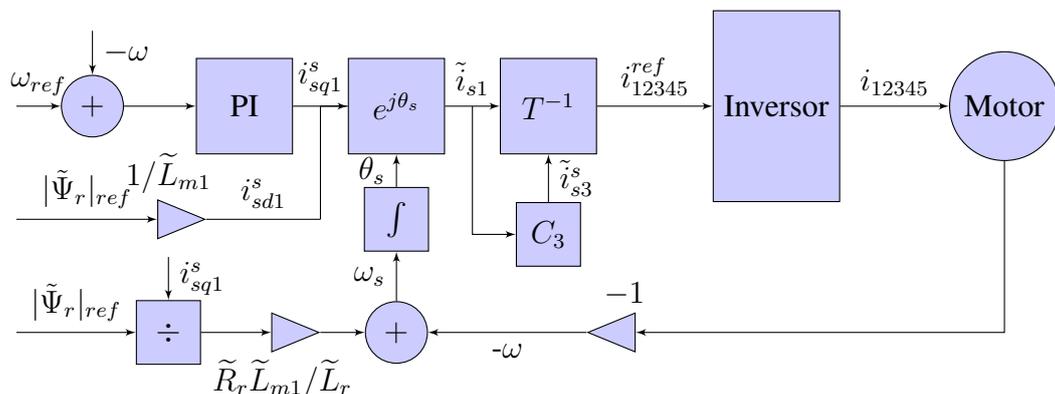
Para mínima perda Joule no estator ou

$$\tilde{i}_{ds3}^s = -\tilde{i}_{ds1}^s \quad (127)$$

$$\tilde{i}_{qs3}^s = 0.236\tilde{i}_{qs1}^s \quad (128)$$

para obter amplitudes iguais nas correntes de fase. O diagrama de blocos do controle, contendo a modificação necessária para a operação após a falta é apresentado abaixo.

Figura 17: Diagrama de blocos do controle vetorial no caso de falha na fase 1.



O bloco  $C_3$  corresponde às equações (125)-(126) ou as equações (127)-(128) no caso da perda da fase 1, se a falta ocorrer em outra fase pode-se determinar a corrente  $i_{ds3}$  utilizando uma das equações (112) - (115). O valor ótimo de  $i_{qs3}$  segundo os critérios de desempenho citados acima pode ser encontrado em (APSLEY, 2010). Outra alternativa, muito mais simples, é utilizar apenas as equações (125)-(126) e (127)-(128) para qualquer falha envolvendo uma fase. Neste caso é necessário alterar a referência das fases. Por exemplo, se a fase 2 é perdida então o valor de referência da corrente da fase 1 deve ser utilizado como o valor de referência para a corrente da fase 2, o valor de referência da fase 2 deve ser utilizado como referência da fase 3 e assim por diante. As Figuras 18, 19 e 20 ilustram melhor estas alterações.

Figura 18: Situação onde a fase "1" é perdida.

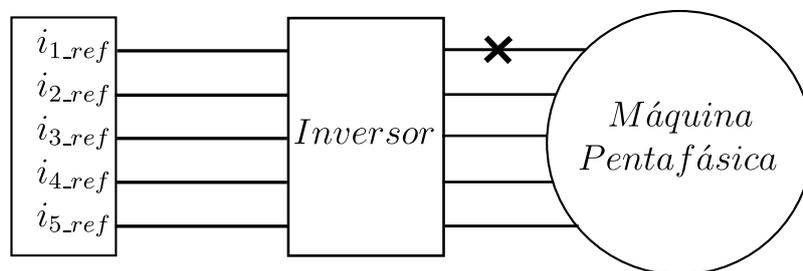


Figura 19: Modificação necessária nas correntes de referência para manter o mesmo controle quando a fase "2" é perdida.

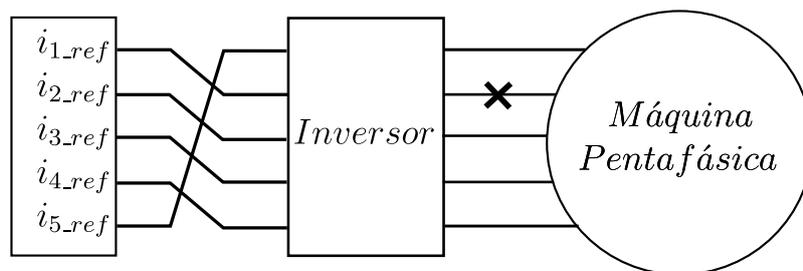
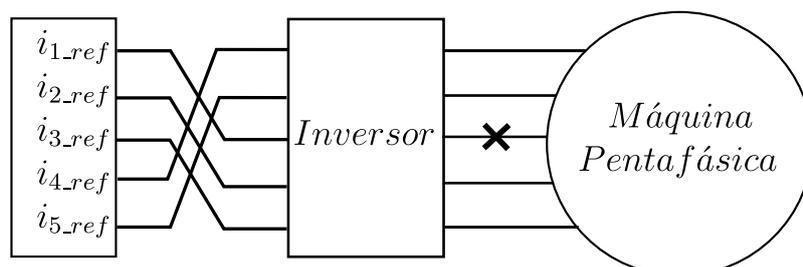


Figura 20: Modificação necessária nas correntes de referência para manter o mesmo controle quando a fase "3" é perdida.



Quando a falta ocorre em duas fases, o mesmo procedimento de troca das referências das fases pode ser utilizado. No caso de perda de duas fases consecutivas as equações (121) devem ser utilizadas e no caso de perda de duas fases não consecutivas as equações (123) devem ser utilizadas no cálculo dos valores de referência das componentes de sequência 3.

No próximo capítulo serão apresentados resultados das simulações utilizando a estratégia de controle apresentada aqui e o modelo do motor desenvolvido no Capítulo 3.

## 3.2 Controle Escalar

O controle escalar é muito utilizado em situações onde se necessita velocidade variável e a resposta transitória não precisa ser rápida. A principal vantagem deste método é a simplicidade. Diferente do controle vetorial, o controle escalar pode ser empregado em malha aberta e não necessita do conhecimento dos parâmetros da máquina de indução. Devido às características do torque, para cargas próximas a nominal o escorregamento é pequeno e conseqüentemente o erro de velocidade em regime também será.

O controle escalar controla a amplitude da tensão e a frequência de alimentação de forma a manter a relação entre as duas, constante. Com isso se mantém o fluxo constante evitando saturação. O controle escalar não é indicado em aplicações onde se necessite operar a velocidades baixas, pois nestas situações não basta manter a relação V/F constante para manter o fluxo constante.

O controle escalar pode continuar a ser feito após a ocorrência de uma falta, entretanto, o desbalanceamento causado pela perda de uma fase não pode ser compensado sem que exista algum tipo de realimentação. No capítulo sobre o modelo da máquina com falta foi demonstrado que a máquina operando em regime permanente senoidal produz torque pulsante quando a amplitude das componentes de sequência 1 das correntes são diferentes. Para que a máquina seja controlada com imposição de tensão é necessário definir a relação entre as correntes e a tensão de alimentação durante a falta. Na seção sobre o controle vetorial foram apresentadas as restrições na imposição das correntes devido à perda de uma fase. Estas relações serão agora utilizadas para estabelecer a relação entre as componentes de sequência da tensão e da corrente do estator após a falta.

As equações de malha para as componentes de eixo direto de sequência 1 e 3, antes da falta, são:

$$\begin{aligned}
v_{sd1} &= \tilde{R}_s i_{sd1} + \frac{d\Psi_{sd1}}{dt} \\
v_{sq1} &= \tilde{R}_s i_{sq1} + \frac{d\Psi_{sq1}}{dt} \\
v_{sd3} &= \tilde{R}_{sd3} i_{sd3} + \frac{d\Psi_{sd3}}{dt} \\
v_{sq3} &= \tilde{R}_{sq3} i_{sq3} + \frac{d\Psi_{sq3}}{dt} \\
v_{rd1}^s &= \tilde{R}_r i_{rd1} + \frac{d\Psi_{rd1}}{dt} + \omega \Psi_{sq1} \\
v_{rq1}^s &= \tilde{R}_r i_{rq1}^s + \frac{d\Psi_{rq1}^s}{dt} - \omega \Psi_{sd1} \\
v_{rd3}^s &= \tilde{R}_{r3} i_{rd3}^s + \frac{d\Psi_{rd3}^s}{dt} + 3\omega \Psi_{sq3} \\
v_{rq3}^s &= \tilde{R}_{r3} i_{rq3}^s + \frac{d\Psi_{rq3}^s}{dt} - 3\omega \Psi_{sd3}
\end{aligned}$$

As Figuras 21 a 24 representam o circuito de malha da máquina antes da falta.

Figura 21: Circuito equivalente da máquina para a componente de seqüência 1 de eixo direto.

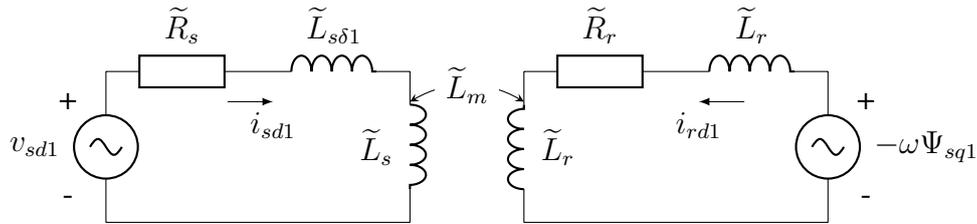


Figura 22: Circuito equivalente da máquina para a componente de seqüência 1 de eixo em quadratura.

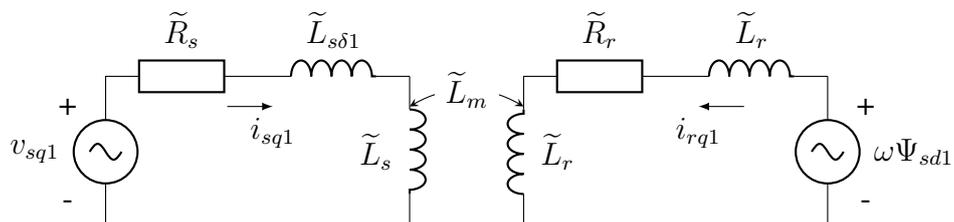


Figura 23: Circuito equivalente da máquina para a componente de sequência 3 de eixo direto.

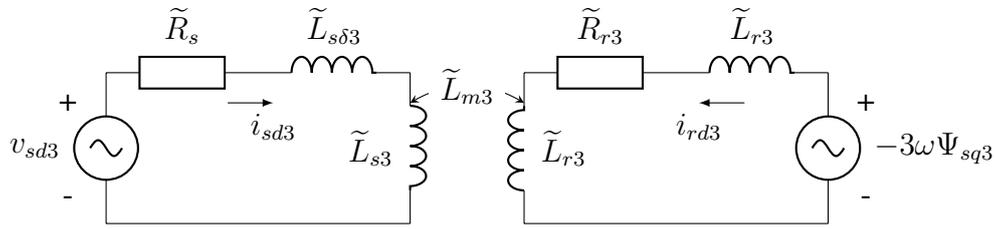
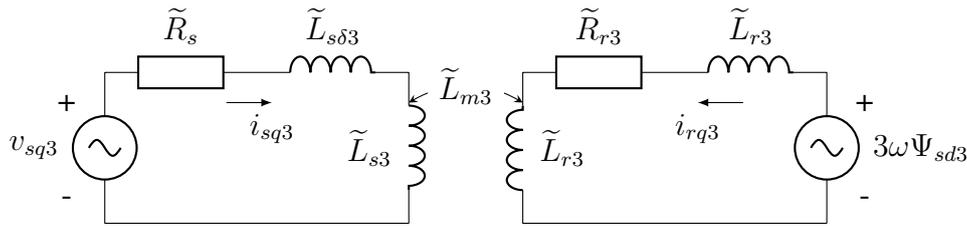


Figura 24: Circuito equivalente da máquina para a componente de sequência 3 de eixo em quadratura.



Após a perda da fase 1 a seguinte relação é imposta:

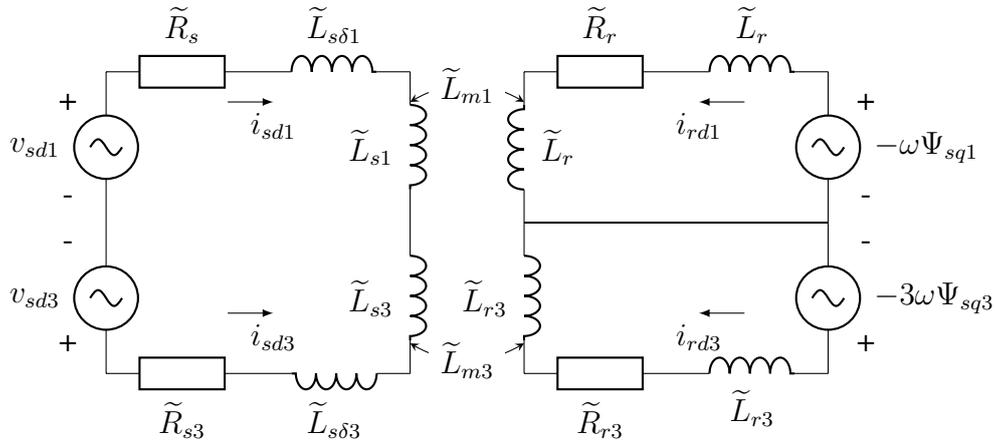
$$i_{sd1} = -i_{sd3}$$

Esta relação indica que passa a existir um acoplamento entre os circuitos de eixo direto de sequência 1 e 3, após a falta. A equação de malha para o eixo direto pode ser então reescrita como segue:

$$v_{sd1} - v_{sd3} = \tilde{R}_{sd1} i_{sd1} + \frac{d\Psi_{sd1}}{dt} - \tilde{R}_{sd3} i_{sd3} - \frac{d\Psi_{sd3}}{dt}$$

Esta equação é obtida subtraindo-se a equação de malha do estator de sequência 3 da equação de malha do estator de sequência 1. O circuito equivalente do estator é então modificado pela falta como apresentado na Figura abaixo.

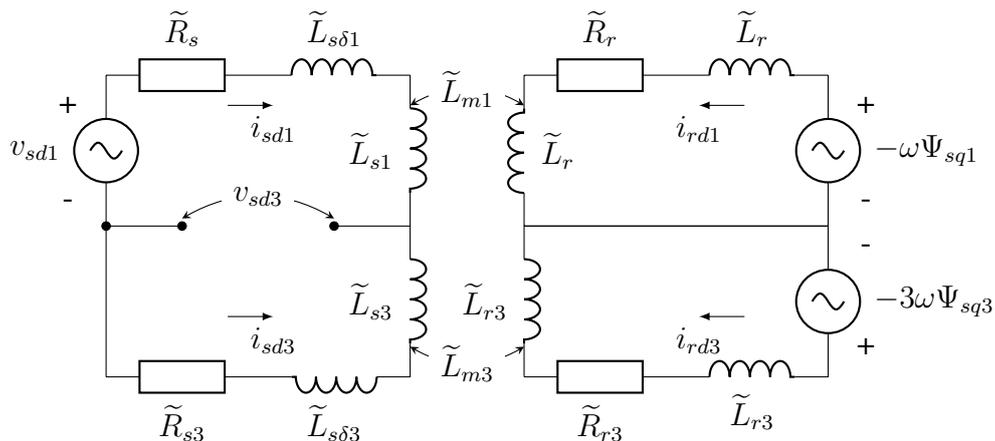
Figura 25: Circuito equivalente após a falta.



Substituindo  $i_{sd3}$  por  $-i_{sd1}$  na equação de malha do estator e considerando que a máquina não é alimentada com tensão de sequência 3,  $v_{sd3} = 0$ , a equação de malha passa a ser:

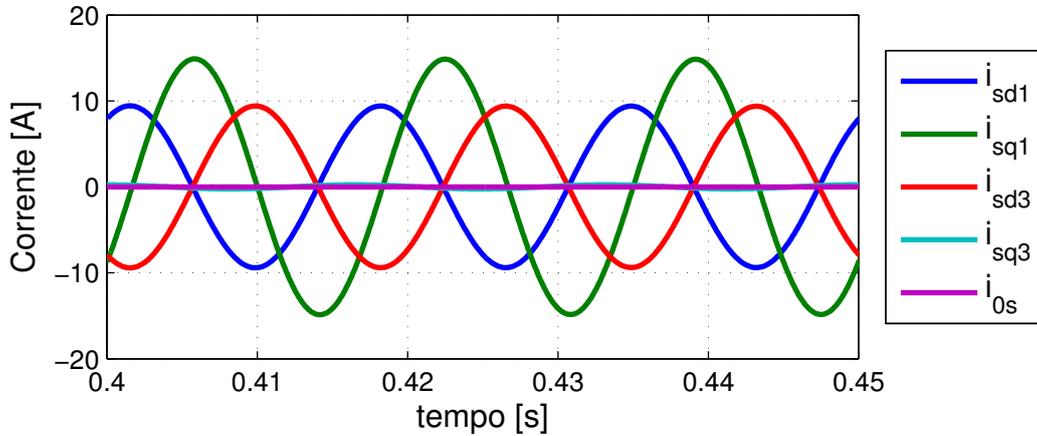
$$v_{sd1} = \tilde{R}_s i_{sd1} + \frac{d\Psi_{sd1}}{dt} + \tilde{R}_{sd3} i_{sd1} - \frac{d\Psi_{sd3}}{dt} \quad (129)$$

O circuito de malha para o eixo direto é alimentado apenas pela componente direta de sequência 1 da tensão. A influência do circuito de sequência 3 passa a ser a queda de tensão  $v_{ds3}$  descrita na Figura abaixo.

Figura 26: Circuito equivalente quando a tensão  $i_{sd3}$  não é imposta.

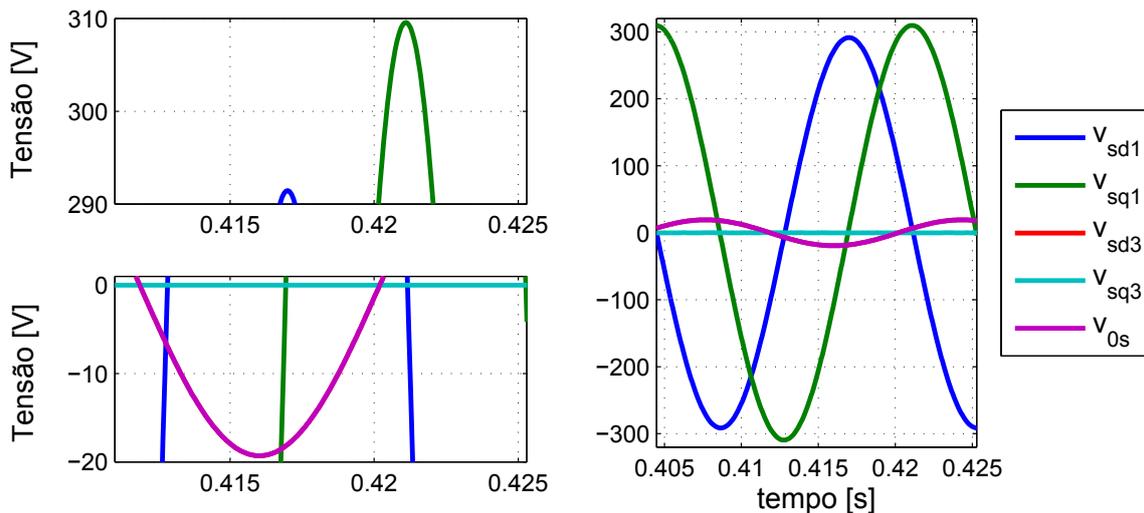
Para melhor ilustrar esta interação entre as componentes de sequência 1 e 3 é apresentado abaixo os resultados da simulação do modelo da máquina pentafásica, operando com falta e com carga plena no eixo. Na Figura 27 pode ser vista a diferença nas amplitudes das componentes, direta e em quadratura, das correntes de sequência.

Figura 27: Correntes do estator de seqüência quando a fase 1 é perdida.



Esta diferença nas amplitudes é o que gera o torque pulsante, mas é a queda de tensão  $v_{ds3}$  que gera o desbalanço nas correntes. Na Figura 28 são demonstradas as componentes de seqüência da tensão de alimentação da máquina após a falta - nos gráficos da esquerda são mostradas ampliações. Pode ser visto que a tensão  $v_{ds}$  é ligeiramente menor que a tensão  $v_{qs1}$  e que a diferença entre as amplitudes máxima das duas componentes é igual à amplitude da componente  $v_{ds3}$ .

Figura 28: Diferença entre a amplitude das componentes de seqüência  $v_{sd1}$ ,  $v_{sq1}$  e o aumento da componente  $v_{sd3}$  após a fase 1 ser perdida.



Para eliminar a pulsação no torque é necessário aumentar a tensão  $v_{sd1}$  de forma a compensar a queda de tensão  $v_{sd3}$ . Caso a tensão  $v_{ds3}$  seja obtida com base nas tensões de fase medidas, então a tensão de alimentação, após a falta  $v_{sdfalta}$ , necessária para anular a pulsação no torque, é dada pela equação:

$$v_{sdfalta} = v_{sd1} + v_{sd3} \quad (130)$$

Somando a tensão  $v_{ds3}$  à tensão de alimentação  $v_{ds1}$ , os resultados mostrados nas Figuras 29, 30, 31 são obtidos em simulação. O controle é aplicado após se passar 1 segundo.

Figura 29: Correntes do estator de sequência quando a fase 1 é perdida e o controle aplicado em  $t=1s$ .

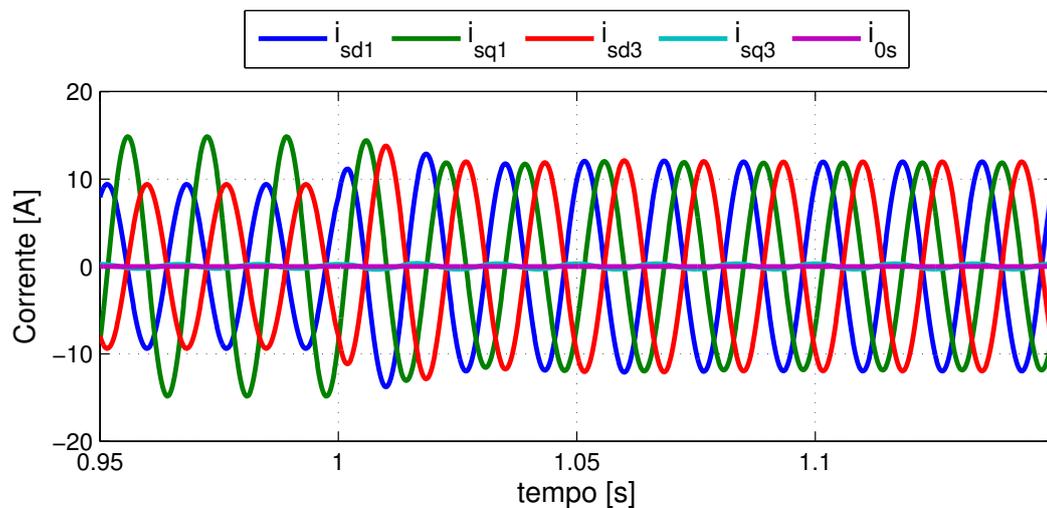


Figura 30: Componentes de sequência da tensão do estator quando a fase 1 é perdida e o controle aplicado em  $t=1s$ .

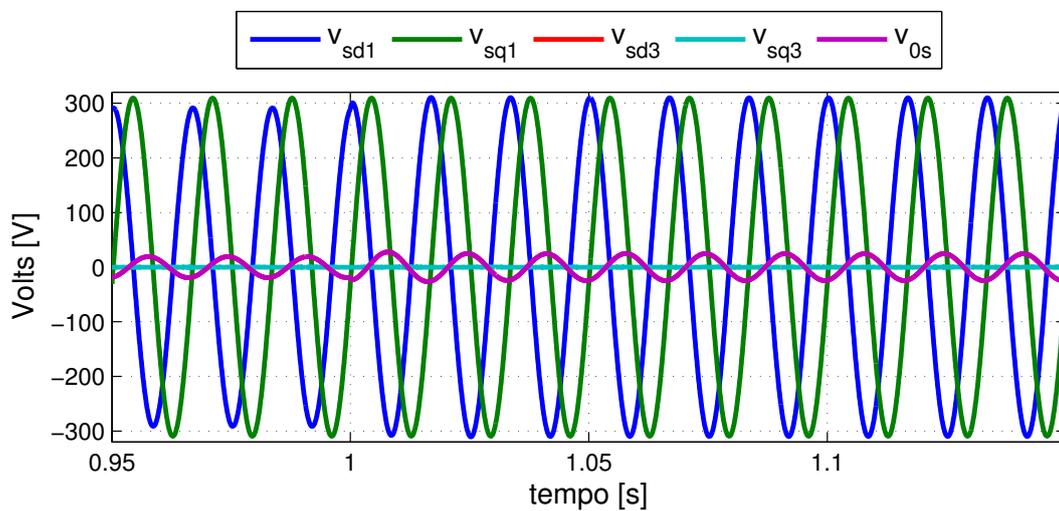
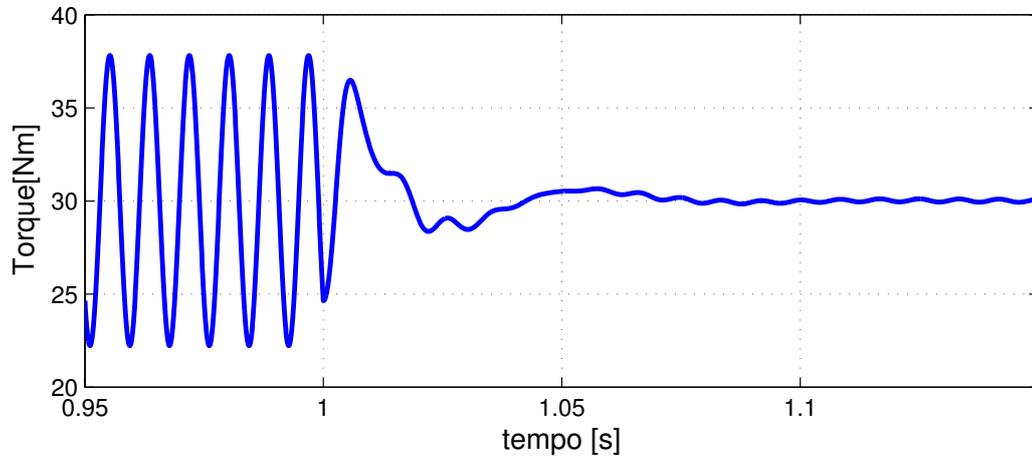


Figura 31: Torque gerado quando a fase 1 é perdida e o controle aplicado em  $t=1s$

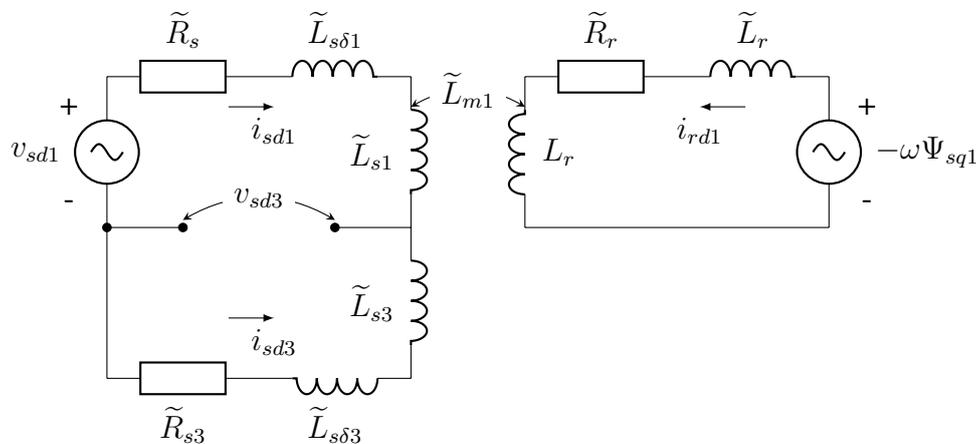


Ao analisar a Figura 31, verifica-se que o torque pulsante é praticamente anulado quando a tensão  $v_{ds3}$  é somada à tensão  $v_{ds1}$ . O principal problema é que a falta impede a medição das tensões de fase da máquina, impossibilitando a obtenção da componente  $v_{ds3}$ . Entretanto, se a indutância mútua entre o rotor e o estator, para o circuito de sequência 3, não for considerada, a tensão  $v_{ds3}$  pode ser aproximada utilizando as correntes de sequência do estator e a equação dada abaixo.

$$v_{sd3} \approx \tilde{R}_s i_{sd3} + \tilde{L}_{s3} \frac{di_{sd3}}{dt} \quad (131)$$

O circuito equivalente da máquina pentafásica, para a componente de eixo direto, quando feita esta simplificação, é apresentado na Figura abaixo.

Figura 32: Circuito equivalente da máquina pentafásica quando não é considerado o acoplamento magnético entre o rotor e o estator por intermédio da indutância mútua de sequência três.



O erro na tensão  $v_{ds3}$  será proporcional a derivada da corrente  $i_{dr3}$ . Embora a equação (131) seja simples, calcular a derivada da corrente  $i_{sd3}$  se torna um problema, pois a

medição da corrente possui ruídos. Para contornar este problema, a derivada da corrente é aproximada considerando que o sistema opera em regime senoidal. Considerando que a corrente  $i_{sd3}$  em regime é:

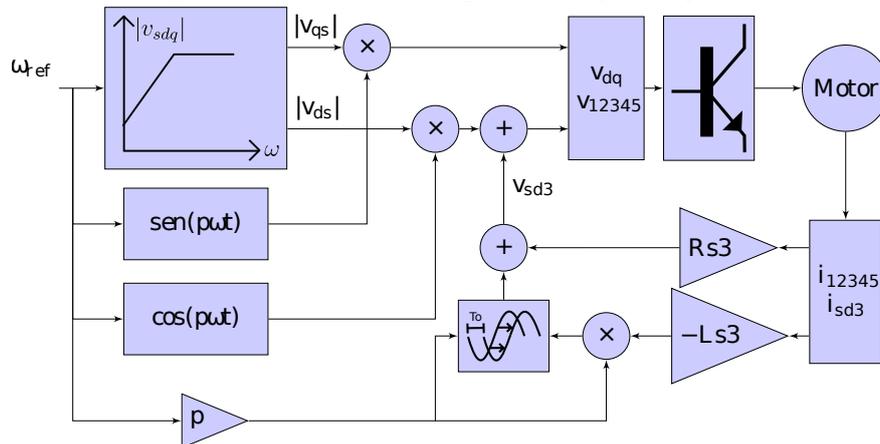
$$i_{ds3} = I_{ds3} \cdot \cos(\omega t) \quad (132)$$

A derivada é dada por:

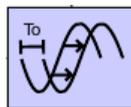
$$\frac{di_{ds3}}{dt} = \omega I_{ds3} \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (133)$$

Desta forma a derivada pode ser obtida multiplicando o sinal da corrente pela sua frequência e adicionando uma fase igual a 90 graus. Como a frequência da corrente é igual à frequência da tensão de alimentação o incremento de fase nas correntes pode ser calculado com base na velocidade de referência. O diagrama de blocos do controle V/F da máquina operando com falta em uma fase é mostrado na Figura a seguir.

Figura 33: Estratégia de controle escalar para a máquina operando sem um fase.



Na Figura 28 é apresentada o diagrama de blocos da estratégia de controle proposta. O ganho  $p$  significa número de pares de polos. O atraso de  $90^\circ$  na fase da corrente, necessária para aproximar a derivada de  $i_{sd3}$  é calculada pelo bloco de controle apresentado abaixo.



Este bloco recebe o valor da velocidade de referência multiplicada pelo número de pares de polos da máquina e calcula o atraso temporal equivalente à fase de  $90^\circ$  com a equação abaixo.

$$T_0 = \left(\frac{2\pi}{p\omega_{ref}}\right) \frac{1}{4} = \frac{\pi}{2p\omega_{ref}} \quad (134)$$

O sinal da corrente é então atrasado, pelo bloco, por um período de tempo  $T_0$ .

A seguir é apresentado o modelo da máquina pentafásica operando sem uma fase baseada nos circuitos apresentados nesta seção. Com este modelo é possível simular a máquina sem uma fase, entretanto para simulações onde se deseja simular a máquina

no momento onde a fase é perdida o modelo apresentado no capítulo anterior é mais indicado. As equações de malha do motor com falta e a relação entre o fluxo concatenado e as componentes d e q das correntes de sequência são dadas pelas equações abaixo.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{sd1} \\ v_{sq1} \\ v_{rd1} \\ v_{rq1} \\ v_{sq3} \\ v_{rd3} \\ v_{rq3} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 2R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{rd1} \\ i_{rq1} \\ i_{sq3} \\ i_{rd3} \\ i_{rq3} \end{bmatrix} + \frac{p}{2}\omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\Psi_{rq} \\ \Psi_{rd} \\ 0 \\ -\Psi_{rq3} \\ \Psi_{rd3} \end{bmatrix} + \\
 & \begin{bmatrix} (\tilde{L}_{ss1} + \tilde{L}_{ss3}) & 0 & \tilde{L}_{m1} & 0 & 0 & -\tilde{L}_{m3} & 0 \\ 0 & \tilde{L}_{ss1} & 0 & \tilde{L}_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{L}_{m1} & 0 & \tilde{L}_{rr1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_{m1} & 0 & \tilde{L}_{rr1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{ss3} & 0 & \tilde{L}_{m3} \\ -\tilde{L}_{m3} & 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{rr3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{m3} & 0 & \tilde{L}_{rr3} \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{rd1} \\ i_{rq1} \\ i_{sq3} \\ i_{rd3} \\ i_{rq3} \end{bmatrix} \quad (135)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \Psi_{sd1} \\ \Psi_{sq1} \\ \Psi_{rd1} \\ \Psi_{rq1} \\ \Psi_{sq3} \\ \Psi_{rd3} \\ \Psi_{rq3} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (\tilde{L}_{ss1} + \tilde{L}_{ss3}) & 0 & \tilde{L}_{m1} & 0 & 0 & -\tilde{L}_{m3} & 0 \\ 0 & \tilde{L}_{ss1} & 0 & \tilde{L}_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{L}_{m1} & 0 & \tilde{L}_{rr1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_{m1} & 0 & \tilde{L}_{rr1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{ss3} & 0 & \tilde{L}_{m3} \\ -\tilde{L}_{m3} & 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{rr3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_{m3} & 0 & \tilde{L}_{rr3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{rd1} \\ i_{rq1} \\ i_{sq3} \\ i_{rd3} \\ i_{rq3} \end{bmatrix} \quad (136)
 \end{aligned}$$

A equação do torque com a perda da fase 1 (137) é obtida substituindo a componente de sequência  $i_{sd3}$  por  $-i_{sd1}$ .

$$T_e = p\tilde{L}_{m1}(i_{rd1}i_{sq1} - i_{sd1}i_{rq1}) + 3p\tilde{L}_{m3}(i_{rd3}i_{sq3} + i_{sd1}i_{rq3}) \quad (137)$$

Utilizando este conjunto de equações para simular a máquina com falta se obtém os mesmos resultados obtidos com o modelo desenvolvido no capítulo sobre o modelo da máquina com falta. A desvantagem deste modelo é que não se pode simular a máquina com mais de uma falta, por outro lado este modelo é mais estável matematicamente pois não utiliza valores altos de resistência para impedir a passagem de corrente na sob falta.

### 3.3 Resumo

Neste capítulo, foram apresentadas duas estratégias de controle capazes de manter a máquina operando, após a perda de uma fase, com mínima pulsação no torque.

Foi feita uma pequena revisão sobre os princípios do controle vetorial para depois demonstrar quais as modificações que devem ser feitas para que o controle possa controlar uma máquina operando sem uma ou duas fases.

Foi demonstrado qual a relação entre a tensão de alimentação e as correntes de fase do estator. Esta relação foi utilizada na síntese do controle escalar e na obtenção de um

modelo para a máquina operando sem uma fase. Tanto o controle escalar quanto o modelo foram desenvolvidos durante a dissertação. A única estratégia de controle escalar para máquinas pentafásicas operando sem uma fase encontrada durante a revisão bibliográfica foi a estratégia proposta em (MORSY et al., 2013). Esta estratégia mede as corrente de fase do estator e calcula as componentes de sequência das correntes do estator. Com os valores de  $i_{sd1}$  e  $i_{sq1}$  são calculados os valores de referência para  $i_{sd3}$  e  $i_{sq3}$  que garantem que as correntes de fase tenham a mesma amplitude. Os erros entre as componentes  $i_{sd3}$  e  $i_{sq3}$  e o valor de referência passa por um controle ressonante que fornece o valor para as componentes de sequência 3 das tensões de fase. O controle apresentado em (MORSY et al., 2013) não possui nenhuma restrição quanto a amplitude das correntes de sequência 1 do estator. Os autores do artigo assumem que amplitudes de fase iguais são suficientes para eliminar a pulsação no torque gerado. No controle proposto o modelo do motor sob falta é utilizado para identificar as causas que levam as componentes de sequência  $i_{sd1}$  e  $i_{sq1}$  a apresentarem amplitudes diferentes após a falta. É constatado que, após a perda de uma fase, passa a existir um acoplamento entre os circuitos de malha do estator. Este acoplamento adiciona uma queda de tensão ao circuito de malha da componente de eixo direto de sequência 1. O controle proposto calcula esta queda de tensão e aumenta a componente  $v_{sd1}$  da tensão para garantir que as componentes de sequência  $i_{sd1}$  e  $i_{sq1}$  tenham amplitudes iguais.

No próximo capítulo, serão apresentados os resultados das simulações e ensaios feitos utilizando as duas estratégias de controle apresentadas neste capítulo.

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E ENSAIOS

Neste capítulo, são apresentados os resultados das simulações feitas com o software MATLAB/Simulink e os resultados dos ensaios realizadas no laboratório quando as estratégias de controle apresentadas no capítulo anterior são utilizadas. Os dados de placa e os parâmetros da máquina de indução são apresentados nas Tabelas 1 e 2. Estes são os parâmetros da máquina disponível no laboratório.

Tabela 1: Dados de Placa da Máquina Pentafásica

Dados	Valor
Potência	5,5 kW
$\eta$	90%
Fator de potência	0,79
Tensão de fase	220 $V_{rms}$
Corrente de fase	7,74 $i_{rms}$
Frequência ( $f$ )	60 Hz
numero de pares de polos ( $p$ )	2
Número de ranhuras do estator	60
Número de ranhuras do rotor	44
Escorregamento nominal	2,56%
Velocidade nominal	1754 RPM

Tabela 2: Parâmetros da Máquina de Indução Pentafásica.

Parâmetro	Sequência 1	Sequência 3
$\tilde{R}_s$	1,27 $\Omega$	1,27 $\Omega$
$\tilde{R}_r$	21,58 $\mu\Omega$	155,88 $\mu\Omega$
$\tilde{L}_{\delta s}$	2,924mH	2,924mH
$\tilde{L}_s$	125,35mH	4,428mH
$\tilde{L}_{\delta r}$	72,075nH	534,163nH
$\tilde{L}_r$	2,935 $\mu$ H	2,935 $\mu$ H
$\tilde{L}_m$	600,730 $\mu$ H	-102,157 $\mu$ H

## 4.1 Resultados de Simulações

### 4.1.1 Controle Escalar

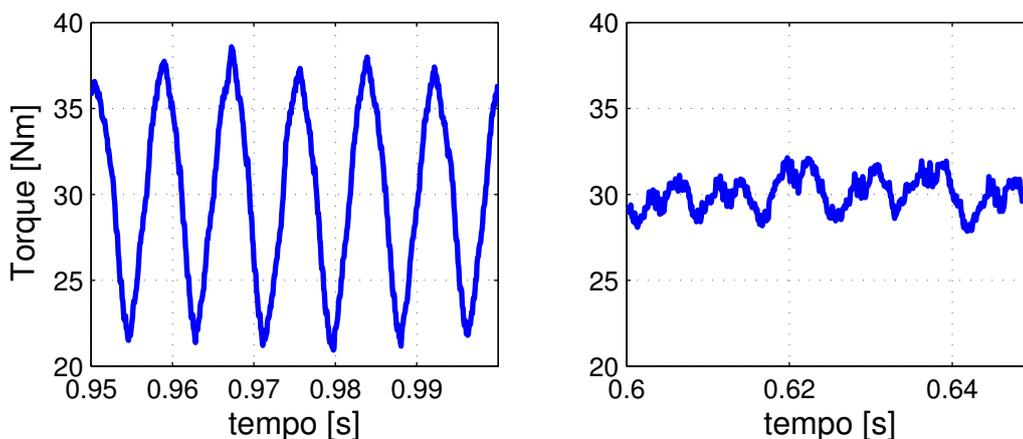
Para verificar se o controle escalar proposto é capaz de reduzir a pulsação no torque foram realizadas simulações utilizando o modelo desenvolvido no Capítulo 2. O diagrama de blocos do controle é apresentado na Figura 28. Na primeira simulação, o controle proposto foi testado utilizando os valores nominais da máquina. Como o controle proposto não realiza o controle da velocidade em malha fechada existirá um erro na velocidade, o qual depende da carga. Os parâmetros do ensaio são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3: Parâmetros da Simulação 1.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento CC	620V
Velocidade de referência	188,12rad/s
Torque de carga	30Nm

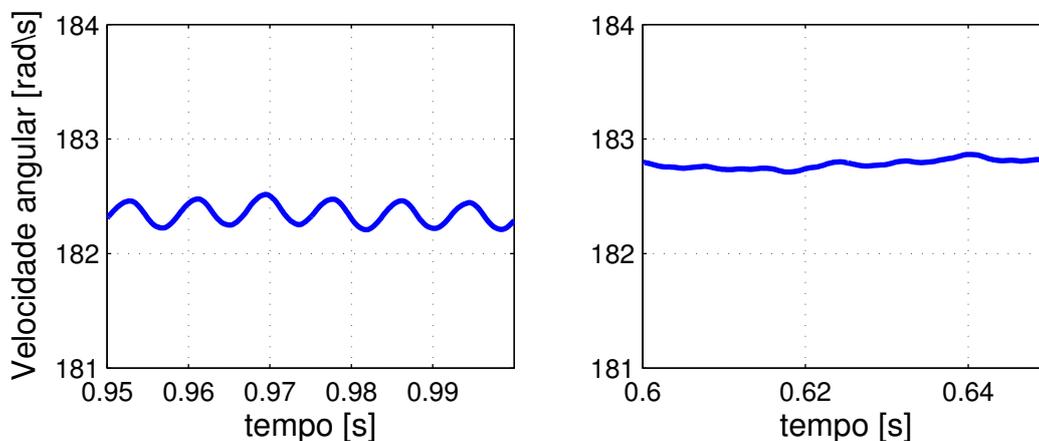
Na Figura 34 é apresentado o torque produzido pela máquina quando apenas o controle tensão frequência tradicional é utilizado e o torque produzido quando o controle proposto é utilizado. Sem o controle proposto a amplitude da oscilação no torque é de  $15Nm$ , com o controle proposto a amplitude da oscilação diminuí para  $4Nm$  ou seja, uma redução de 73.3% na amplitude da oscilação.

Figura 34: Torque gerado pela máquina com o controle escalar tradicional (esquerda); com o controle proposto (direita).



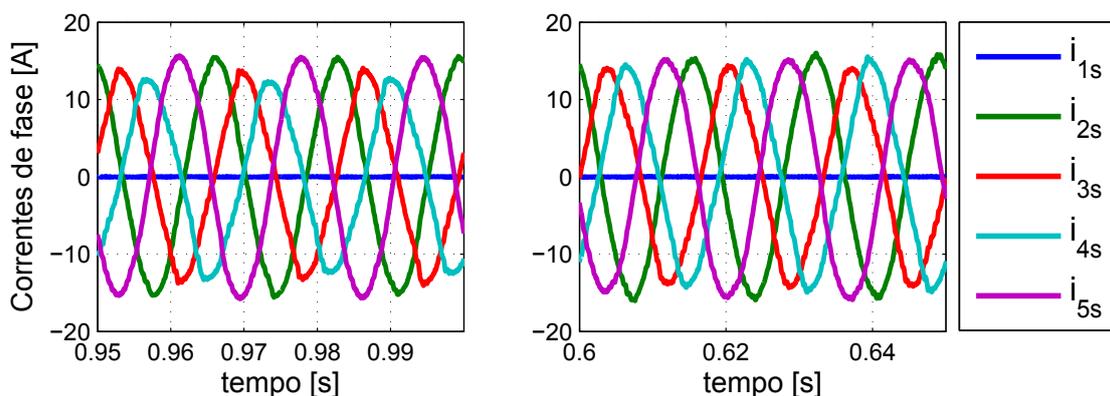
Devido à inércia do rotor, a oscilação na velocidade é bem menor que a oscilação no torque como pode ser visto na Figura 35. A estratégia de controle proposta, além de reduzir a pulsação, ainda aumentou o valor médio do torque resultando num pequeno aumento na velocidade do eixo.

Figura 35: Velocidade sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita).



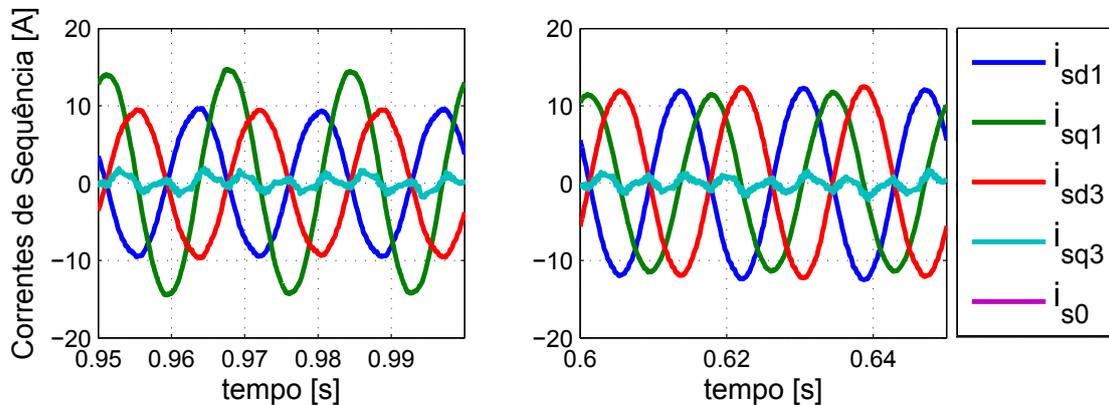
As correntes de fase que circulam pelo estator da máquina são apresentadas na Figura 36. Pode ser observado que quando a máquina opera sem uma fase, com ou sem controle, o valor das correntes ultrapassa o valor nominal que é de  $7A$  (valor RMS) ou  $9.9A$  (valor de pico) e que as amplitudes das correntes após a falta, mesmo com o controle, não são iguais. Como as amplitudes não são iguais o aumento da corrente de fase fica entre 35% e 50% dependendo da fase. Na prática o motor deve operar com cargas abaixo da nominal para evitar danos aos enrolamentos devido ao aumento das perdas Joule no estator.

Figura 36: Correntes de fase do estator sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita).



A ação do controle fica evidente ao observar as componentes de sequência das correntes do estator, apresentadas na Figura 37. Como foi demonstrado no Capítulo 3, uma máquina pentafásica operando em regime permanente senoidal produz um torque pulsante com duas vezes a frequência de alimentação quando as amplitudes das componentes de eixo direto e em quadratura da corrente do estator possuem amplitudes diferentes.

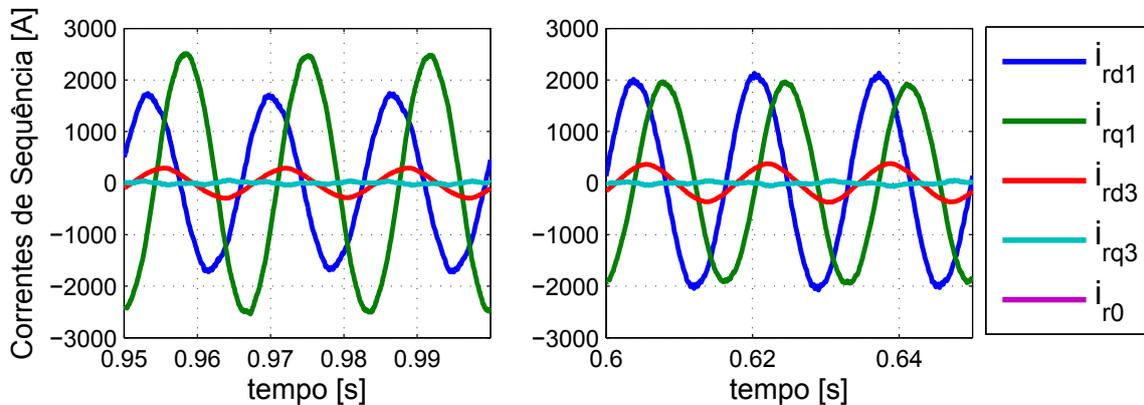
Figura 37: Componentes de sequência das correntes do estator, sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita).



Quando o controle proposto não é utilizado a componente  $i_{sq1}$  da corrente é maior que a componente  $i_{sd1}$  e o torque possui uma componente pulsante. Quando o controle é utilizado, as componentes de sequência  $i_{sd1}$ ,  $i_{sq1}$  e  $i_{sd3}$  passam a ter a mesma amplitude enquanto que a componente  $i_{sq3}$  praticamente não é alterada e permanece com um valor muito pequeno. Como consequência a parcela do torque produzido pelas componentes de sequência 1 da corrente do estator é praticamente constante. Já a parcela do torque produzido pela componente de sequência 3 da corrente do estator é pulsante, mas como  $L_{m3}$  é menor que  $L_{m1}$  o torque pulsante produzido é muito pequeno, cerca de  $-0,11\text{Nm}$ .

As correntes que circulam pelo rotor após a falta são apresentadas na Figura 38, nela é possível ver que a relação entre a amplitude das componentes  $i_{rd1}$  e  $i_{rq1}$  é praticamente igual à relação das amplitudes das componentes de sequência 1,  $i_{sd1}$  e  $i_{sq1}$ , enquanto que a amplitude de  $i_{rd3}$  é proporcionalmente muito menor que  $i_{sd3}$ . Isso acontece por dois motivos, primeiro o circuito equivalente do rotor para as componentes 1 e 3 permanece desacoplado após a falta, ou seja, não existe nenhuma restrição envolvendo  $i_{rd3}$  e  $i_{rd1}$ . O segundo motivo é que a indutância  $L_{m3}$  é muito menor que  $L_{m1}$ , consequentemente a componente de sequência 3 da tensão induzida no rotor é pequena assim como a componente de sequência 3 das correntes do rotor.

Figura 38: Componentes de seqüência das correntes do rotor, sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita).



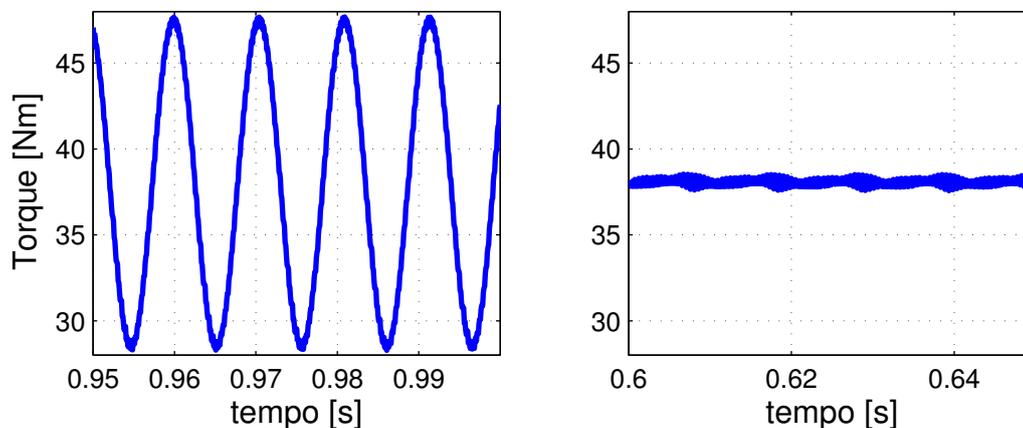
O torque apresentado na Figura 34 possui oscilações, isso acontece porque a máquina foi simulada operando à velocidade nominal. Nesta situação o inversor de frequência opera perto de seu limite máximo, ou seja, não é possível impor tensões muito mais elevadas às fases da máquina. As oscilações no torque ocorreram, pois o ajuste feito pelo controle nas tensões de fase ultrapassou o limite máximo de tensão que o inversor tem capacidade de impor. Se o motor operar a uma velocidade inferior à velocidade nominal ou a tensão do barramento CC for elevada, o controle poderá aumentar a tensão na fase sem que ocorra qualquer tipo de saturação no nível da tensão. Para demonstrar isso, uma segunda simulação foi realizada. Nesta segunda simulação a potência de saída foi mantida constante, mas a velocidade da máquina foi diminuída. Como consequência a tensão de fase também foi diminuída e o controle pôde compensar a queda de tensão sem ultrapassar o limite do barramento CC.

Tabela 4: Parâmetros da Simulação 2.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento CC	620 V
Velocidade de referência	150 rad/s
Torque de carga	38 Nm

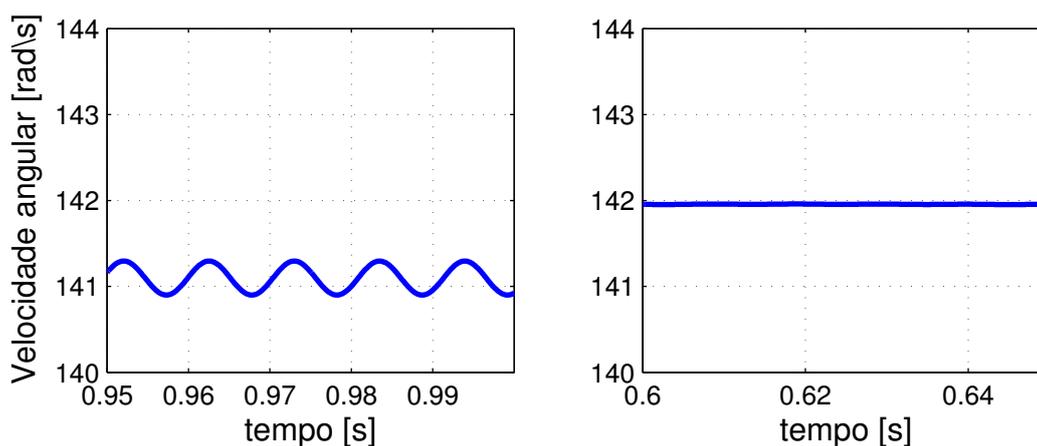
Na Figura 39 é apresentado o torque gerado pelo motor com e sem o controle proposto. Percebe-se que a pulsação no torque é praticamente eliminada, diferente da primeira simulação onde o torque apresenta uma oscilação de 4 Nm. Isso ocorre, pois para uma velocidade de referência igual a nominal ou 188,12 rad/s, a tensão de pico aplicada a fase é de 311 V já para uma velocidade de 150 rad/s o controle aplica uma tensão de pico de aproximadamente 248 V possibilitando ao controle compensar a tensão  $v_{sd1}$  sem alcançar o limite do barramento CC.

Figura 39: Torque gerado pela máquina com o controle escalar tradicional (esquerda); com o controle proposto (direita).



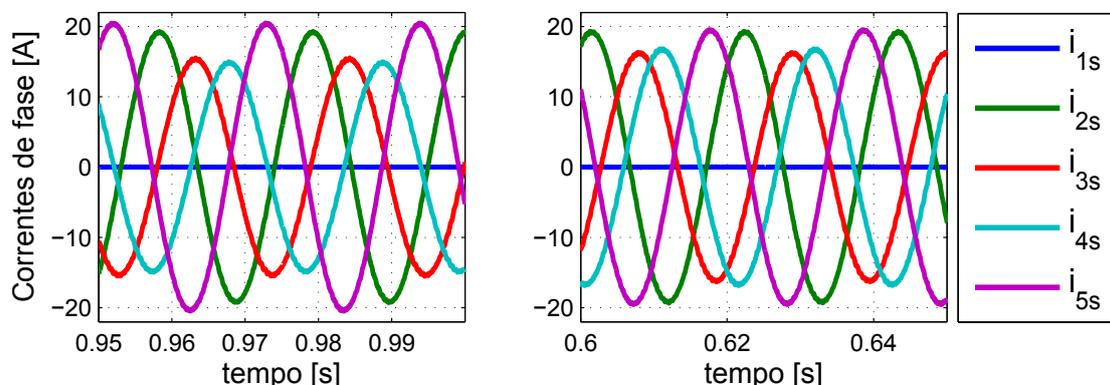
Como o torque gerado possui menos pulsação, a velocidade no eixo praticamente não apresenta oscilações como pode ser visto na Figura 40.

Figura 40: Velocidade sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita).



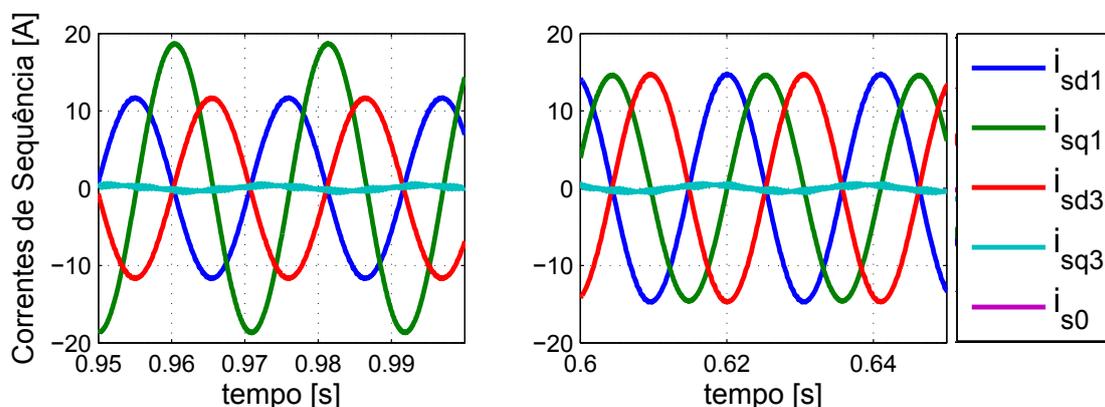
Para manter a potência inalterada com velocidade reduzida para  $150 \text{ rad/s}$  o torque teve que ser aumentado de  $30 \text{ Nm}$  para  $38 \text{ Nm}$ . Como resultado a corrente de fase do motor teve um grande aumento, como pode ser visto na Figura 41, duas fases sofreram um aumento de quase 100% enquanto as outras duas tiveram um aumento próximo a 50% na corrente de fase do estator. Este resultado demonstra que após a perda de uma fase a carga máxima que a máquina pode acionar deve ser limitada e não a potência.

Figura 41: Correntes de fase do estator sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita). Para um torque de 38 Nm.



Na Figura 42 são apresentadas as componentes de seqüência das correntes de fase antes e após a falta. O controle atua nas tensões de fase de forma a garantir que as componentes  $i_{sd1}$  e  $i_{sq1}$  tenham amplitudes iguais.

Figura 42: Componentes de seqüência das correntes do estator, sem controle proposto (esquerda) e com o controle proposto (direita).



Foram apresentados nesta seção os resultados das simulações quando o controle escalar proposto foi utilizado e para comparação foram apresentadas resultados das simulações quando o controle tensão frequência tradicional é utilizado.

#### 4.1.2 Controle Vetorial

Para testar a estratégia de controle vetorial foram feitas simulações utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 5. Foram realizadas simulações utilizando os dois critérios e desempenho para a escolha da componente  $i_{sq3}$  da corrente. Os valores de tensão, corrente, velocidade e torque, obtidos nas simulações, são apresentados lado a lado para permitir uma melhor visualização das diferenças entre os dois critérios.

Tabela 5: Parâmetros das Simulações 3 e 4.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento CC	620 V
Velocidade de referência	188,12 rad/s
Torque de carga	30 Nm
Ganho integral	1
Ganho proporcional	10
Banda de histerese do inversor de corrente	0,1 A

As componentes de sequência 1 e 3 das correntes que circulam pelo estator são apresentadas na Figura 43 e as correntes de fase do estator são apresentadas na Figura 44. Pode-se ver que quando o critério de mínima perda é utilizado as correntes de fase do estator ficam muito semelhantes às correntes de fase obtidas com o controle escalar proposto apresentado na seção anterior. A Figura 43 mostra que os componentes de sequência  $i_{sd1}$ ,  $i_{sq1}$  e  $i_{sd3}$  impostas são iguais para os dois critérios de desempenho. A diferença está na amplitude da componente  $i_{sq3}$  que é diferente de zero quando o critério que garante amplitudes iguais é utilizado. Este resultado mostra que o torque gerado pela componente de sequência 3 é muito pequeno e não chega a contribuir de forma significativa no torque resultante, caso contrário deveria ser perceptível uma variação nas amplitudes das correntes de sequência 1.

Figura 43: Componentes de sequência das correntes do estator utilizando o critério de mínima perda Joule no estator (esquerda) e com o o critério de magnitudes iguais das correntes de fase (direita).

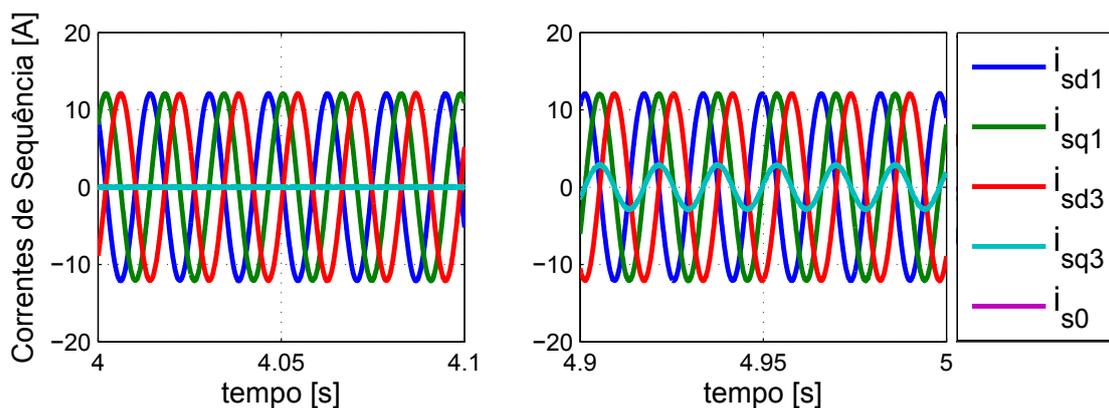
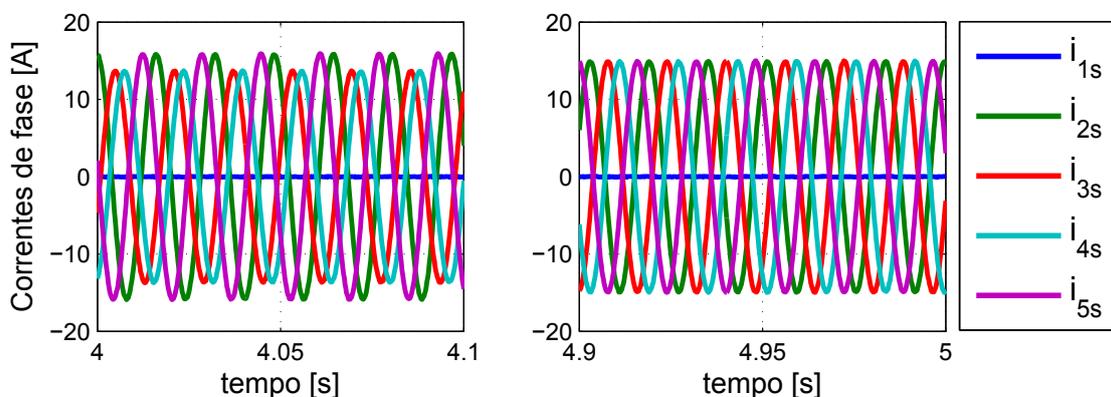
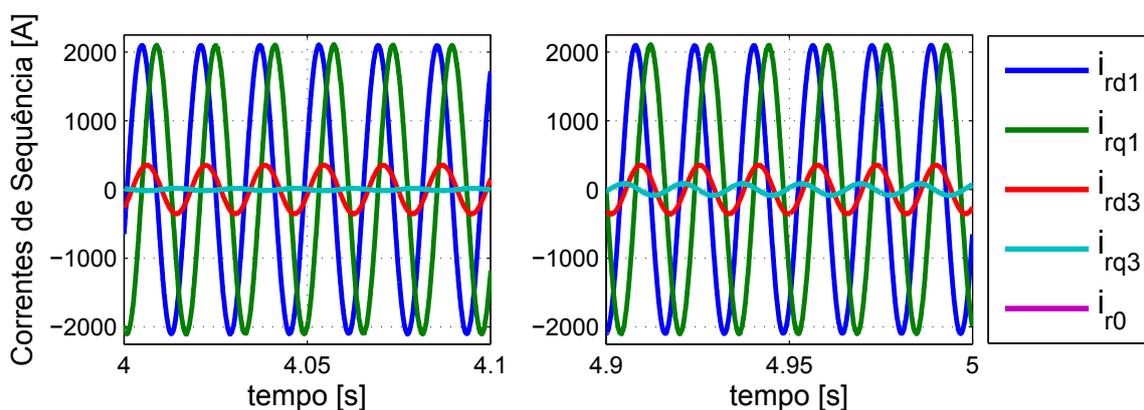


Figura 44: Correntes de fase do estator utilizando o critério de mínima perda Joule no estator (esquerda) e com o o critério de magnitudes iguais das correntes de fase (direita).



Embora os critérios de mínima perda Joule no estator e de mesma amplitude nas correntes de fase tenham sido derivados em vários trabalhos, nenhum autor se preocupou ou citou o aumento das perdas no rotor da máquina. Na Figura 45 é mostrada as componentes de sequência 1 e 3 das correntes do rotor. É interessante notar o critério de desempenho não parece influenciar as correntes no rotor. Para avaliar a variação nas perdas Joule no rotor e no estator, foram feitas duas simulações com a máquina operando com carga plena a velocidade nominal. Em cada uma das simulações um dos critérios de desempenho foi utilizado. As perdas Joule no rotor e no estator foram calculadas e o resultado é apresentado na Tabela 6.

Figura 45: Componentes de sequência das correntes do rotor utilizando o critério de mínima perda Joule no estator (esquerda) e com o o critério de magnitudes iguais das correntes de fase (direita).



O torque gerado pela máquina é o mesmo com os dois critérios de desempenho. Pode-se ver pequenos picos no torque que são causados pela banda de histerese da corrente. Se a banda de histerese for diminuída os picos no torque também serão diminuídos. Na Figura 47 pode-se ver que a velocidade de referência é alcançada. O controle de velocidade é feito com um controle do tipo PI, os parâmetros do controle PI são os mesmos para a máquina operando com e sem falta.

Figura 46: Torque gerado pela máquina quando o critério de mínima perda Joule no estator é utilizado (esquerda) e com o o critério de magnitudes iguais das correntes de fase (direita).

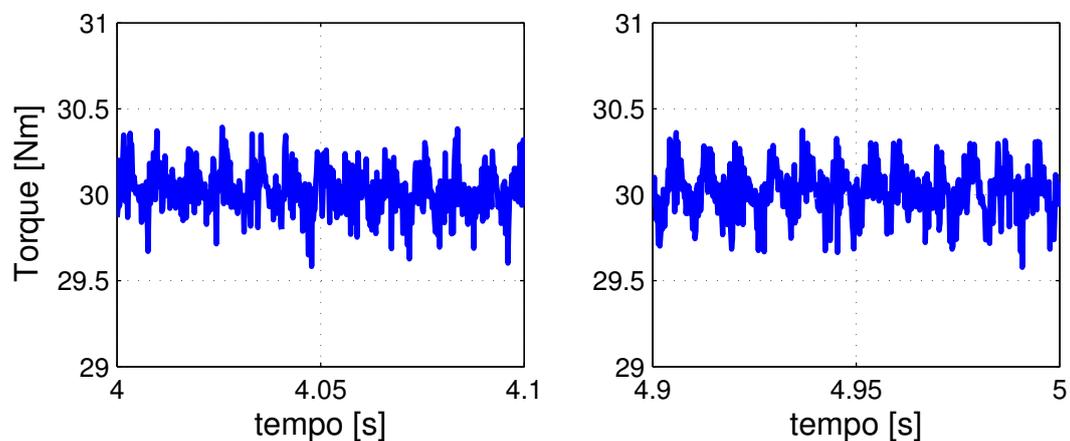


Figura 47: Velocidade do eixo da máquina quando o critério de mínima perda Joule no estator é utilizado (esquerda) e com o o critério de magnitudes iguais das correntes de fase (direita).

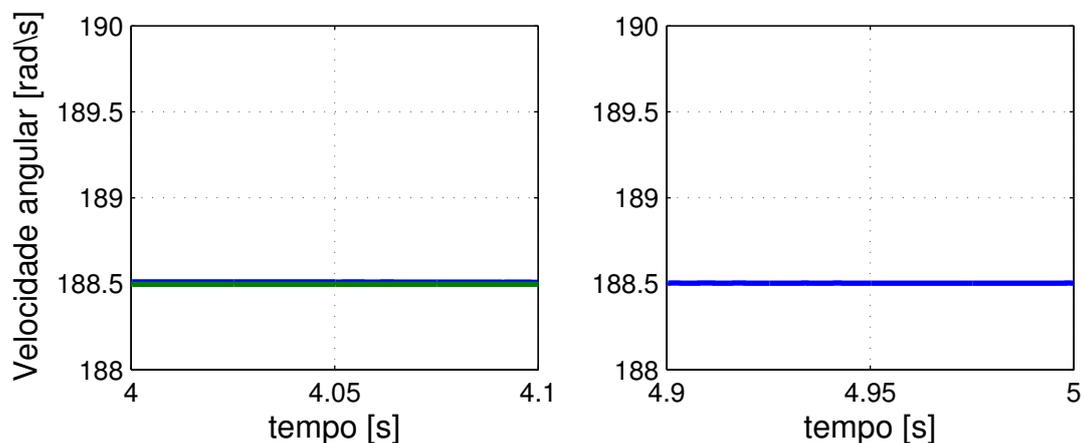


Tabela 6: Perdas Joule no Rotor e no Estator

Critério	Estator	Rotor	Total
Máquina Saudável	370,0 W	93,1 W	463,9 W
Mínima Perda Joule	557,2 W (+50,6%)	104,3 W (+12,0%)	661,4 W (+42,6%)
Amplitudes Iguais	567,2 W (+53,31%)	104,7 W (+12,1%)	671,9 W (+44,9%)

Os dados apresentados na Tabela 6 demonstram que o aumento das perdas Joule no estator e no rotor são praticamente iguais após a falta. Quando o critério de mínima perda é utilizado as perdas Joule totais são apenas 2,26% menores que as perdas totais obtidas quando o critério, que garante amplitudes de fase iguais, é utilizado. É interessante notar que as perdas no rotor praticamente não variam. Pode-se concluir que a escolha de qual critério utilizar, para o cálculo da componente  $i_{sq3}$ , deve levar em consideração outros fatores e não apenas as perdas Joule, pois a variação da mesma não é significativa considerando a máquina avaliada.

#### 4.1.2.1 Resposta Dinâmica do Controle Vetorial

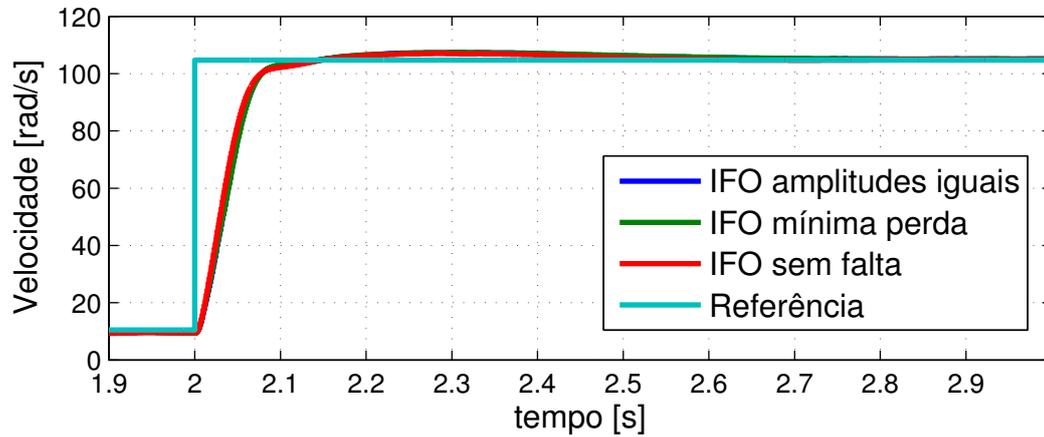
Para verificar o desempenho dinâmico das estratégias de controle vetoriais foram feitas três simulações. Na primeira simulação a máquina, operando sem uma fase, foi controlada utilizando o critério que garante amplitudes iguais nas correntes de fase, na segunda simulação foi utilizado o critério de mínima perda no cobre e na terceira simulação a máquina foi simulada sem nenhuma falta com o controle vetorial normal. Na Tabela 7 estão os parâmetros utilizados na simulação.

Tabela 7: Parâmetros da Simulação 2.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento CC	620V
Velocidade de referência inicial	10,5rad/s(100RPM)
Velocidade de referência final	104,7rad/s(1000RPM)
Torque de carga	15Nm
Ganho Integral	3,2
Ganho Proporcional	3

Para calcular os ganhos integral e proporcional do controle PI de velocidade foi utilizado o modelo simplificado da máquina de indução. Os parâmetros não foram alterados nos ensaios onde a máquina opera sem uma fase. Na Figura 48 é apresentada a resposta dinâmica da máquina nas três situações. Pode-se ver que o desempenho da máquina operando com ou sem controle foi basicamente o mesmo.

Figura 48: Resposta ao degrau da máquina utilizando o controle por orientação indireta do campo (IFO) em 3 situações diferentes. caso sem falta, caso com falta e critério de mínima perda e caso com falta e critério que garante amplitudes iguais às correntes de fase.



Na Figura 49 e na Figura 50 são apresentadas as correntes de fase e as componentes de sequência das correntes de fase. Ao observar os gráficos constata-se que quando a máquina opera sem uma fase, a amplitude máxima das correntes é maior. A amplitude máxima da corrente fica próximo de 111A com o critério de amplitudes iguais, 103A com o critério de mínima perda e 83A quando a máquina opera sem nenhuma falha.

Figura 49: Correntes de fase do estator. (a) Critério de amplitudes Iguais; (b) Critério de mínima perda; (c) Máquina saudável.

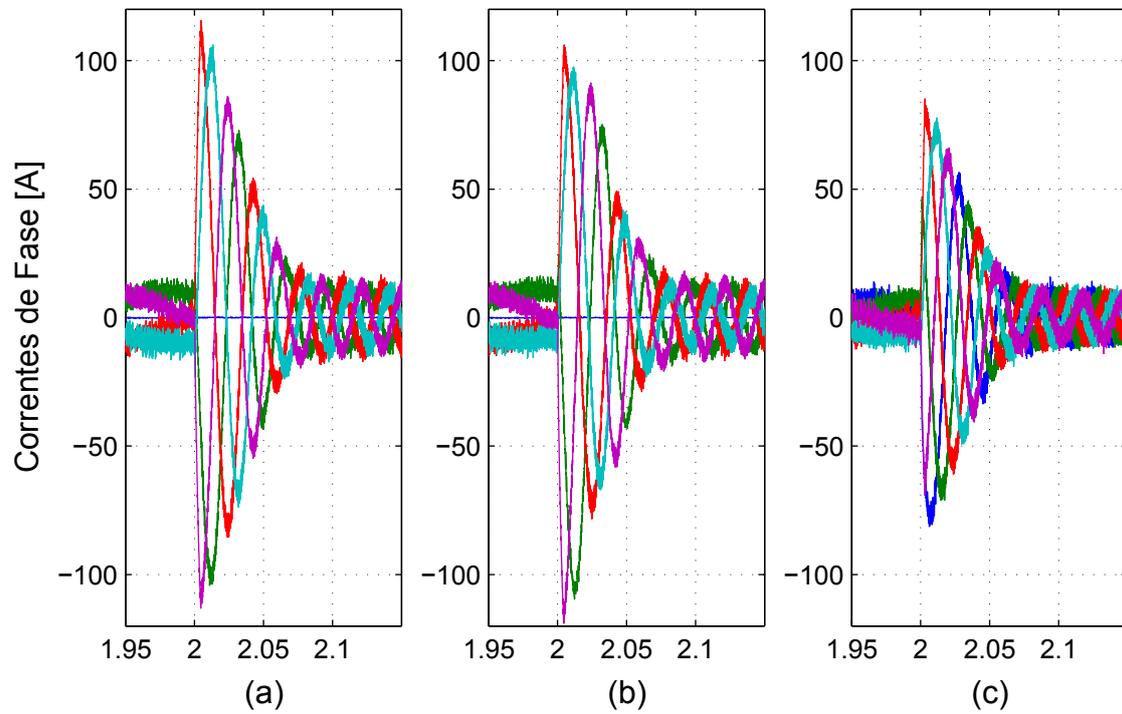
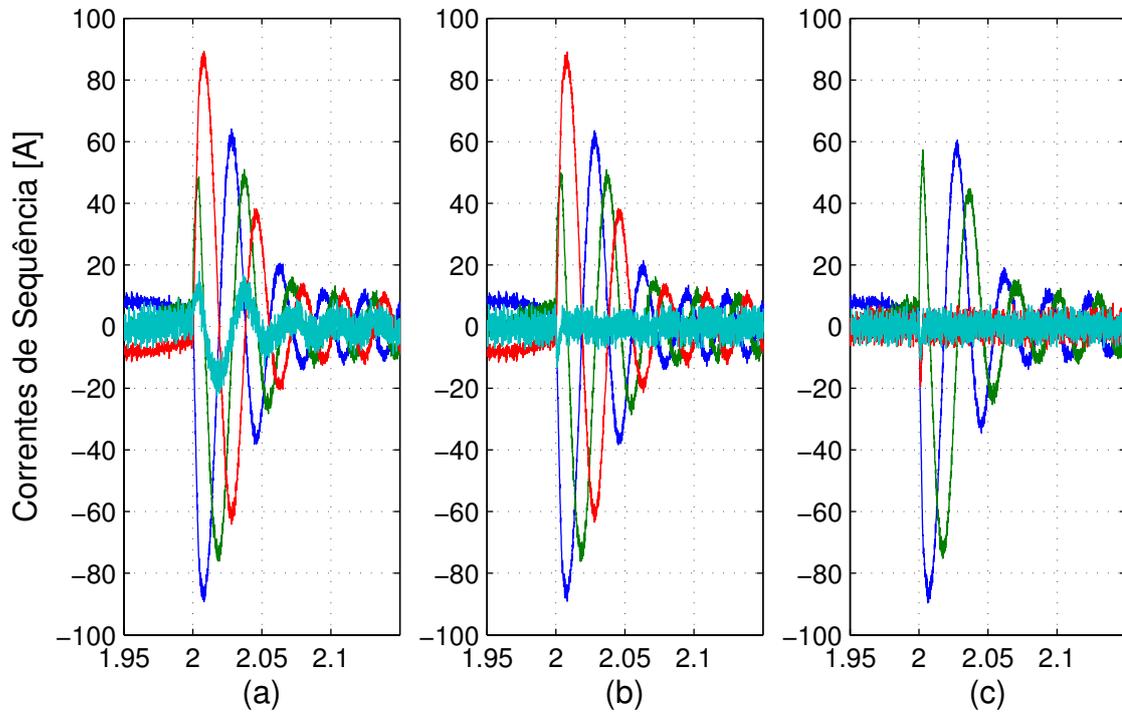


Figura 50: Componentes de sequência das correntes de fase do estator. (a) Critério de amplitudes Iguais; (b) Critério de mínima perda; (c) Máquina saudável.



Na Figura 51 são apresentados os torques gerados pela máquina quando cada estratégia de controle é utilizada. Percebe-se que durante o transitório a máquina operando com falha apresenta uma maior oscilação no torque, independente do critério de desempenho utilizado. Foi constatado que no período de tempo entre 2 e 2.1 segundos o erro entre o ângulo do fluxo do rotor e o seu valor estimado, aumenta. Para verificar se esta é a causa da oscilação, foi feita uma simulação onde foi utilizado o fluxo real da máquina para obter o ângulo do fluxo do rotor. O resultado é apresentado da Figura 52.

Figura 51: Torque gerado pela máquina.

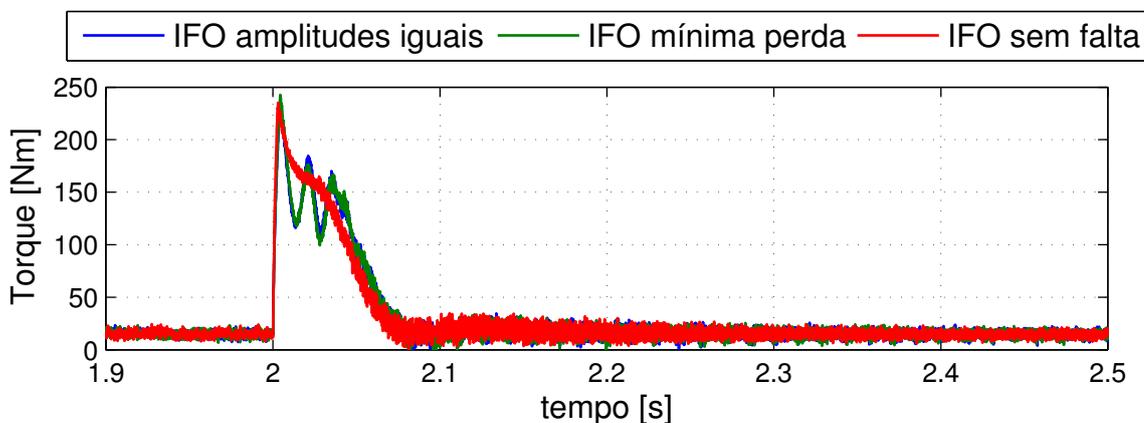
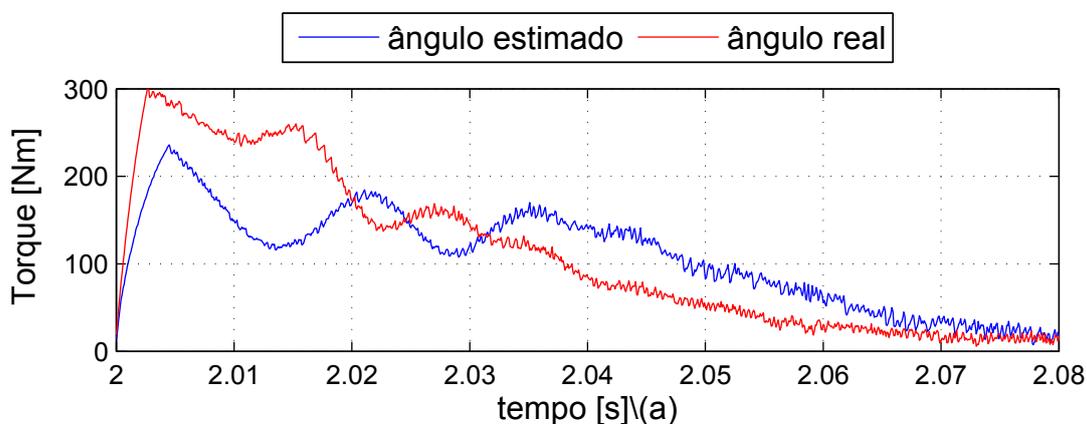


Figura 52: Torque gerado pela máquina quando o ângulo do fluxo é utilizado para orientar o campo e quando o campo é orientado com o ângulo estimado pelo método IFO.



Pode-se ver que a magnitude do torque é alterada quando o erro na orientação do fluxo é zero, entretanto a oscilação continua. Esta é uma limitação desta estratégia de controle, que não é mencionada. Entretanto, como a duração dos transitórios é muito pequena, esta oscilação não chega a influenciar na resposta da máquina.

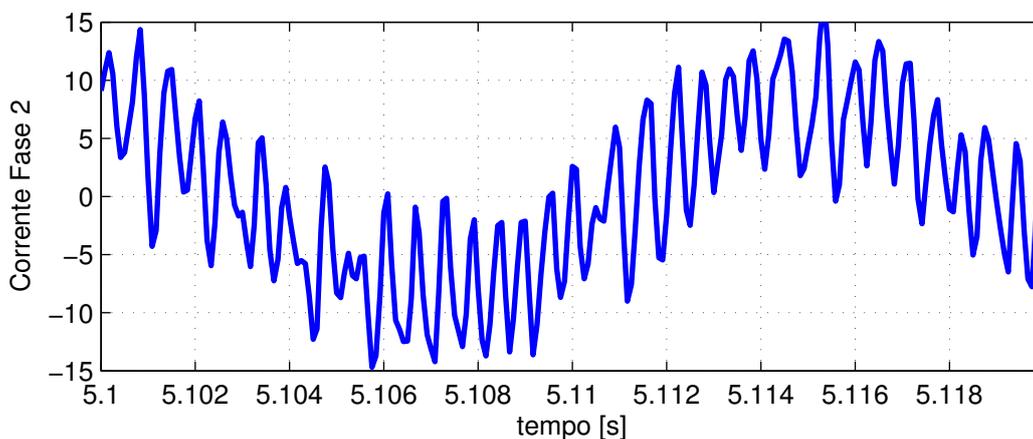
## 4.2 Ensaios

Os ensaios foram realizados utilizando a plataforma disponível no laboratório LAS-CAR. Esta plataforma permite testar estratégias de controle desenvolvidas utilizando o software Simulink. As principais características da plataforma são a possibilidade de aquisição e apresentação dos dados de corrente, velocidade e torque em tempo real e a integração com o ambiente Simulink. Mais detalhes sobre a plataforma podem ser obtidos em (BENVENUTI, 2014).

É importante fazer algumas ressalvas quanto aos resultados dos ensaios. Como a plataforma de controle para a máquina pentafásica é nova, existem alguns problemas que ainda devem ser solucionados e que afetam os resultados dos ensaios. O maior problema está relacionado com a instrumentação e o controle das correntes. As sondas de corrente da plataforma são superdimensionadas e conseqüentemente a resolução das correntes lidas pelo conversor analógico digital é pequena. A corrente nominal da máquina é de  $7A$  e as sondas de corrente utilizadas estão dimensionadas para  $100A$ . Como as correntes medidas são realimentadas, o controle fica prejudicado pela baixa resolução das medidas. A tensão máxima do barramento CC também é limitada pelo equipamento do laboratório. Nos ensaios, a tensão do barramento CC foi limitada a  $300V$ , ou seja, a tensão máxima que pode ser aplicada a uma fase é de aproximadamente  $150V$ .

Quando o controle vetorial é ensaiado outro problema apresentado pela plataforma é o controle das correntes. Para controlar as correntes do estator utiliza-se o controle por histerese. Neste método, sempre que o erro entre a corrente de referência e a corrente medida é maior que a banda de histerese, o controle é acionado, conectando a fase ao potencial máximo disponibilizado pelo barramento CC ou ao terra. Como a rotina de controle roda a uma velocidade de  $5 kHz$  e a constante de tempo do circuito é baixa, a banda de histerese acaba sendo maior que a banda de histerese programada. A Figura 53 ilustra bem este problema. A banda de histerese, utilizada pra controlar a corrente mostrada na Figura, é de  $0,1A$  entretanto pode-se ver que a corrente, que devia ser senoidal, possui uma componente de alta frequência com amplitude elevada, muito superior a  $0,1A$ .

Figura 53: Corrente da fase 2 da máquina quando é feito o controle vetorial.



Como resultado o erro na corrente imposta é muito maior que a banda da faixa de histerese e o desempenho do controle fica bastante degradado.

#### 4.2.1 Ensaio com Controle Escalar

A configuração e os parâmetros da plataforma para o ensaio da máquina operando com controle escalar são apresentados na Tabela 8.

O controle foi implementado de forma idêntica a mostrada na Figura 28. Os resultados obtidos são apresentados abaixo. Para verificar a eficácia da estratégia proposta foi realizado um ensaio com a máquina operando sem nenhum tipo de controle como base

Tabela 8: Configuração utilizada nos ensaios.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento CC	300 V
Velocidade de referência	1000 rpm
Torque de Carga	6 Nm

para comparação.

Na Figura 54 são apresentadas as correntes de seqüência quando a máquina opera sem uma fase e sem nenhum tipo de controle e na Figura 55 são apresentadas as correntes de seqüência do estator quando a máquina opera sem uma fase e com o controle proposto. É possível verificar e o controle proposto conseguiu compensar, em parte, os efeitos da perda de uma fase, pois as componentes de seqüência 1 da corrente,  $i_{sd1}$  e  $i_{sq1}$ , estão com amplitudes muito próximas. A diferença entre as amplitudes das componentes  $i_{sd1}$  e  $i_{sq1}$  antes de o controle ser aplicado é de  $2,5A$ , com o controle a diferença diminui para  $0,6A$ .

Figura 54: Correntes de seqüência 1 e 3 do estator quando a máquina opera com a estratégia de controle escalar proposta.

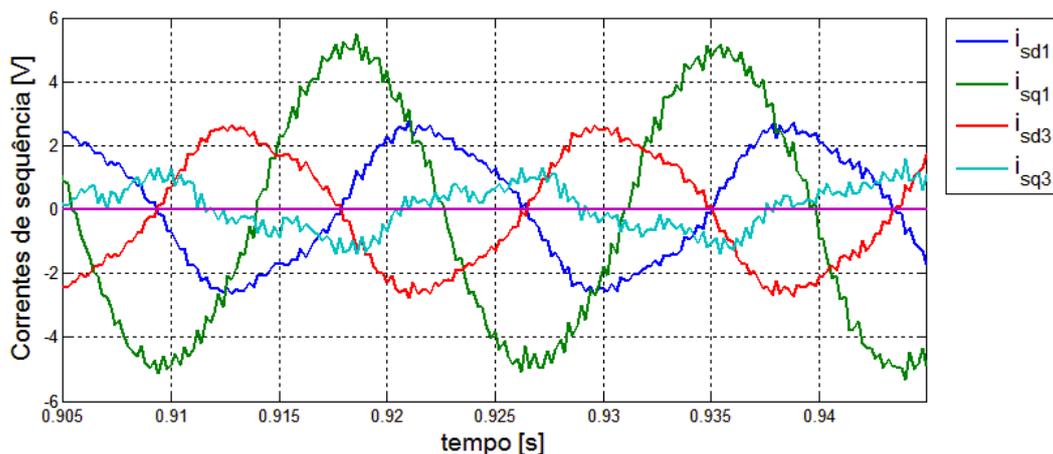


Figura 55: Correntes de seqüência 1 e 3 do estator quando a máquina opera sem uma fase e sem nenhuma estratégia de controle.

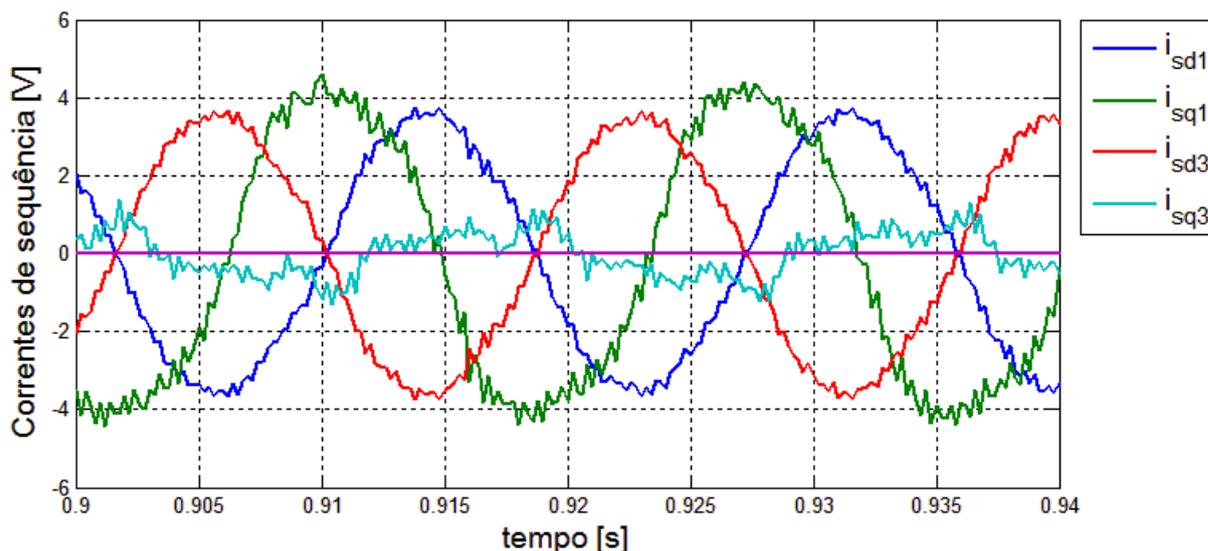
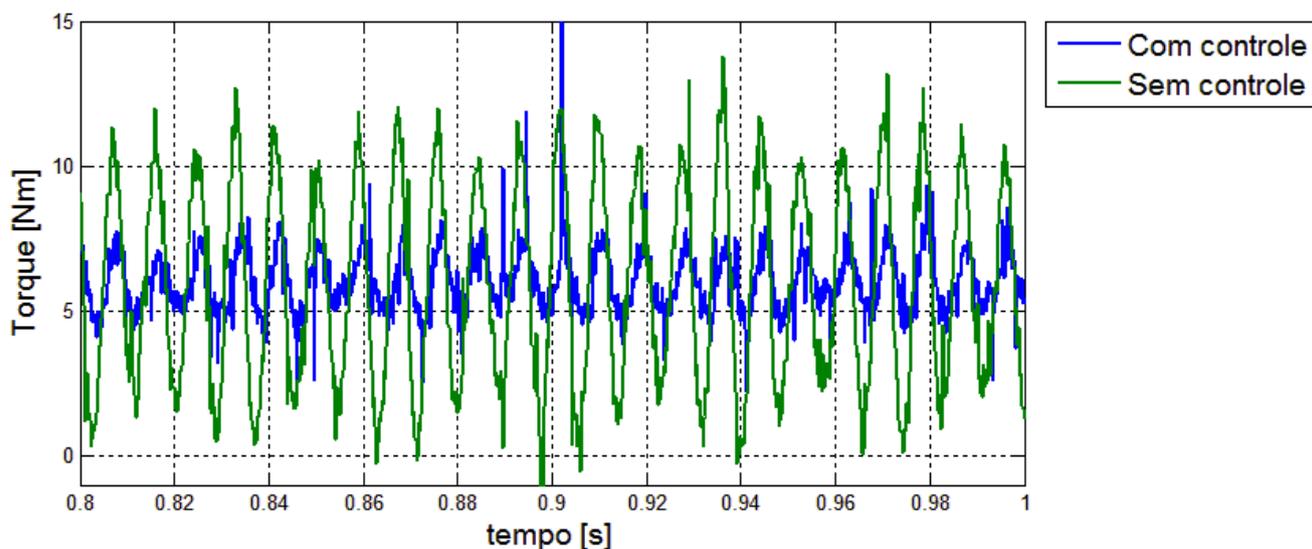


Figura 56: Torque produzido pela máquina quando a mesma opera com e sem controle.



Na Figura 56 é apresentado o torque produzido pela máquina quando a mesma opera com e sem o controle escalar proposto. A diferença entre as amplitudes do torque gerado pela máquina quando a mesma opera com e sem controle é de  $2,5 \text{ Nm}$ . Os resultados obtidos nos ensaios mostram um desempenho inferior ao resultado simulado. Os principais fatores que podem ter influenciado o ensaio são a baixa qualidade da leitura das correntes e erros nos parâmetros da máquina.

#### 4.2.2 Ensaio do Controle Vetorial

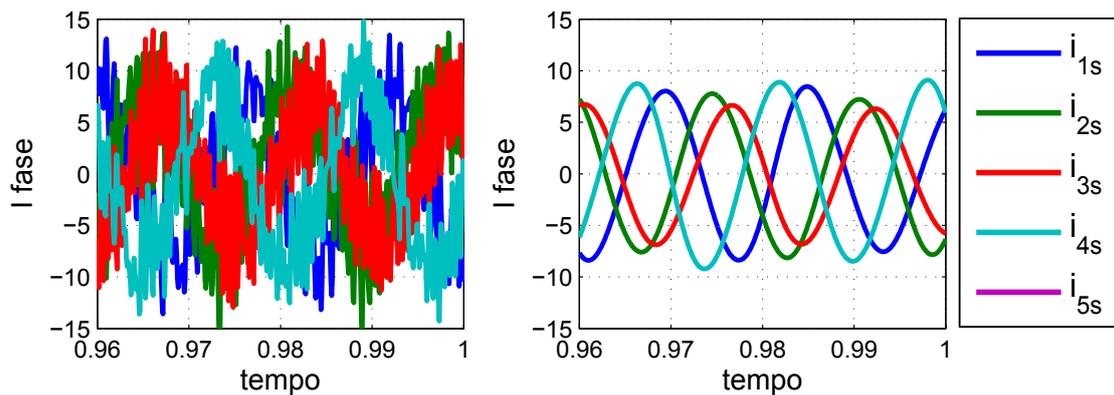
Para testar o controle vetorial foram feitos ensaios utilizando os dois critérios de desempenho para a escolha do valor de referência de  $i_{sq3}$ . Os parâmetros utilizados nos ensaios são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9: Configuração utilizada nos ensaios do controle IFO.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento CC	300 V
Velocidade de referência	1800 rpm
Torque de Carga	6 Nm
Fluxo de referência do rotor	2,08 mWb
Ganho Integral	1
Ganho Proporcional	2

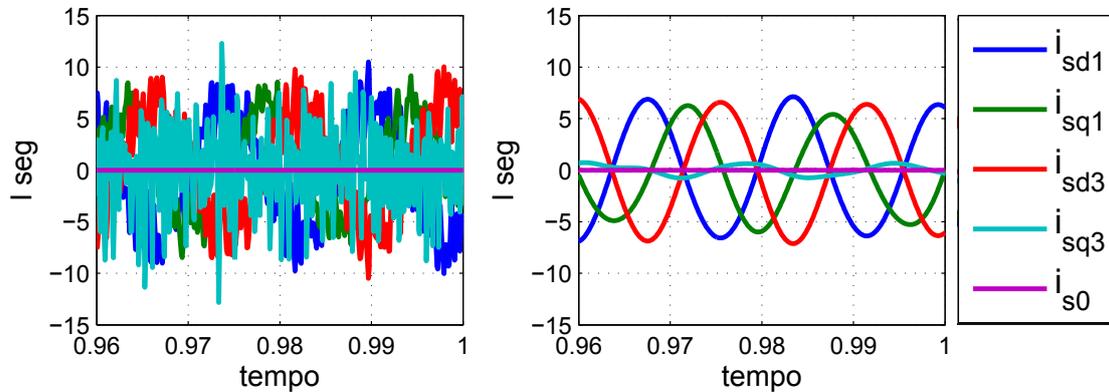
No primeiro ensaio realizado foi utilizado o critério de mínima perda Joule. Na Figura 57 são apresentadas as correntes do estator antes e depois de ser aplicado um filtro com frequência de corte em 300Hz. A componente de alta frequência, observada nas correntes, é devido ao problema com a banda de histerese, conforme já explicado.

Figura 57: Corrente de fase do estator sem filtro (esquerda) e com filtro (direita). Note que existe uma diferença de fase devido ao filtro passa baixa utilizado.



Na Figura 58 são apresentadas as componentes de sequência das correntes do estator. No gráfico da esquerda são apresentadas as componentes calculadas utilizando as correntes de fase antes das mesmas serem filtradas, no gráfico da direita são apresentadas as componentes de sequência obtidas a partir das correntes de fase filtradas. Fica claro que o controle não consegue manter as amplitudes das componentes  $i_{sd1}$  e  $i_{sq1}$  exatamente iguais, conseqüentemente o torque gerado pela máquina não será constante. Na Figura 59 são apresentados no mesmo gráfico o valor de referência para a corrente da fase 2, e o valor medido antes e depois de se filtrar as componentes harmônicas.

Figura 58: Corrente de fase do estator com controle vetorial. Na esquerda a corrente medida pela a dspace e na direita a corrente depois de ser filtrada as componentes de alta frequência. A diferença de fase é devido ao filtro passa baixas.



A diferença entre o valor de referência e o valor imposto, mostrado na Figura 59, é grande e consequentemente o desempenho do controle é afetado. O gráfico do torque gerado é apresentado na Figura 60; na Figura 61 é apresentado o espectro de frequência do sinal do torque. Ao observar o gráfico do espectro do torque verifica-se que a maior componente é a componente constante e que a pulsação observada na Figura 60 tem componentes nas frequências entre 120 e 150 Hz. Este é um resultado esperado, pois a frequência das correntes de fase mostradas na Figura 57 é de  $63\text{Hz}$ . Com estes resultados pode-se concluir que o controle não foi capaz de manter o torque livre de oscilações. Para verificar o quanto do torque pulsante foi eliminado pelo controle um ensaio foi feito com a máquina operando sem uma fase, com a mesma carga e a mesma velocidade, porém sem nenhum controle. O espectro do torque gerado pela máquina, nestas condições, é apresentado na Figura 62.

Figura 59: Valor de referência da corrente em azul; valor medido, em verde; valor medido depois de ser filtrado, em vermelho.

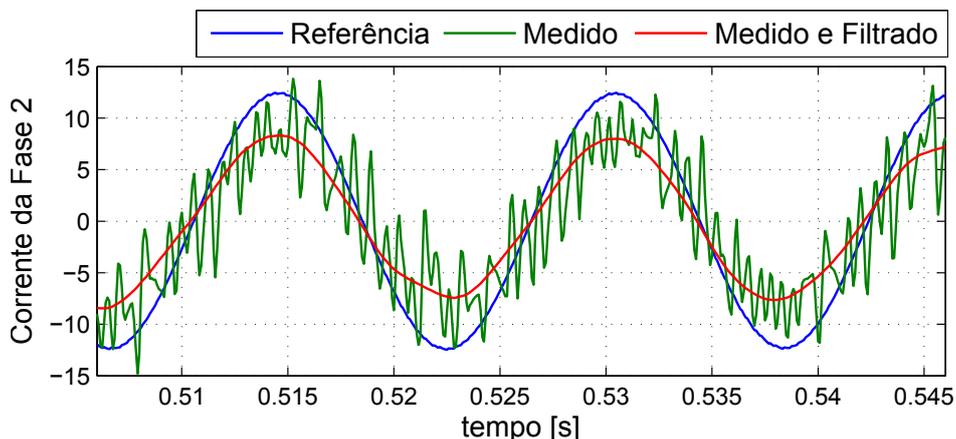


Figura 60: Torque medido com o torquímetro.

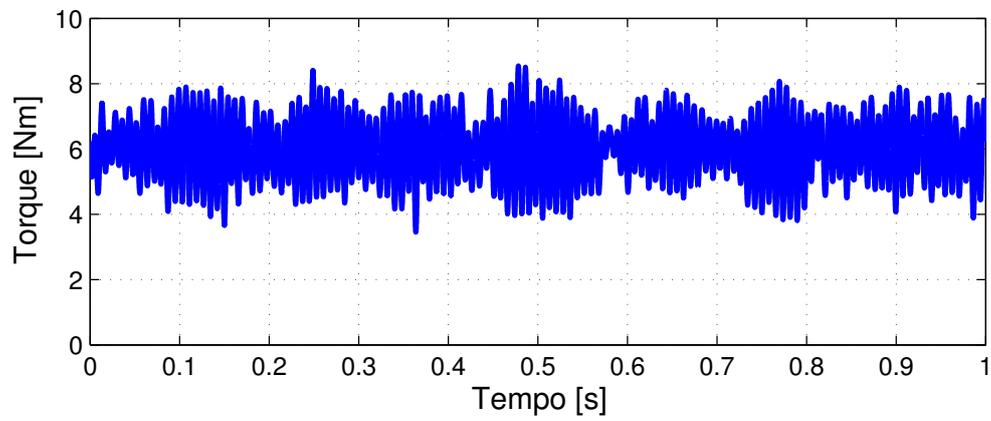


Figura 61: Espectro do torque quando o controle é utilizado.

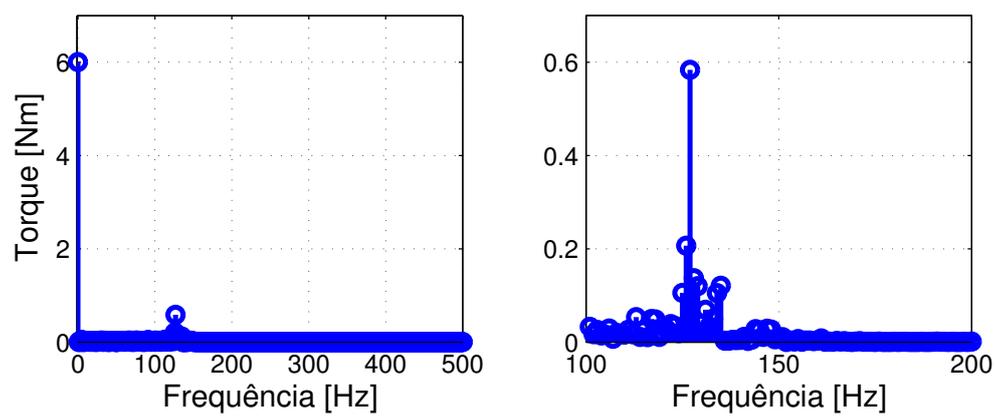
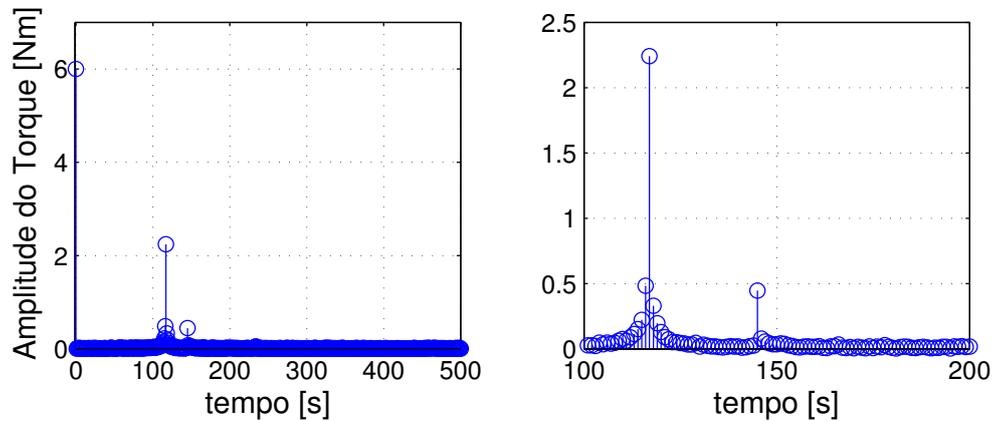


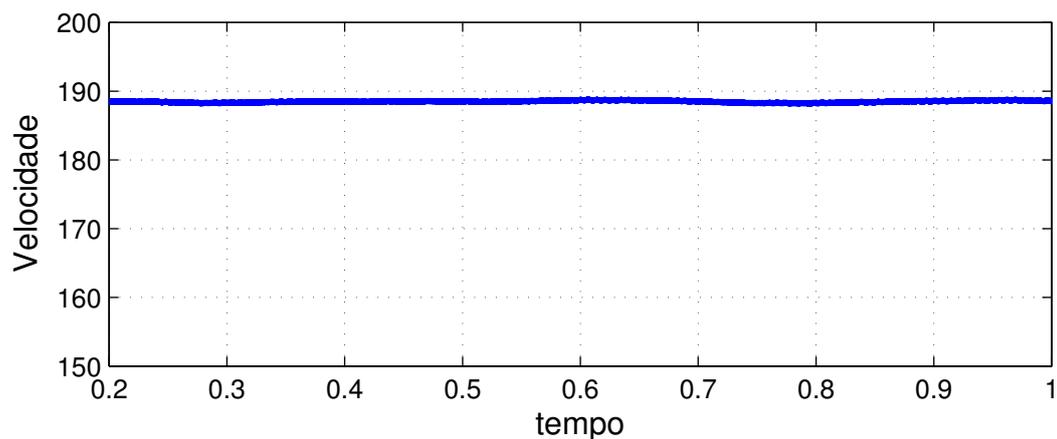
Figura 62: Espectro do torque gerada quando nenhum controle é utilizado.



Comparando a Figura 61 com a Figura 62 verifica-se que a amplitude das harmônicas do sinal do torque, com frequência entre 120 e 150Hz, são de fato reduzidas quando o controle vetorial é utilizado. A soma do módulo das harmônicas quando o controle é utilizado é de  $8,64Nm$ , quando não é utilizado controle a soma do módulo das harmônicas é de  $47,3Nm$ .

Na Figura 63 é apresentada a velocidade do eixo da máquina. A velocidade de referência é de  $188,12 rad/s$ , percebe-se que o erro de velocidade é pequeno e o torque pulsante não chega a afetar a velocidade da máquina. O erro médio quadrático da velocidade é de  $0,1 rad/s$  ou  $1 rpm$ .

Figura 63: Velocidade no eixo da máquina.



#### 4.2.3 Ensaio do Controle Vetorial Utilizando o Critério que Garante Amplitudes Iguais Para as Correntes de Fase

O mesmo ensaio foi realizado empregando o critério de desempenho que garante amplitudes iguais nas correntes de fase. Os parâmetros da simulação são os mesmos apresentados na Tabela 9.

Na Figura 64 são apresentadas as correntes de fase do estator. No gráfico da direita pode-se ver que o controle não foi capaz de manter as amplitudes das fases exatamente iguais. Isso ocorreu devido aos problemas com o controle por histerese da corrente. O valor de referência para a corrente da fase 2 e a corrente medida na fase 2 são apresentados na Figura 66. O erro entre o valor de referência e o valor medido é grande, chegando a cerca de 4A para o valor de pico. As componentes de sequência  $i_{sd1}$  e  $i_{sq1}$ , apresentadas na Figura 65 também não possuem amplitudes iguais e conseqüentemente torque gerado não possui oscilações.

Figura 64: Correntes de fase do estator. Para a condição descrita na Tabela 9.

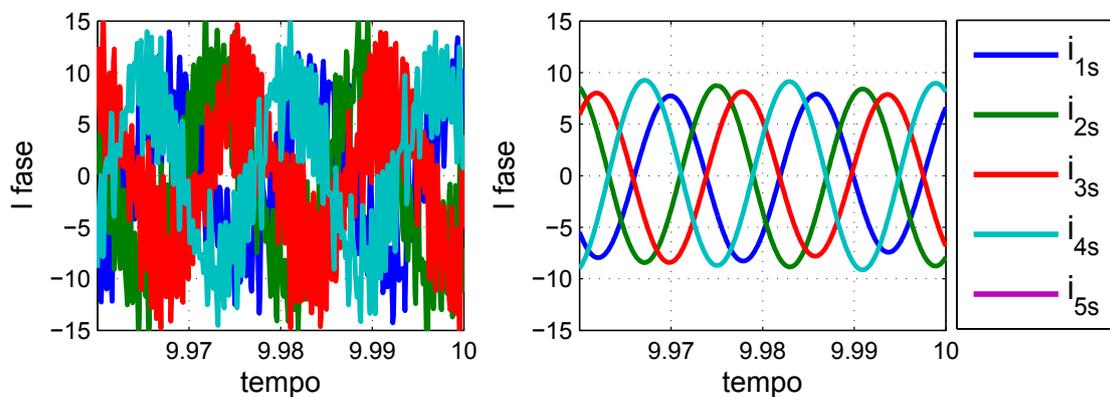


Figura 65: Componentes de sequência das correntes do estator. Para a condição descrita na Tabela 9.

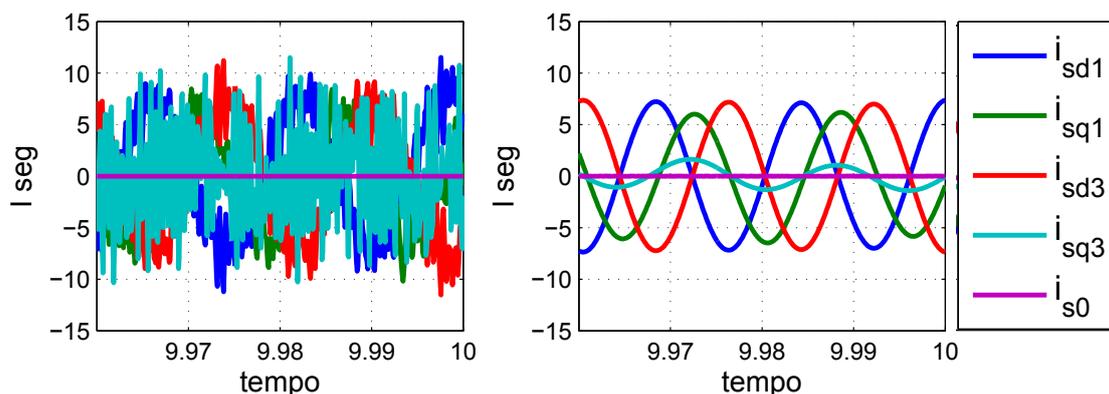
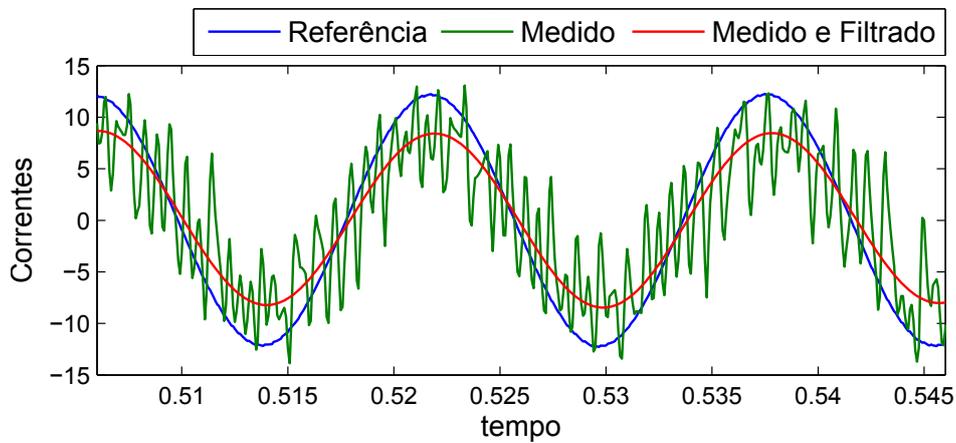


Figura 66: Valor de referência para a corrente da fase 2; valor medido e o valor medido depois de ser filtrado.



O torque gerado pela máquina é apresentado na Figura 69 e o espectro do torque é apresentado na Figura 67. O espectro da máquina operando sem controle apresentado na Figura 62 é repetido na Figura 68 para facilitar a comparação entre os espectros. Quando a Figura 67 é comparada com a Figura 68 verifica-se que o controle realmente foi capaz de diminuir a pulsação no torque. A soma dos módulos das harmônicas quando o controle é utilizado é de  $17,24 Nm$ , quando nenhum controle é utilizado a soma aumenta para  $47,3 Nm$ .

Figura 67: Espectro do sinal de torque quando o controle é utilizado.

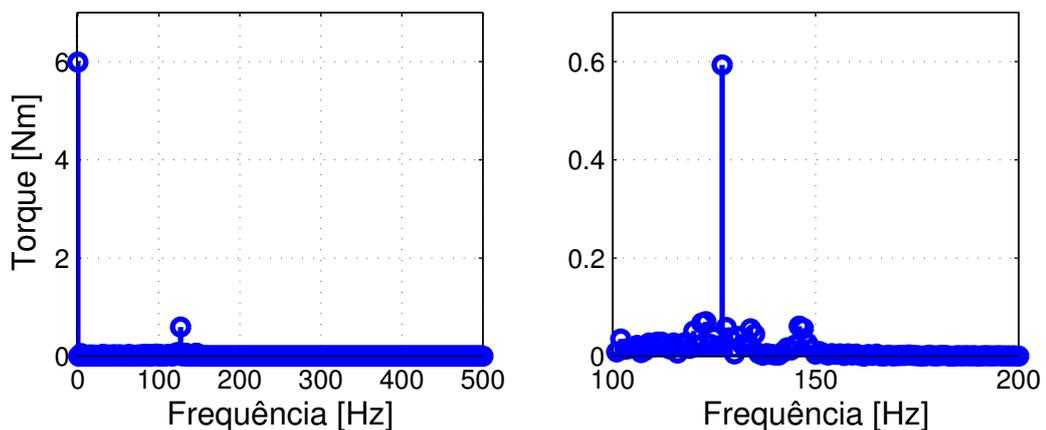


Figura 68: Espectro do torque gerado quando nenhum controle é utilizado.

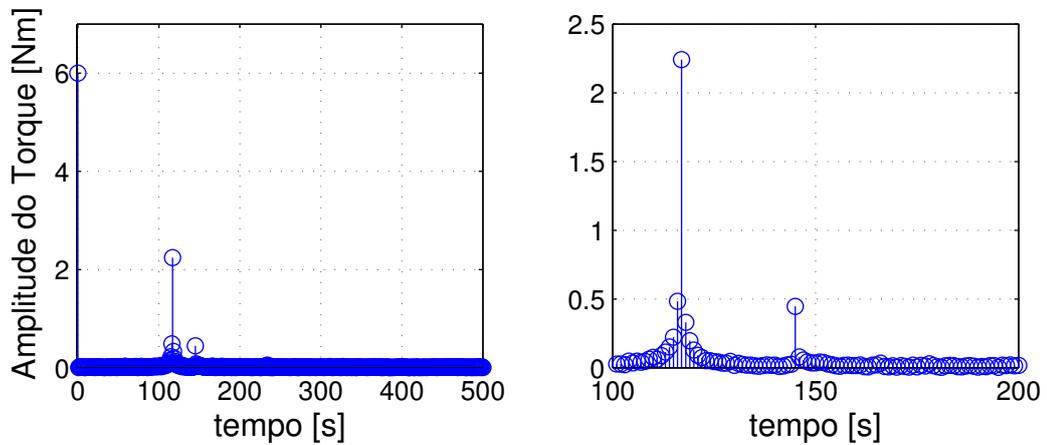
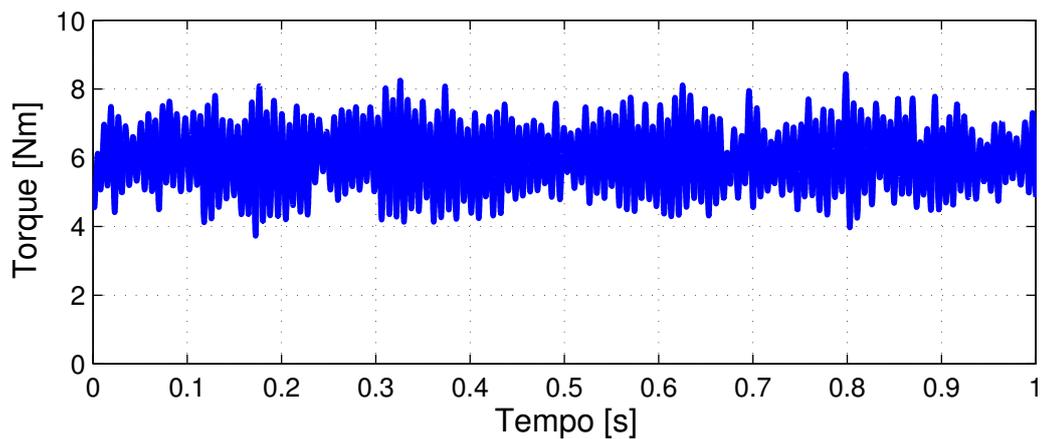
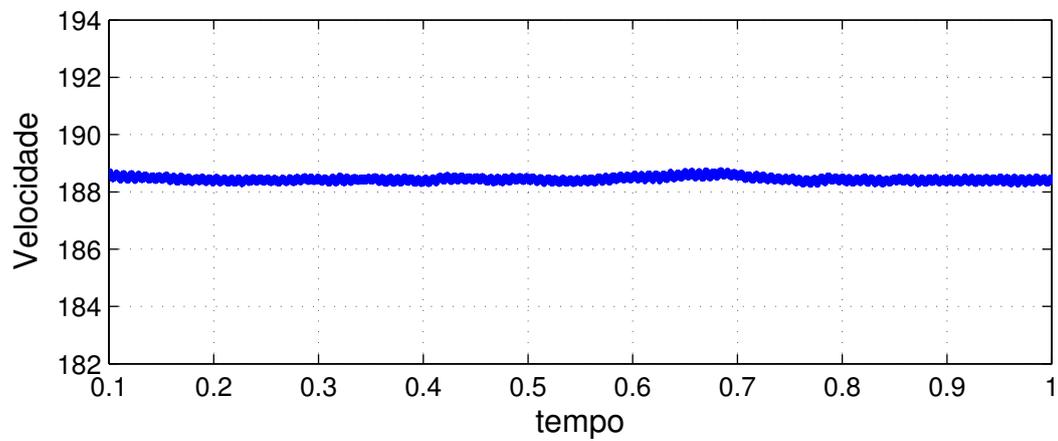


Figura 69: Torque medido com o torquímetro.



Na Figura 70 é apresentada a velocidade do eixo, pode-se ver que o erro na velocidade é pequeno e que a pulsação no torque remanescente não chega a interferir na velocidade da máquina. O erro médio quadrático na velocidade ficou menor que o erro obtido quando o outro critério de desempenho foi utilizado, com um valor de  $0.1 \text{ rad/s}$  ou aproximadamente  $0.1 \text{ rpm}$ .

Figura 70: Velocidade no eixo da máquina.



### 4.3 Resumo

Neste capítulo foram apresentados os resultados das simulações e ensaios realizados utilizando as estratégias de controle vistas no Capítulo 4. Também foram feitas observações quanto aos resultados dos ensaios uma vez que existem alguns problemas que devem ser resolvidos para que a plataforma disponível no laboratório LASCAR possa reproduzir com mais fidelidade os resultados obtidos em simulação.

## 5 CONCLUSÃO

Neste trabalho foram desenvolvidos dois modelos dinâmicos para a máquina de indução pentafásica. Com o primeiro modelo é possível simular a máquina operando com todas as fases, com a perda de uma fase, com a perda de duas fases adjacentes ou com a perda de duas fases que não são adjacentes. Para simular a perda de uma fase é adicionada em série com a fase em questão uma resistência de alto valor que força a corrente que circula pela fase a assumir um valor muito baixo, praticamente zero. Este modelo se mostrou adequado para a realização de simulações devido à facilidade com que diferentes configurações de falta podem ser obtidas. O segundo modelo desenvolvido nesta dissertação não permite que a máquina seja simulada sem falta ou com falta em mais de uma fase. Diferente do primeiro modelo, que utiliza resistências em série para simular a perda de uma fase, este modelo foi desenvolvido baseado nas restrições impostas às componentes de sequência 1 e 3 da corrente do estator quando uma fase é perdida. Este modelo foi utilizado para estabelecer a relação entre as componentes de sequência da tensão de alimentação e as componentes de sequência das correntes do estator após a falta. A relação obtida foi utilizada na nova estratégia de controle escalar proposta. Esta estratégia de controle utiliza as correntes de fase do estator para calcular qual o ajuste que deve ser feito nas tensões de alimentação para eliminar a pulsação no torque.

Neste trabalho também foi feita uma breve revisão do controle vetorial por orientação indireta do campo. Foram definidas quais as modificações que devem ser feitas no controle para que ele consiga acionar a máquina de indução quando a mesma opera sem uma ou duas fases, de forma que a máquina permaneça funcionando, após a falta, sem perturbações no torque gerado. As estratégias de controle apresentadas foram então testadas por meio de simulações e ensaios. As simulações mostraram que as duas estratégias de controle conseguem anular o torque pulsante que surge devido à perda de uma fase.

O controle vetorial mostrou ser capaz fornecer rápida resposta dinâmica e também ter a capacidade de rejeitar distúrbios e assim garantir erro zero na velocidade. O controle escalar proposto utiliza a realimentação apenas para eliminar a pulsação no torque, o controle de velocidade é feito em malha aberta e sendo assim a velocidade depende do escorregamento. O escorregamento nominal da máquina é de 2,6%, segundo os dados de placa, quando a máquina opera sem uma fase e o controle escalar proposto é utilizado o escorregamento obtido com a máquina operando a velocidade nominal e a plena carga é um pouco maior, cerca de 3.1%. Este é um resultado previsível, pois é de se esperar que o torque que a máquina é capaz de produzir diminua após a perda de uma fase. Foi observado que, independente da estratégia de controle utilizada, o aumento nas correntes de fase é maior que 38% quando a máquina opera sem uma fase. Quando a máquina opera em regime as correntes de fase do estator, obtidas quando a máquina opera com o controle escalar proposto, ficam iguais as correntes de fase obtidas quando a máquina é acionada

com o controle vetorial e é utilizado o critério de mínima perda Joule no estator. Nesta situação foi observado que nas fases adjacentes à fase perdida as amplitudes das correntes tiveram um aumento de 50% enquanto nas outras duas fases as amplitudes das correntes foram de 38%. O aumento nas correntes foi de 39,5% quando foi utilizado o controle vetorial e o critério de desempenho que garante amplitudes iguais para as correntes de fase.

De uma maneira geral, as simulações demonstraram que é possível manter a máquina operando sem uma fase com praticamente nenhuma pulsação no torque. Entretanto, deve-se destacar que o aumento nas correntes de fase é muito elevado e a máquina provavelmente não poderá ficar operando por longos períodos, sem uma fase, com carga plena.

Os ensaios realizados no laboratório foram prejudicados pelos problemas com o sistema controle e medição das correntes. O controle escalar foi menos afetado, pois as correntes medidas são utilizadas para calcular as tensões de fase que devem ser impostas. O controle vetorial, por outro lado, precisa impor as correntes no estator da máquina para garantir que o campo seja orientado e o torque desejado seja gerado. Os resultados dos ensaios mostraram que a baixa velocidade do laço de controle das correntes faz com que a banda de histerese efetiva seja maior que a banda de histerese desejada. Nos ensaios o controle foi configurado para que a banda de histerese fosse de 0,1 A, mas ao verificar as correntes medidas constatou-se que a banda de histerese real estava em torno de 2,5 A a 3 A. Como consequência o torque medido apresentou um grande conteúdo harmônico sendo que as componentes com maior amplitude se situaram entre as frequências de 123 Hz até 150 Hz. Pulsações no torque com componentes nesta faixa de frequência são esperados uma vez que a frequência da corrente do estator deve ser de 63Hz para manter a máquina operando na velocidade de referência desejada. Para tirar informações úteis das medidas de torque, um ensaio foi feito sob as mesmas condições, porém, sem nenhum controle. O torque foi medido e o espectro de frequência foi calculado e comparado com o espectro do torque obtido quando o motor operava com o controle vetorial. Foi possível constatar que embora o controle não apresentasse o desempenho ótimo obtido nas simulações, a amplitude na pulsação do torque foi diminuída. Sendo assim não há motivos para duvidar que sob condições ideais os resultados obtidos em ensaios possam apresentar um desempenho mais próximo do desempenho obtido em simulações.

Resumidamente, pode-se dizer que, baseado nos resultados das simulações, o controle vetorial permite que a máquina com falha tenha um desempenho muito próximo de uma máquina saudável. Os dois critérios de desempenho, para a escolha da componente  $i_{sq3}$  da corrente, fornecem resultados muito semelhantes em termos de desempenho e de perdas. Sobre o controle escalar proposto pode-se dizer que o mesmo mostrou-se capaz de diminuir a pulsação no torque mesmo com os problemas na instrumentação. O desempenho dinâmico da estratégia é inferior ao desempenho do controle escalar, entretanto é necessário apenas o conhecimento de dois parâmetros da máquina - a resistência de fase do estator e indutância de sequência do estator - para que o controle possa ser utilizado.

Os modelos desenvolvidos no trabalho também se mostraram bastante úteis, principalmente devido ao fato de existirem poucas publicações onde o modelo da máquina com falta é apresentado. Pode-se dizer que o modelo desenvolvido junto com o controle escalar proposto parece ter um grande potencial no estudo da máquina operando com falta e na síntese de controladores. Os circuitos da máquina operando sem uma fase foram desenvolvidos para estabelecer uma relação entre as componentes de sequência das tensões e das correntes do estator. Esta relação é importante, pois permite realizar o controle tensão frequência da máquina operando sem uma fase. Modelos para a máquina operando

sem uma fase são difíceis de serem encontrados em artigos e geralmente são complexos e difíceis de entender. O modelo desenvolvido no Capítulo 3 é simples e permite que as relações entre as componentes de sequência das correntes e tensões do rotor e do estator sejam obtidas de maneira muito fácil. O modelo apresentado em (KONG et al., 2014) e em (PENG et al., 2011) utiliza uma transformação diferente da usual para obter um modelo da máquina sem uma fase. As relações entre as componentes de sequência das correntes antes da falta e das componentes de sequência após a falta não são as mesmas devido a mudança na transformação utilizada. Isso torna difícil a utilização do modelo na análise do comportamento da máquina.

## 5.1 Propostas para Trabalhos Futuros

No decorrer deste trabalho foi constatado que existem algumas áreas de grande importância que receberam pouca atenção até o momento e merecem ser estudadas mais a fundo, entre as quais pode-se citar:

- poucos trabalhos foram feitos na área de projeto e dimensionamento de máquinas especialmente projetadas para funcionar sem uma fase. Um número considerável de estudos foram feitos na área de controle de máquinas sob falta, mas parece que poucos se preocupam em projetar uma máquina que seja capaz de seguir operando com carga nominal indefinidamente após a perda de uma fase.
- estudos sobre o impacto da falta sobre as correntes do rotor e da indução no entreferro. Aparentemente nenhum autor se preocupa em estudar os efeitos da falta sobre o rotor da máquina e embora alguns autores façam menção sobre a forma da indução no entreferro parece existir muitos erros de conceito sobre o assunto, a julgar pelo que esta disponível na bibliografia.
- a análise térmica da máquina operando sob falta.

Quanto à plataforma de desenvolvimento disponível no laboratório, as seguintes melhorias são propostas:

- melhorar a instrumentação das correntes.
- adicionar um sistema que permita a medição das tensões de fase.
- adicionar um sistema que permita abrir uma fase da máquina utilizando a DSPACE.
- adicionar medidores de tensão para o barramento CC do inversor.

## REFERÊNCIAS

- ABDEL-KHALIK, A. et al. Effect of Stator Winding Connection of Five-Phase Induction Machines on Torque Ripples Under Open Line Condition. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, New York, v.20, n.2, p.580–593, Apr. 2015.
- APSLEY, J. Open-circuit fault mitigation for multiphase induction motors with a unified control structure. In: IET INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, MACHINES AND DRIVES (PEMD 2010), 5., 2010, Brighton. **Proceedings...** London: IET, 2010. p.1–6.
- BENVENUTI, R. A. **Plataforma para Simulação e Implementação de Técnicas de Controle de Máquinas de Indução Trifásicas e Pentafásicas**. 2014. 157 p. Dissertação(Mestrado em Engenharia) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2014.
- BIANCHI, N. et al. Post-fault operations of five-phase motor using a full-bridge inverter. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (PESC 2008), 39., 2008, Rhodes. **Proceedings...** New York: IEEE, 2008. p.2528–2534.
- FU, J.-R.; LIPO, T. Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.30, n.5, p.1267–1274, Sept. 1994.
- GUZMAN, H. et al. Speed Control of Five-Phase Induction Motors With Integrated Open-Phase Fault Operation Using Model-Based Predictive Current Control Techniques. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.61, n.9, p.4474–4484, Sept. 2014.
- IQBAL, A. et al. A Novel Three-Phase to Five-Phase Transformation Using a Special Transformer Connection. **IEEE Transactions on Power Delivery**, New York, v.25, n.3, p.1637–1644, July 2010.
- JACOBINA, C. et al. Fault tolerant control of five-phase AC motor drive. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (PESC 2004), 35., 2004, Aachen. **Proceedings...** New York: IEEE, 2004. v.5, p.3486–3492.
- JASIM, O. F. **An Extended Induction Motor Model for Investigation of Faulted Machines and Fault Tolerant Variable Speed Drives**. 2009. 257 p. Thesis (Doctor of Philosophy) — The University of Nottinham, Departament of Electrical ond Electronic Engineering, Nottingham, 2009. Disponível em:

<[http://eprints.nottingham.ac.uk/11285/1/Thesis\\_Omar\\_Jasim.pdf](http://eprints.nottingham.ac.uk/11285/1/Thesis_Omar_Jasim.pdf)>, Acesso em: 10 Outubro de 2014.

KONG, W. et al. Fault-Tolerant Control of Five-Phase Induction Motor Under Single-Phase Open. In: JEET JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING & TECHNOLOGY, 9., 2014. **Proceedings...** JEET: Seoul, 2014. p.950–955.

KRAUSE, P.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. **Analysis of electric machinery and drive systems**. 2.ed. New York: IEEE, 2002. (IEEE Press series on power engineering, v.10). 613 p. ISBN 9780471143260.

LEVI, E. et al. Modeling and control of a five-phase series-connected two-motor drive. In: IEEE ANNUAL CONFERENCE OF THE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (IECON 2003), 29., 2003, Vienna. **Proceedings...** New York: IEEE, 2003. v.1, p.208–213.

LEVI, E. et al. Multiphase induction motor drives - a technology status review. **IET Electric Power Applications**, London, v.1, n.4, p.489–516, July 2007.

MORSY, A. et al. Sensorless field oriented control of five-phase induction machine under open-circuit phase faults. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE 2013), 5., 2013, Colorado. **Proceedings...** New York: IEEE, 2013. p.5112–5117.

NANDI, S.; TOLIYAT, H.; LI, X. Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v.20, n.4, p.719–729, Dec. 2005.

PARTON, J. A general theory of phase transformation. **Proceedings of the IEE - Part IV: Institution Monographs**, New York, v.99, n.2, p.12–23, Apr. 1952.

PENG, Z. et al. A novel control strategy for five-phase concentrated full-pitch windings induction motor under open-phase fault. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON MECHATRONICS AND AUTOMATION (ICMA 2011), 8., 2011, Beijing. **Proceedings...** New York: IEEE, 2011. p.950–955.

PEREIRA, L. et al. General Model of a Five-Phase Induction Machine Allowing for Harmonics in the Air Gap Field. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v.21, n.4, p.891–899, Dec. 2006.

RYU, H.-M.; KIM, J.-W.; SUL, S.-K. Synchronous-frame current control of multiphase synchronous motor under asymmetric fault condition due to open phases. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.42, n.4, p.1062–1070, July 2006.

SCHARLAU, C. et al. Performance of a Five-Phase Induction Machine With Optimized Air Gap Field Under Open Loop V / f Control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v.23, n.4, p.1046–1056, Dec. 2008.

TANI, A. et al. Control of Multiphase Induction Motors With an Odd Number of Phases Under Open-Circuit Phase Faults. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.27, n.2, p.565–577, Feb. 2012.

TOLIYAT, H.; LIPO, T.; WHITE, J. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. II. Motor design and performance. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v.6, n.4, p.684–692, Dec. 1991.

VAS, P. **Sensorless Vector And Direct Torque Control**. Oxford: Oxford University, 1998. 729 p. ISBN 9780198564652.

WHITE, D. C.; WOODSON, H. H. **Electromechanical Energy Conversion**. Cambridge: The MIT Press, 1968. 646 p. ISBN 9780262230292.

XU, H.; TOLIYAT, H.; PETERSEN, L. Resilient current control of five-phase induction motor under asymmetrical fault conditions. In: IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC 2002), 17., 2002, Dallas. **Proceedings...** New York: IEEE, 2002. v.1, p.64–71.

ZHENG, L. et al. Dual-Plane Vector Control of a Five-Phase Induction Machine for an Improved Flux Pattern. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.55, n.5, p.1996–2005, May 2008.