

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**BRENNO DAMBROWSKI PIZANI
MAICON GUSTAVO BATISTA
VINICIUS DE OLIVEIRA MOURA**

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM MODELO PARA ANÁLISE DINÂMICA DE MOTORES
ASSÍNCRONOS TRIFÁSICOS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**CURITIBA
2019**

BRENNO DAMBROWSKI PIZANI
MAICON GUSTAVO BATISTA
VINICIUS DE OLIVEIRA MOURA

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM MODELO PARA ANÁLISE DINÂMICA DE MOTORES
ASSÍNCRONOS TRIFÁSICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina de TCC2, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Thiago de Paula Machado Bazzo.

CURITIBA
2019

Brenno Dambrowski Pizani
Maicon Gustavo Batista
Vinicius de Oliveira Moura

Implementação de um modelo para análise dinâmica de motores assíncronos trifásicos

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro Eletricista, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 26 de junho de 2019.

Prof. Antônio Carlos Pinho, Dr.
Coordenador de Curso
Engenharia Elétrica

Profa. Annemarien Gehrke Castagna, Mestre
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

Thiago de Paula Machado Bazzo, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

BANCA EXAMINADORA

Joaquim Eloir Rocha, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Marcio Aparecido Batista, Mestre.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Thiago de Paula Machado Bazzo, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica.

RESUMO

PIZANI, Brenno, D.; BATISTA, Maicon, G.; MOURA, Vinicius, O. **Implementação de um modelo para análise dinâmica de motores assíncronos trifásicos**. 2019. 111 f. Trabalho de conclusão de Curso (Graduação – Curso de Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2019.

Este trabalho aborda a implementação de um modelo matemático computacional para o motor de indução trifásico (MIT), capaz de simular o seu comportamento dinâmico durante o regime transitório. Através do modelo, com os dados de uma determinada máquina é possível prever e compreender seu comportamento durante o período transitório, como oscilações de corrente e de torque de carga. Dessa forma, é possível antever o que aconteceria com a máquina em situações adversas, assim, pode-se tomar medidas de precauções que visam minimizar ou até mesmo eliminar quaisquer prejuízos que poderiam ser causados. Para se obter o modelo dinâmico do MIT, fez-se necessário transferir as variáveis do rotor e estator de uma referência estática trifásica para uma referência rotacional arbitrário, através da Transformada de Park. A referência rotacional é dividida em três eixos: quadratura q , direto d e zero 0 . É utilizada a Transformada de Park nas equações que regem o comportamento de um motor de indução trifásico, visando assim obter o modelo para a análise dinâmica. Com as equações do motor nos eixos $qd0$, implementou-se o modelo no software *MATLAB/Simulink*. As simulações realizadas permitiram comprovar a veracidade do modelo implementado, ou seja, os resultados obtidos foram condizentes com os resultados esperados. Então, realizou-se simulações de casos como falta trifásica, aumento e decréscimo do torque e queda de tensão.

Palavras-chaves: Máquina assíncrona. Teoria dos eixos de referência. Simulação dinâmica de máquina. Regime transitório. Modelagem matemática de máquina.

ABSTRACT

PIZANI, Brenno, D.; BATISTA, Maicon, G.; MOURA, Vinicius, O. **Implementation of a model for dynamic analysis of three-phase asynchronous motors**. 2019. 111 f. Trabalho de conclusão de Curso (Graduação – Curso de Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2019.

This paper is about the implementation of a mathematical computational model for the three-phase induction motor, capable of simulating its dynamic behavior during the transient regime. It is possible through the model, to predict its behavior during the transitional phase, like torque and current oscillation, making what happens to the machine in adverse situations foreseeable, so that precautions can be taken to minimize or eliminate any damage that could eventually happen. To obtain the three-phase induction motor dynamic model, transferring the stator and rotor variables from a stationary three-phase reference frame to an arbitrary rotational reference frame was necessary, using the Park transform, which is used in the equations that determine the behavior of a three-phase induction motor, aiming to obtain the model for dynamic analysis. With the equations of the in the $qd0$ axes the model was implemented in the software *MATLAB/Simulink*. Through the simulations it was possible to verify the model's veracity, being the obtained results the ones expected. Then simulations of three-phase fault, torque increase and decrease and voltage decrease were made.

Keywords: asynchronous machine. DQ0 transformation. Dynamic machine simulation. transient regime. Machine's mathematical model.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Geração de Energia Elétrica por Fonte no Brasil - Participação em 2016.	15
Figura 2: Estator do motor de indução.	21
Figura 3: Esquema representativo de um rotor do tipo gaiola.	22
Figura 4: Distribuição do campo magnético na fase A.	24
Figura 5: Distribuição do campo magnético na fase B.	25
Figura 6: Distribuição do campo magnético na fase C.	26
Figura 7: Campo resultante no tempo $\omega t=0$.	27
Figura 8: Campo resultante no tempo $\omega t = 30^\circ$.	28
Figura 9: Campo resultante no tempo $\omega t = 60^\circ$.	29
Figura 10: Campo resultante no tempo $\omega t = 90^\circ$.	29
Figura 11: Os campos magnéticos de um motor de indução: (a) sob condições de carga leve ou a vazio e (b) sob condições de carga pesada.	32
Figura 12: Curva característica resultante de conjugado versus velocidade.	33
Figura 13: Diagrama das correntes do motor de indução.	34
Figura 15: Representação trigonométrica da mudança de variáveis.	38
Figura 16: Circuito de uma máquina de indução.	43
Figura 17: Enrolamento estatórico.	50
Figura 18: Circuitos equivalentes: (a) circuito equivalente no eixo de quadratura, (b) circuito equivalente no eixo direto e (c) circuito equivalente no eixo zero.	52
Figura 19: Diagrama fasorial para as variáveis rotóricas.	54
Figura 20: Processo de modelagem do Motor de Indução Trifásico.	60
Figura 21: Implementação da modelagem para motores assíncronos trifásicos.	61
Figura 22: Bloco 1 - Sistema de transformação das variáveis de entrada do eixo abc para o eixo qd0.	62
Figura 23: Bloco 2 - Divisão do MIT em sub-blocos; Torque Eletromagnético (2a), Rotor (2b) e Estator.	63
Figura 25: Sub-bloco 2a - Modelagem do torque eletromagnético.	65
Figura 26: Sistema de blocos para transformar as correntes do rotor do eixo qd0 para o eixo abc.	66
Figura 27: Sub – bloco 2b': velocidade angular do rotor.	67
Figura 28: Bloco 4 - Sistema de blocos para transformar as correntes do estator do eixo qd0 para o eixo abc.	68

Figura 29: Bloco 3 – Sistema para cálculo do ângulo β .	68
Figura 30: Bloco 5 - Sistema de blocos para transformar as correntes do rotor do eixo qd0 para o eixo abc.	69
Figura 31: Tensão senoidal de fase de entrada com atraso de 90° .	71
Figura 32: Tensão de saída com fase 90° .	72
Figura 33: Tensão de saída com fase 30° .	73
Figura 34: Velocidade simulada pelo modelo do Krause para a máquina 1 com conjugado nulo.	74
Figura 35: Velocidade simulada pelo modelo proposto para a máquina 1 com conjugado nulo.	74
Figura 36: Correntes do estator simuladas pelo modelo do Krause para a máquina 1 com conjugado nulo.	75
Figura 40: Torque eletromagnético pelo modelo do Krause para a máquina 1 com conjugado nulo.	77
Figura 41: Torque eletromagnético simulado pelo modelo proposto para a máquina 1 com conjugado nulo.	77
Figura 44: Aumento do torque de carga para a máquina 1.	79
Figura 45: Torque eletromagnético após aumento do torque de carga para a máquina 1.	80
Figura 46: Velocidade após aumento do torque de carga para a máquina 1.	81
Figura 48: Correntes do estator para o aumento do torque de carga para a máquina 1.	82
Figura 49: Torque x Velocidade para aumento de torque de carga para a máquina 1.	83
Figura 51: Torque eletromagnético após redução do torque de carga para a máquina 1.	85
Figura 52: Velocidade para redução do torque de carga para a máquina 1.	86
Figura 53: Correntes do rotor para a redução do torque de carga para a máquina 1.	86
Figura 54: Correntes do estator para a redução do torque de carga para a máquina 1.	87
Figura 56: Torque x Velocidade para redução de torque de carga para a máquina 1.	89
Figura 57: Afundamento trifásico para a máquina 2.	90
Figura 58: Tensões nos eixos qd0 para afundamento trifásico para a máquina 2.	90

Figura 59: Velocidade para afundamento trifásico para a máquina 2.	91
Figura 60: Correntes do estator para afundamento trifásico para a máquina 2.	92
Figura 61: Ampliação da corrente da fase A do estator para afundamento trifásico para máquina 2.	92
Figura 62: Correntes do rotor para afundamento trifásico para a máquina 2.	93
Figura 63: Torque para afundamento trifásico para a máquina 2.....	93
Figura 64: Torque x Velocidade para afundamento trifásico para a máquina 2.	94
Figura 65:Tensões para falta trifásica para a máquina 2.	95
Figura 66: Tensões no eixo qd0 para curto trifásico para a máquina 2.....	95
Figura 67: Velocidade para falta trifásica para a máquina 2.	96
Figura 68: Correntes do estator para falta trifásica para máquina 2.....	97
Figura 69: Correntes do rotor para falta trifásica para máquina 2.	97
Figura 70: Torque para falta trifásica para máquina 2.....	98
Figura 71: Torque x Velocidade para uma falta trifásica para máquina 2.	99
Figura 72: Tensão da fase A para partida suave de inclinação 1 para máquina 1. .	100
Figura 73: Tensão no eixo qd0 para partida suave de inclinação 1 para máquina 1.	100
Figura 74: Torque para partida suave de inclinação 1 para máquina 1.....	101
Figura 75: Velocidade para partida suave de inclinação 1 para máquina 1.	102
Figura 76: Correntes do estator para partida suave de inclinação 1 para máquina 1.	102
Figura 77: Correntes do rotor para partida suave de inclinação 1 para máquina 1. .	103
Figura 78: Tensão da fase A para partida suave de inclinação 0,5 para máquina 1.	104
Figura 79: Tensão no eixo qd0 para partida suave de inclinação 0,5 para máquina 1.	104
Figura 80: Torque para partida suave de inclinação 0,5 para máquina 1.....	105
Figura 81: Velocidade para partida suave de inclinação 0,5 para máquina 1.	106
Figura 82: Correntes do estator para partida suave de inclinação 0,5 para máquina 1.	106
Figura 83: Correntes do rotor para partida suave de inclinação 0,5 para máquina 1.	107

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Parâmetros implementados.....	70
---	----

LISTA DE ABREVIACOES

BEN	Balanço Energético Nacional
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
MIT	Motor de Indução Trifásico
MME	Ministério de Minas e Energia

LISTA DE SÍMBOLOS

δ	Ângulo de carga
β	Diferença angular entre posição do estator e do rotor
θ	Vetor de orientação magnética
θ_r	Posição angular do rotor
Φ	Fluxo magnético
ω	Velocidade angular
ω_r	Velocidade angular do rotor
ω_{sinc}	Velocidade angular síncrona
λ_{abcx}	Enlace de fluxo no referencial abc
λ_{qd0x}	Enlace de fluxo no referencial $qd0$
ψ_s	Fluxo no estator
ψ_r	Fluxo no rotor
B_R	Campo magnético do rotor
B_S	Campo magnético do estator
$B_{líq}$	Campo magnético líquido
C	Conjugado eletromagnético
C_{ind}	Conjugado induzido
E_R	Tensão induzida na gaiola do rotor
F_A	Força magnetomotriz para fase A
F_B	Força magnetomotriz para fase B
F_C	Força magnetomotriz para fase C
F_{ro}	Frequência do rotor
F_1	Frequência da rede
I	Corrente de pico
I_A e i_a	Corrente na fase A
I_B e i_b	Corrente na fase B
I_C e i_c	Corrente na fase C
$I_{(abc)}$	Corrente nominal da máquina simulada
I_R	Corrente no rotor
J	Inércia

K_s	Matriz de transformação
K_x^{-1}	Matriz inversa de transformação
L_s	Indutância total
L_{lx}	Indutância própria da máquina
L_{mx}	Indutância mútua
M	Coefficiente de indução mútua
N	Número de espiras da bobina
P	Número de pólos no motor
P_{abcx}	Potência no referencial abc
P_{qd0x}	Potência no referencial $qd0$
P_{mec}	Potência do motor
R_2	Resistência
R_{TH}	Resistência equivalente de thevenin;
T_B	Torque da carga
T_e	Torque eletromagnético
U	Força eletromotriz
V_{abcx}	Tensão referencial no eixo abc
V_{qd0x}	Tensão referencial no eixo $qd0$
V_{TH}	Tensão equivalente de thevenin
X_2	Reatância
X_{ls}	Reatância do estator
X_M	Reatância do entreferro
X_{TH}	Reatância equivalente de thevenin
X'_{lr}	Reatância do rotor
i_{abcx}	Corrente representada no eixo abc
i_{qd0x}	Corrente representada no eixo $qd0$
f_{abcx}	Representa as tensões, bem como as correntes e os enlaces de fluxo no eixo abc
f_{qd0x}	Representa as tensões, bem como as correntes e os enlaces de fluxo no eixo $qd0$
n_m	Velocidade rotórica
n_s	Velocidade síncrona da máquina

v_x	Tensão em determinado eixo (abc ou $qd0$)
r_s	Resistência do estator
r_x	Resistência de armadura da máquina
s	Escorregamento
t	Tempo
\dot{F}_A	Vetor da força magnetomotriz para fase A
\dot{F}_B	Vetor da força magnetomotriz para fase B
\dot{F}_C	Vetor da força magnetomotriz para fase C
\dot{F}_{RES}	Vetor resultante da força magnetomotriz
$\frac{d}{dt} K_x^{-1}$	Primeira derivada da matriz inversa de transformação
$\frac{d}{dt} [\lambda_{qd0x}]$	Primeira derivada da função enlace de fluxo para o eixo $qd0$
$\frac{d}{dt} [\lambda_{abcx}]$	Primeira derivada da função enlace de fluxo para o eixo abc
r'_r	Resistência do rotor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	TEMA.....	15
1.1.1	Delimitação do Tema.....	16
1.2	PROBLEMAS E PREMISSAS	17
1.3	OBJETIVOS	18
1.3.1	Objetivo geral	18
1.3.2	Objetivos específicos.....	18
1.4	JUSTIFICATIVAS	18
1.5	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	19
2	MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	21
2.1	ASPECTOS CONSTRUTIVOS.....	21
2.1.1	Estator	21
2.1.2	Rotor.....	22
2.2	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MIT	23
2.2.1	Origem do Campo Girante.....	23
2.2.2	Corrente induzida na gaiola.....	30
2.2.3	Escorregamento e conjugado do motor de indução	31
2.2.4	Relação das correntes com o escorregamento	33
2.2.5	Relação da tensão e conjugado	34
3	TEORIA DE EIXOS DE REFERÊNCIA	36
3.1	HISTÓRIA DA TRANSFORMADA DE PARK.....	36
3.2	EQUAÇÕES DE TRANSFORMAÇÃO	36
3.2.1	Equacionamento da potência	39
3.3	TRANSFORMAÇÃO DOS RESISTORES E INDUTORES	39
3.3.1	Componentes resistivos	39
3.3.2	Componentes indutivos	40
4	MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	43
4.1	EQUAÇÕES DE TENSÃO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO.....	43
4.2	EQUAÇÕES DE TORQUE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO	47
4.3	TRANSFORMAÇÃO DAS VARIÁVEIS ESTATÓRICAS	50
4.4	TRANSFORMAÇÃO DAS VARIÁVEIS ROTÓRICAS	52
4.5	EQUAÇÕES DE TENSÃO NOS EIXOS DE REFERÊNCIA $qD0$	55

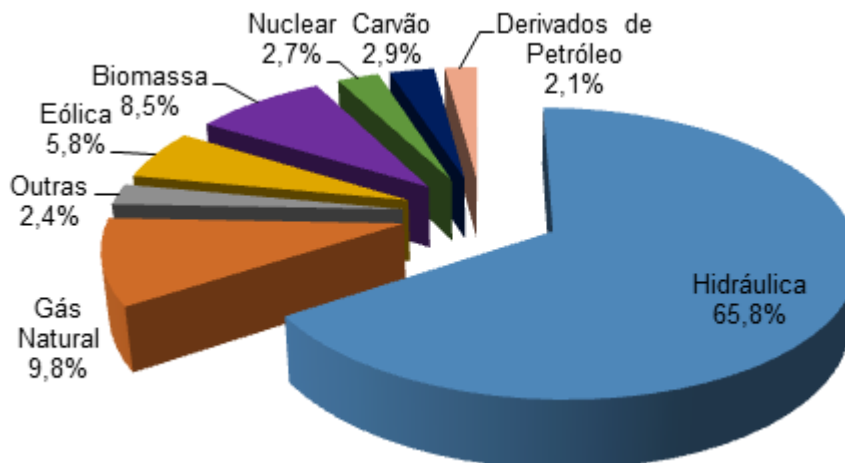
4.6	ADAPTAÇÃO PARA A IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL	57
5	IMPLEMENTAÇÃO DO MODELO PROPOSTO	60
6	RESULTADOS E DISCUSSÕES	70
6.1	TRANSFORMAÇÃO DAS TENSÕES $_{ABC}$ PARA $_{QD0}$	70
6.2	SIMULAÇÃO DA PARTIDA DA MÁQUINA	73
6.3	VARIAÇÃO DO TORQUE DE CARGA.....	79
6.3.1	ANÁLISE DO AUMENTO DO TORQUE DE CARGA	79
6.3.2	ANÁLISE DA REDUÇÃO DO TORQUE DE CARGA	83
6.4	AFUNDAMENTO DE TENSÃO.....	89
6.5	FALTA TRIFÁSICA NO MOTOR.....	94
6.6	PARTIDA SUAVE	99
6.6.1	RAMPA DE INCLINAÇÃO 1 pu/s	99
6.6.2	RAMPA DE INCLINAÇÃO 0,5 pu/s	103
7	CONCLUSÃO.....	108
	REFERÊNCIAS.....	110

1 INTRODUÇÃO

1.1 TEMA

As máquinas elétricas estão altamente presentes no cotidiano da vida moderna, uma vez que são capazes de transformar energia elétrica em mecânica, ou vice-versa (CHAPMAN, 2013). A energia elétrica consumida por elas é proveniente de diversas fontes geradoras presentes no país. O Brasil possui uma matriz elétrica predominante renovável, onde a geração hidráulica contribui com 65,8% da oferta interna de energia. Na sequência, as principais fontes de energia elétrica renováveis são: biomassa (8,5%) e eólica (5,8%) (EPE, 2017), como ilustra a Figura 1. O setor industrial consome 43,7% da energia elétrica nacional. Desta parcela, os motores elétricos representam 68% do consumo. Logo, aproximadamente 30% da energia elétrica gerada no país é consumida por motores elétricos (MME, 2011).

Figura 1: Geração de Energia Elétrica por Fonte no Brasil - Participação em 2016.



FONTE: Balanço Energético Nacional - BEN (2017).

Segundo Chapman (2013), comumente o Motor de Indução Trifásico (MIT) tem sido empregado na indústria devido sua simplicidade de construção, robustez e baixo custo de produção. Ao se comparar com os motores de corrente contínua sua manutenção é menos onerosa, devido à construção robusta da gaiola (geralmente de alumínio fundido) e ausência de escovas. A gaiola consiste em uma série de barras condutoras localizadas dentro de ranhuras inseridas no rotor da máquina.

Tais barras são curto-circuitadas nas extremidades, permitindo circulação de corrente na gaiola.

As indústrias necessitam, nas realizações de suas atividades, de um motor robusto, com baixo custo e que reaja bem diante de alterações na carga. A variação e o controle de velocidade do motor são essenciais em alguns processos, como esteiras, tornos e fusos. Tradicionalmente, para representar o funcionamento dos motores, um modelo de regime permanente é empregado devido sua simplicidade. Para estes casos, geralmente são usados controles escalares, que não são adequados quando se deseja controle dinâmico (em regime transitório).

As variáveis básicas para o controle escalar de velocidade no MIT são a tensão e a frequência, sendo o torque e fluxo no entreferro diretamente relacionados a estas variáveis. No controle escalar o torque é estimado a partir do escorregamento. Esta estimativa fica comprometida, durante o regime transitório, quando há variação de fluxo. Desta forma o controle fica mais lento, pois durante o transitório fica impreciso. Porém, essa limitação pode ser superada pelo Método do Controle Vetorial (SADOWSKI, 2012), técnica que permite desacoplar os controles de fluxo e torque, facilitando o controle em tempo real da velocidade da máquina. Com isso, o controle vetorial se tornou um padrão industrial para se obter alto desempenho na operação dinâmica de motores. Para realização do método, faz-se necessária a modelagem dinâmica do MIT.

1.1.1 Delimitação do Tema

Este trabalho expõe um estudo técnico referente ao motor assíncrono trifásico, cujo foco é a modelagem dinâmica desta máquina. Este tipo de modelo é empregado para aplicações onde os processos necessitam de uma rápida resposta e alta precisão na regulação de velocidade. Com isso, tem-se uma atuação no regime transitório do motor.

O modelo foi implementado em diagrama de blocos na ferramenta *Simulink* do *MATLAB* e com ele foi analisado o desempenho do MIT. Antes da modelagem, foi necessário deduzir as equações matemáticas que descrevem o comportamento dinâmico da máquina por meio da teoria de transformação de eixos de referência. Além disso, o estudo apresentará que o controle vetorial ocorre pelo desacoplamento da corrente do estator em duas componentes em quadratura: a corrente de eixo direto e a corrente de eixo de quadratura.

1.2 PROBLEMAS E PREMISAS

O comportamento dinâmico do motor foi o primeiro empecilho encontrado durante o desenvolvimento dessa proposta, pois todo o conteúdo adquirido sobre máquina elétrica durante os anos de graduação é referente a seu comportamento estático, deve-se, antes de iniciar o desenvolvimento da proposta, estudar e entender o comportamento dinâmico do MIT.

Outro problema detectado foi que trabalhar com o controle escalar, que consiste na atuação direta sobre as grandezas da máquina, não é uma tarefa simples. Nota-se que, caso se queira alterar a velocidade da máquina, deve-se modificar a frequência e essa alteração irá modificar também o torque, dificultando assim a obtenção da saída desejada. Para resolver esse problema, se utiliza o controle vetorial, que possui uma performance dinâmica. Este controle baseia-se na mudança dos eixos de referência por meio da aplicação da Transformada de Park (KRAUSE, 2013). As novas variáveis geradas por esse método mantêm as características originais da máquina, mas não apresentam esse problema de dependência (o fluxo e o conjugado são desacoplados). A implementação desse artifício não foi fácil pois a Transformada de Park apresenta um certo grau de complexidade que torna difícil seu entendimento e manuseio.

Obter as equações que reproduzem o comportamento dinâmico do MIT por meio do processo de modelagem também apresentou uma certa complexidade. A modelagem em si envolveu uma grande quantidade de cálculos, equações, variáveis e um bom embasamento teórico. Assim, esse conjunto de fatores trouxe complicações durante o desenvolvimento da proposta.

Por fim, outro problema encontrado se refere à ferramenta *Simulink*, presente no *software MATLAB*, que foi utilizada para realizar a simulação e análise dos dados obtidos. Antes de começar a etapa de uso do *software* teve que, primeiramente, adquirir um certo grau de conhecimento acerca do manuseio do *Simulink*, para que dessa maneira a implementação e análise do modelo desenvolvido puderam ser efetuadas corretamente.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo geral

Implementar um modelo para a análise dinâmica de motores assíncronos trifásicos.

1.3.2 Objetivos específicos

- Compreender o funcionamento do motor de indução trifásico;
- Pesquisar a transformação de mudança dos eixos de referência;
- Deduzir as equações matemáticas que regem o comportamento dinâmico do motor de indução trifásico;
- Implementar o modelo desenvolvido em diagrama de blocos;
- Analisar o desempenho do motor com a ferramenta desenvolvida.

1.4 JUSTIFICATIVAS

A máquina de indução é, sem dúvidas, a máquina elétrica mais empregada na indústria, isto se deve aos seus custos relativamente baixos de manutenção e de fabricação e sua robustez. Sendo assim, tendo este alto índice de utilização, o controle e conhecimento do comportamento desta máquina no sistema é fundamental.

Apesar desta alta utilização, o controle do motor de indução trifásico de gaiola não é fácil. Como não se tem acesso ao rotor, ele tem que ser realizado apenas pelo estator, por meio de inversores de frequência. O método de controle mais usual é o controle escalar, onde se altera a frequência e a tensão de alimentação mantendo a relação V/f (entre tensão e frequência) constante. Porém, este método possui resposta satisfatória apenas no regime permanente, e não no transitório, podendo causar reações no seu comportamento dinâmico indesejadas e prejudiciais, como solavancos. Desta forma, esse controle pode gerar aquecimento e diminuição de vida útil da máquina, ou um sobre dimensionamento para evitar estes problemas (SADOWSKI, 2012). Para vencer as limitações do controle escalar foi criado o método de controle vetorial, conhecido também por FOC - *Field Oriented Control* (controle por orientação de campo).

O método de controle vetorial realiza o controle do MIT alterando os eixos de referência, transformando as grandezas senoidais em grandezas constantes, referenciadas aos eixos direto e de quadratura. Estes eixos giram na velocidade síncrona da máquina, permitindo um controle tão simples como o de um motor CC, com fluxo e torque desacoplados. Para implementação deste método é necessário a modelagem dinâmica o MIT utilizando a transformação de eixos de referência, que “rebate” as variáveis nos eixos direto e em quadratura.

Neste trabalho de conclusão de curso foi desenvolvida toda a modelagem da máquina de indução trifásica nos eixos direto e de quadratura considerando o regime transitório. Além disso, este modelo foi implementado num programa computacional, permitindo a observação do comportamento instantâneo do MIT quando existem alterações da tensão e frequência de alimentação e no torque de carga.

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Para a elaboração do trabalho proposto se deve, inicialmente, compreender o funcionamento em regime permanente de uma máquina elétrica, mais especificamente de um motor de indução trifásico. Todo o conteúdo inicial foi baseado nas informações coletadas através de pesquisa em artigos científicos, teses, relatórios, fichas técnicas, dissertações, monografias e livros.

Após assimilar as informações referentes ao comportamento estático do motor de indução trifásico, inicia-se então a modelagem dinâmica do MIT. Para isso se faz uso da Transformada de Park (KRAUSE, 2013). Esse método consiste em transformar um sistema trifásico de coordenadas estáticas em um sistema bifásico de coordenadas em quadratura com eixos que giram na velocidade rotórica da máquina, tornando possível a criação de um modelo que permite a análise do motor de indução. Na sequência, começa-se a desenvolver o equacionamento dinâmico do motor de indução trifásico.

Depois de concluída a modelagem dinâmica, passa-se então para a etapa de implementação do modelo na ferramenta *Simulink*, presente no *software MATLAB*. A implementação consistirá apenas em combinar funções básicas como integração, soma, subtração, multiplicação e divisão, presentes em blocos no *Simulink*, de modo que as combinações correspondam às equações desenvolvidas. Por fim, após

construir o modelo completo da máquina através dos blocos, inicia-se a fase de testes, quando os parâmetros de entrada (como o conjugado de carga) serão modificados afim de perceber o comportamento das saídas (como a velocidade do rotor e as correntes de alimentação do MIT).

2 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

2.1 ASPECTOS CONSTRUTIVOS

Em máquinas de indução o processo de transformação de energia ocorre por meio de duas estruturas principais: estator e rotor. No motor de indução trifásico entrega-se correntes alternadas aos enrolamentos do estator, que produzem um campo magnético girante, induzindo correntes no rotor (FITZGERALD, 2014).

2.1.1 Estator

O estator, também conhecido por armadura, é constituído por uma carcaça, enrolamentos de cobre e um núcleo de material ferro magnético de baixa relutância. O núcleo é composto por placas finas isoladas entre si para diminuir a perda por correntes parasitas. Sua estrutura interna possui ranhuras, responsáveis por alojarem os enrolamentos trifásicos. As bobinas de armadura são dispostas de modo que cada fase tenha uma defasagem de 120 graus elétricos em relação as outras (DEL TORO, 1999). A Figura 2 apresenta um estator envolto pela sua carcaça. A carcaça costuma ser de ferro e suporta toda a estrutura do motor. A presença de aletas facilita a troca térmica com o ambiente externo.

Figura 2: Estator do motor de indução.



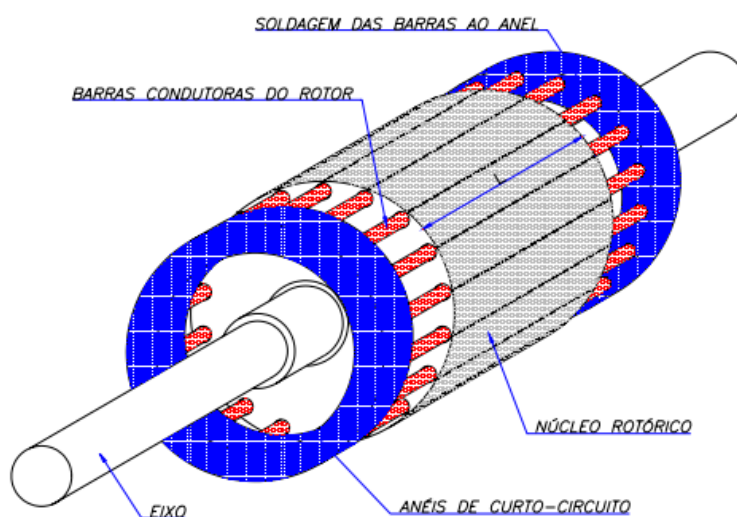
FONTE: Hughes (2006).

2.1.2 Rotor

O rotor da máquina assíncrona pode apresentar duas configurações: rotor em gaiola e rotor bobinado. Tendo em vista que o trabalho visa o estudo do primeiro mencionado, não se abordará os aspectos construtivos do rotor bobinado.

O rotor em gaiola é formado por um núcleo cilíndrico de chapas de material ferromagnético com ranhuras próximas ao perímetro externo, onde se encontram um tipo de estrutura especial. Tal estrutura é composta por barras de alumínio ou cobre localizadas nas ranhuras, que são ligadas eletricamente por anéis condutores posicionados nas extremidades do rotor (KOSOW, 1993). A grande maioria dos motores de indução trifásico de gaiola, produzidos em série, têm a gaiola formada por alumínio fundido, injetado em altas temperatura e pressão. Neste caso não há a necessidade de usar anéis para a ligação elétrica entre as barras, pois o próprio molde se encarrega desta ligação com alumínio fundido. A Figura 3 ilustra o rotor de um motor de indução de gaiola.

Figura 3: Esquema representativo de um rotor do tipo gaiola.



FONTE: USP (2018).

A configuração de construção do conjunto de barras produz um circuito fechado em curto-circuito e isso impossibilita a mudança nos parâmetros do rotor quando o motor está em operação, pois não se tem acesso ao mesmo. As barras do rotor tipo gaiola não são paralelas ao eixo do rotor. São posicionadas com um

pequeno ângulo de inclinação em relação as ranhuras do estator, com a finalidade de produzir um torque mais uniforme e reduzir o ruído durante a operação do motor (FITZGERALD, 2014).

O rotor em gaiola possui grande confiabilidade devido ao fato dos condutores do rotor serem montados sobre o núcleo sem qualquer isolação. O motor de indução trifásico de gaiola é o mais robusto e requer menos manutenção por não ter necessidade de escovas. Além disso, possui um menor custo de produção devido à ausência do enrolamento no rotor. Entretanto, apresenta uma desvantagem ao se comparar com o motor de rotor bobinado, seu torque de partida é reduzido em consequência da baixa resistência da gaiola, e a impossibilidade de modificar este valor durante sua operação leva a substituição do rotor em gaiola pelo rotor bobinado em aplicações que necessitam de altos conjugados com baixas velocidades, como cargas de alta inércia.

2.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MIT

O princípio de funcionamento do MIT pode ser descrito através de quatro conceitos fundamentais, como a criação de campo girante na armadura, a indução de correntes no rotor e a criação de um campo magnético no rotor, provocando um conjugado.

2.2.1 Origem do Campo Girante

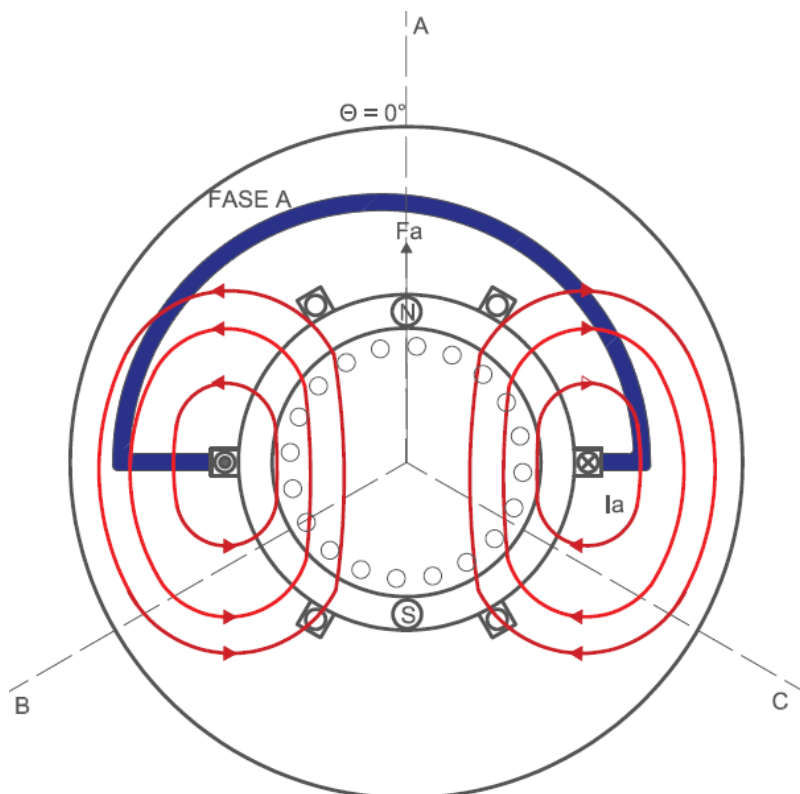
Máquinas de indução são conversores rotativos de energia que têm como parte importante de seu funcionamento a geração de campos girantes e, por esse motivo, podem ser chamadas de máquinas de campo girante (BIM, 2014).

O campo girante existe somente quando os enrolamentos polifásicos contidos no estator satisfazem duas condições. A primeira exigência é atendida quando os enrolamentos do estator se encontram separados eletricamente em 120° no espaço. O segundo requisito é cumprido quando os enrolamentos presentes no rotor são excitados por correntes alternadas defasadas entre si, no tempo, também em 120° elétricos (CHAPMAN, 2013).

Para que seja possível a compreensão completa do processo de formação do campo girante, utiliza-se o artifício de analisar o motor de indução como sendo uma máquina elementar que possui uma bobina por fase e dois polos, ou seja, o

comportamento individual de cada fase. A Figura 4 mostra a distribuição do campo magnético referente à fase A, quando ela é percorrida por uma corrente de módulo I_A , com o sentido indicado na Figura 4. Logo, a força magnetomotriz F_A , criada por esta corrente, é representada pela equação (1). O eixo magnético da fase A foi definido como referência, dessa forma seu ângulo é zero.

Figura 4: Distribuição do campo magnético na fase A.



FONTE: Autores (2019).

$$F_A = NI_A \quad (1)$$

onde:

N é o número de espiras da bobina;

I_A é a corrente de excitação.

Através do arranjo das linhas de fluxo vista na Figura 4, nota-se a criação de um polo magnético norte na metade superior e de um polo magnético sul na metade inferior do motor. A disposição das linhas de campo pode ser considerada como uma co-senoide com centro no eixo da fase. A equação (2) representa a distribuição do campo na fase A.

$$\dot{F}_A = F_A e^{j\theta} \quad (2)$$

onde:

\dot{F}_A é o fasor da força magnetomotriz para a respectiva fase e unidade Ae;

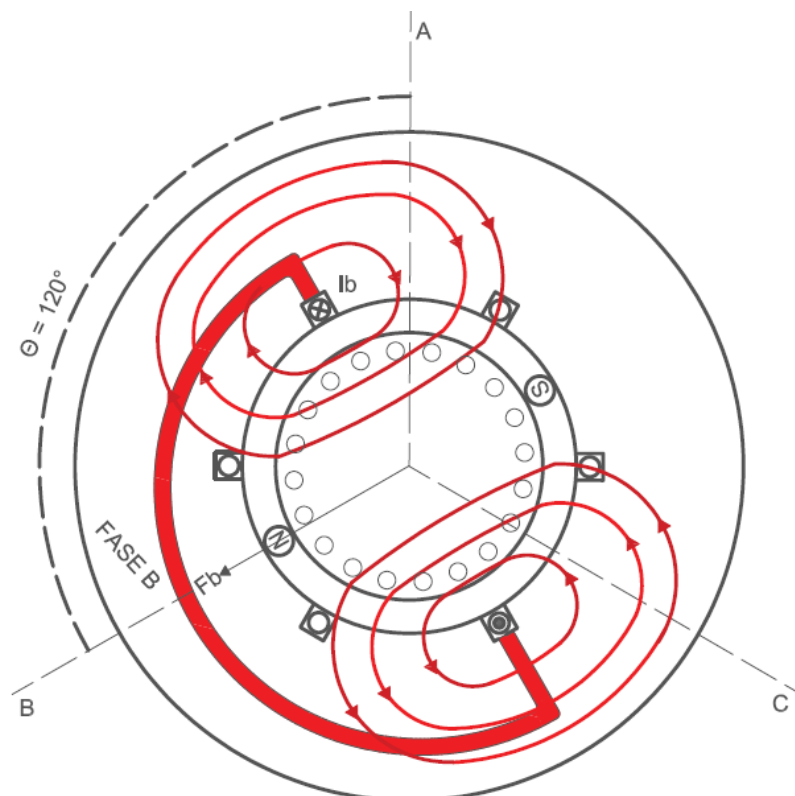
F_A força magnetomotriz para a respectiva fase e unidade Ae;

θ vetor de orientação magnética e unidade em graus.

Verifica-se que o campo apresenta uma direção fixa enquanto sua magnitude depende da corrente injetada na bobina da fase A e seu sentido muda, a cada ciclo elétrico, causando a inversão da polaridade do fasor.

O processo descrito para a fase A vale tanto para a fase B quanto para a fase C, sendo que a direção do campo gerado é diferente devido à disposição das bobinas presentes no motor. A Figura 5 e a Figura 6 demonstram as distribuições das linhas de fluxo nas posições em que os fluxos criados pelas fases B e C, respectivamente, são máximos, enquanto as equações 3 e 4 representam as distribuições dos campos nas fases B e C, respectivamente.

Figura 5: Distribuição do campo magnético na fase B.



FONTE: Autores (2019).

$$\dot{F}_B = F_B e^{j\theta} \quad (3)$$

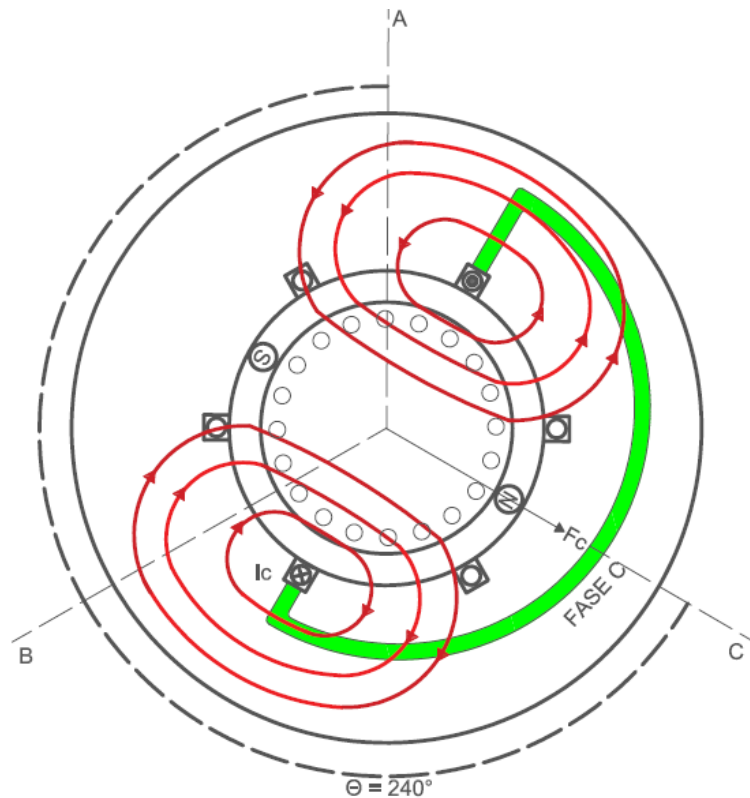
onde:

\dot{F}_B é o fasor da força magnetomotriz para a respectiva fase e unidade Ae.

F_B força magnetomotriz para a respectiva fase e unidade Ae.

θ vetor de orientação magnética e unidade em graus.

Figura 6: Distribuição do campo magnético na fase C.



FONTE: Autores (2019).

$$\dot{F}_C = F_C e^{j\theta} \quad (4)$$

onde:

\dot{F}_C é o fasor da força magnetomotriz para a respectiva fase e unidade Ae;

F_C força magnetomotriz para a respectiva fase e unidade Ae;

θ vetor de orientação magnética e unidade em graus.

Sabe-se que, devido aos aspectos construtivos do motor de indução, a fase B está defasada em 120° e a fase C está em 240° se comparadas com a fase A. Tais defasagens dão as direções dos campos criados.

Observado o efeito individual de cada fase, deve-se em seguida estudar o efeito conjunto das três fases. Para tal análise alimenta-se o motor com correntes trifásicas representadas pelas equações (5), (6) e (7).

$$I_A = I \cos(\omega t) \quad (5)$$

$$I_B = I \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (6)$$

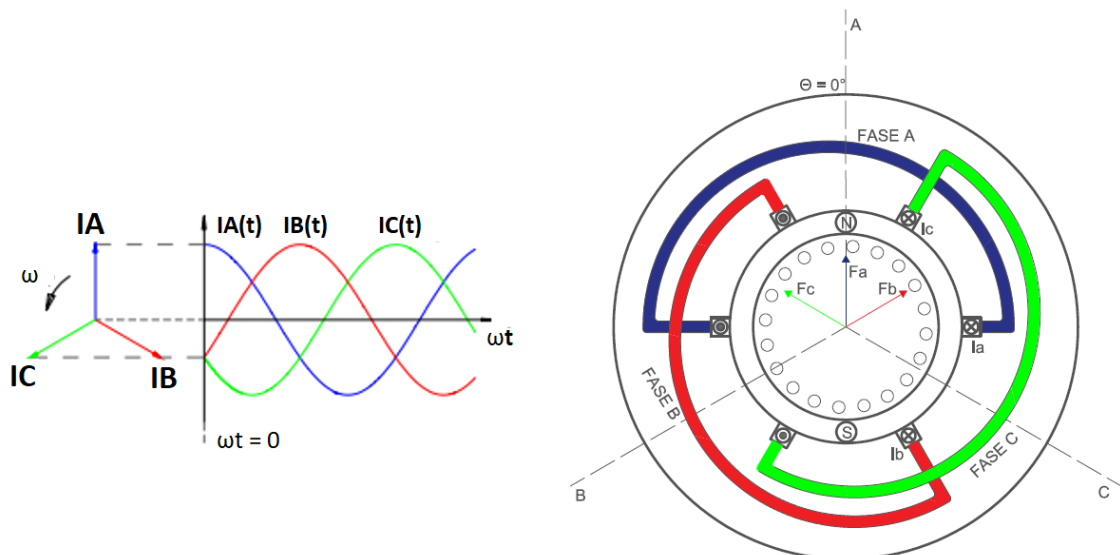
$$I_C = I \cos(\omega t - 240^\circ) \quad (7)$$

onde:

I é o valor de pico e unidade em A.

Para melhor compreender a formação do campo girante, procede-se uma análise do campo resultante criado por estas correntes em quatro instantes de tempo diferentes. A Figura 7 exemplifica o primeiro instante, onde se inicia o processo, para $\omega t=0$.

Figura 7: Campo resultante no tempo $\omega t=0$.



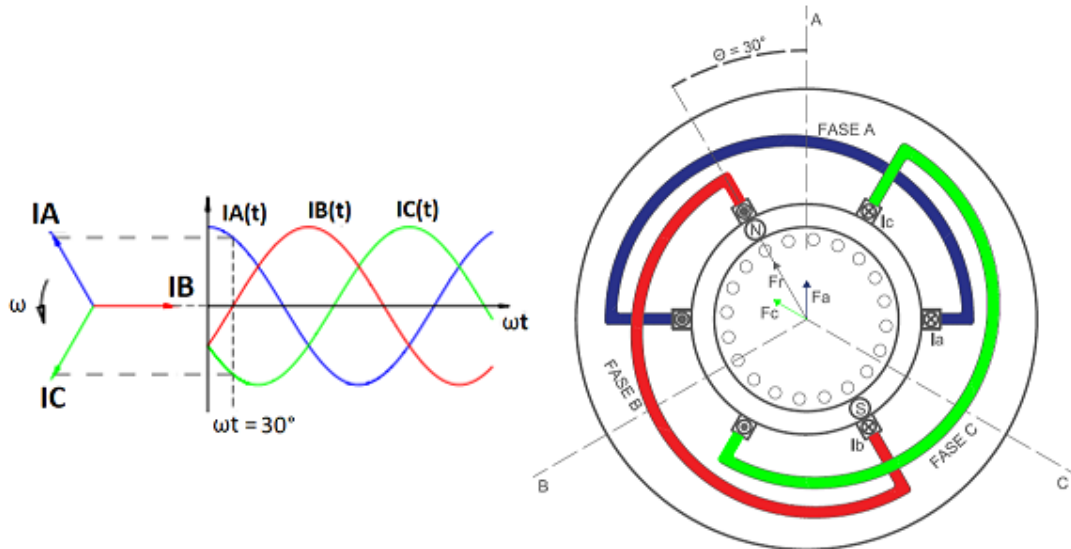
FONTE: Autores (2019).

Nesse primeiro instante tem-se $\omega t=0^\circ$, substituindo esse valor nas equações (5), (6) e (7) se obtém $I_A = I$, $I_B = -0,5I$ e $I_C = -0,5I$. Logo, o campo resultante é representado conforme a equação (8).

$$\dot{F}_{RES} = \dot{F}_A + \dot{F}_B + \dot{F}_C = 1F e^{j0^\circ} - 0,5F e^{j120^\circ} - 0,5F e^{j240^\circ} = 1,5F e^{j0^\circ} \quad (8)$$

É possível concluir que o campo resultante apresenta uma magnitude 1,5 maior que a magnitude máxima de uma fase individual e direção de 0° . No segundo momento se define $\omega t=30^\circ$, conforme a Figura 8.

Figura 8: Campo resultante no tempo $\omega t = 30^\circ$.



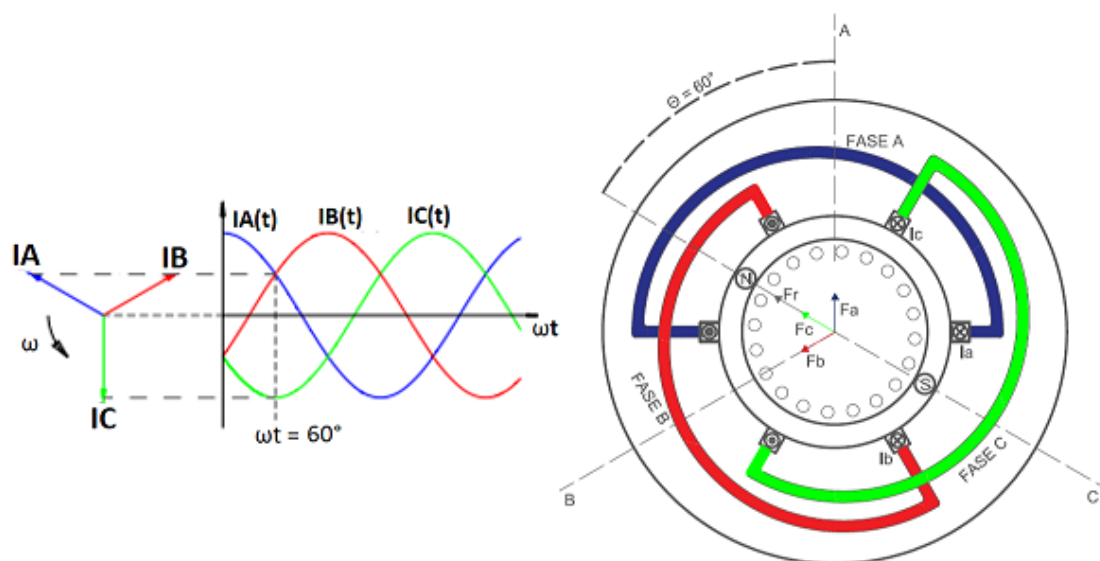
FONTE: Autores (2019).

Com as equações das correntes trifásicas, $I_A = 0,866I$, $I_B = 0$ e $I_C = -0,866I$. A equação 9 expõe o valor do campo resultante para $\omega t=30^\circ$.

$$\dot{F}_{RES} = \dot{F}_A + \dot{F}_B + \dot{F}_C = 0,866F e^{j0^\circ} - 0,866F e^{j240^\circ} = 1,5F e^{j30^\circ} \quad (9)$$

Percebe-se que mesmo sem a contribuição da fase B a amplitude do campo resultante neste instante continua sendo 1,5 maior que o campo máximo de uma fase individual, mas agora possui direção de 30° .

Na Figura 9 o campo resultante é para um terceiro instante, quando $\omega t=60^\circ$.

Figura 9: Campo resultante no tempo $\omega t = 60^\circ$.

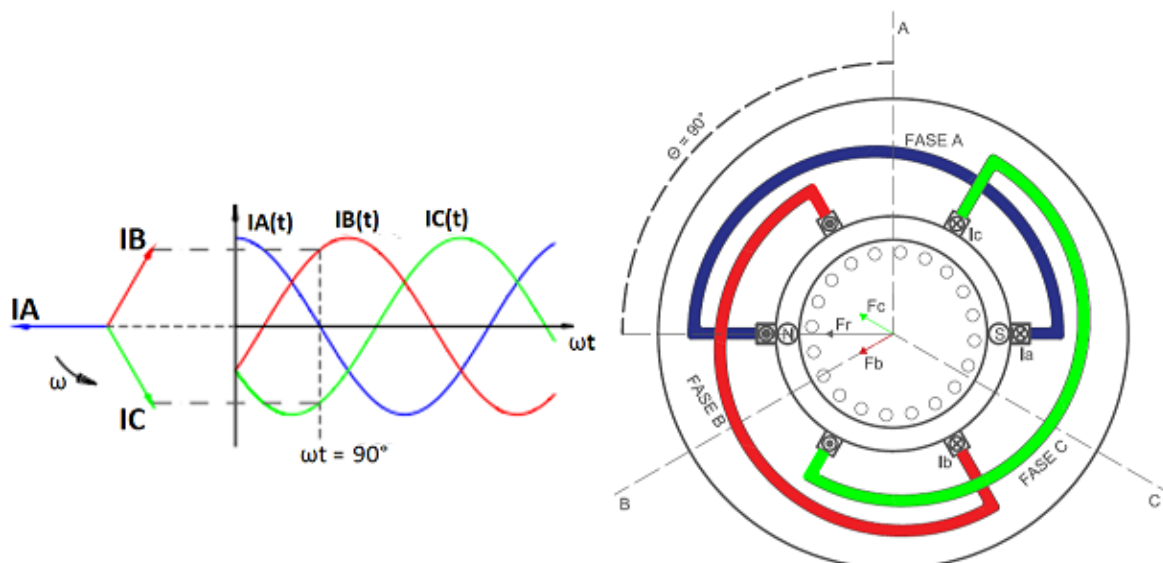
FONTE: Autores (2019).

Neste caso as correntes são $I_A = 0,5I$, $I_B = 0,5I$ e $I_C = -I$. A magnitude e a fase do campo resultante são obtidas por:

$$\dot{F}_{RES} = \dot{F}_A + \dot{F}_B + \dot{F}_C = 0,5F e^{j0^\circ} + 0,5F e^{j120^\circ} - 1F e^{j240^\circ} = 1,5F e^{j60^\circ} \quad (10)$$

O campo resultante possui valor igual aos obtidos pelas equações (8) e (9) (representando os instantes $\omega t=0$ e $\omega t = 30^\circ$, respectivamente) e direção de 60° .

Por fim, tem-se o momento onde $\omega t = 90^\circ$, conforme a Figura 10.

Figura 10: Campo resultante no tempo $\omega t = 90^\circ$.

FONTE: Autores (2019).

Para esse último momento as correntes resultantes são: $I_A = 0$, $I_B = 0,866I$ e $I_C = -0,866I$. A equação (11) mostra o valor do campo resultante.

$$\dot{F}_{RES} = 0,866F e^{j120^\circ} - 0,866F e^{j240^\circ} = 1,5F e^{j90^\circ} \quad (11)$$

Verifica-se que campo resultante possui a mesma intensidade dos instantes anteriores, mas está alinhado em 90° . Constata-se, através do conjunto de figuras apresentadas, que os campos de cada fase individual permanecem com direção fixa, mas modificam seu sentido e sua magnitude de acordo com a corrente injetada na bobina; enquanto o campo resultante possui uma amplitude fixa, mas sua direção varia no decorrer do tempo. Esse processo constitui então um campo girante, que gira na com a mesma frequência de alimentação do enrolamento de armadura.

2.2.2 Corrente induzida na gaiola

Como visto anteriormente, o circuito do rotor do MIT de gaiola tem as extremidades de suas barras curto-circuitadas. Quando o rotor está em repouso, ao excitar o enrolamento de armadura, o fluxo resultante (campo girante) cruza as barras da gaiola. Sendo o fluxo variável no tempo em relação as barras em repouso, de acordo com a lei de Faraday, representada na equação (12), uma variação temporal do fluxo magnética implica em uma força eletromotriz induzida nas bobinas que o envolvem (BASTOS, 2012):

$$U = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (12)$$

sendo:

U é a força eletromotriz e unidade em V;

Φ fluxo magnético e unidade em Wb;

t o tempo e unidade em s.

Assim é criada uma força eletromotriz nas barras do rotor, e existindo um circuito elétrico fechado (devido ao curto-circuito nos seus terminais), essa fem provoca a circulação de corrente nas barras. Essas correntes induzidas possuem uma frequência variável, que depende da diferença de velocidade entre o rotor e o campo girante criado pela armadura. Quando ele está travado, sua frequência é igual a de alimentação do motor, conforme a velocidade de rotação aumenta, a

frequência das correntes induzidas no rotor diminui, chegando a zero caso o rotor atinja a velocidade síncrona (CHAPMAN, 2013).

Considerando essa relação entre rotação e frequência, quando o rotor apresentar velocidade igual a zero, a frequência das correntes induzidas na gaiola é igual à do estator, quando a velocidade do rotor for igual à velocidade síncrona, sua frequência será zero. A equação (13) expressa essa correlação.

$$F_{ro} = \frac{n_s - n_m}{n_s} F_1 \quad (13)$$

onde:

F_{ro} a frequência do rotor e unidade em Hz;

n_s a velocidade síncrona e unidade rpm;

n_m a velocidade do rotor e unidade rpm;

F_1 é a frequência da rede e unidade em Hz.

2.2.3 Escorregamento e conjugado do motor de indução

O escorregamento s é a relação entre a velocidade síncrona n_s e a velocidade de rotação do motor n_m . Esse conceito é descrito na equação (14) e pode ser expresso em uma base por unidade ou porcentagem. O motor de indução normalmente opera com velocidade próxima da síncrona, mas nunca pode operar exatamente em n_s . Pois deve haver movimento relativo para que uma tensão seja induzida na gaiola do motor de indução (CHAPMAN, 2013).

$$s = \frac{n_s - n_m}{n_s} \quad (14)$$

Segundo Chapman (2013), um valor de escorregamento baixo, motor à vazio, implica no movimento relativo entre o rotor e o campo magnético pequeno. Neste caso a tensão induzida nas barras do rotor e a corrente circulante são relativamente pequenas e estão em fase, consequência da baixa frequência rotórica que torna a reatância do rotor praticamente nula. Pode-se observar tal afirmação através da equação a seguir.

$$x = 2 * \pi * f * l \quad (15)$$

onde:

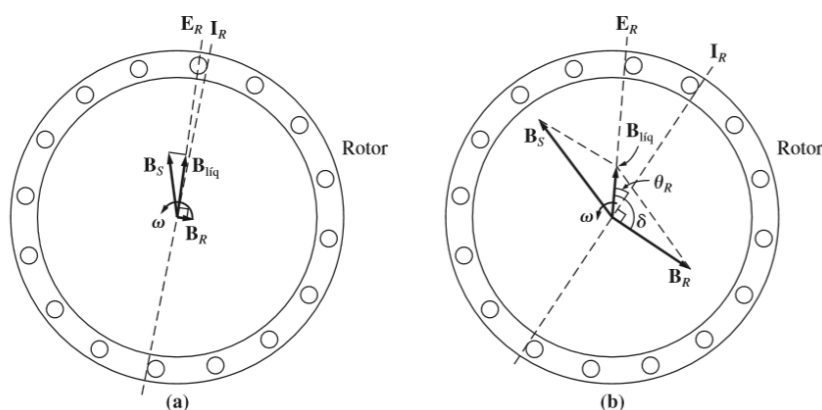
x é a reatância do rotor e unidade em Ω ;

f é a frequência rotórica e unidade em Hz;

l é o comprimento da bobina e unidade em m.

Logo, o campo magnético líquido $B_{líq}$, soma vetorial dos campos magnéticos do estator B_S e do rotor B_R , passa a ser seguido pelo campo magnético do rotor, com um ângulo pouco maior do que 90° , produzido devido a corrente no rotor. Neste modo de operação, conforme mostra a Figura 11a, grande parcela do $B_{líq}$ da máquina é proveniente da corrente do estator.

Figura 11: Os campos magnéticos de um motor de indução: (a) sob condições de carga leve ou a vazio e (b) sob condições de carga pesada.



FONTE: Chapman (2013).

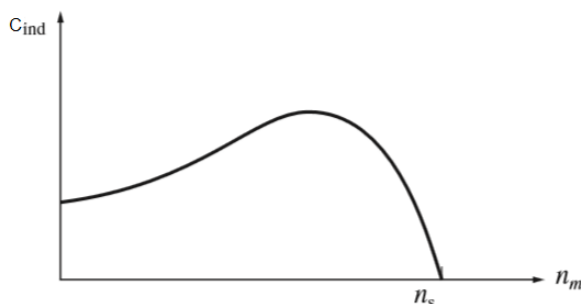
Com a adição de carga ao eixo do motor, surge uma distância angular entre o campo magnético líquido e o campo magnético induzido no rotor, denominada δ – ângulo de carga. Conforme ilustra a Figura 11b, quando o motor de indução possui carga elevada, a corrente do rotor é elevada. Em consequência disto, o módulo de B_R aumenta, o que por sua vez eleva o conjugado, ao passo que o aumento de ângulo δ tende a diminuir-lo, pois o conjugado é proporcional ao $\text{sen } \delta$. Tal relação é evidenciada pela equação (15) do conjugado induzido C_{ind} (CHAPMAN, 2013).

$$C_{ind} = k B_R X B_S = k B_{líq} B_R \text{sen } \delta \quad (16)$$

Para se obter a curva do conjugado em relação a velocidade do motor de indução trifásico é necessário considerar seu comportamento desde a partida,

passando pelo torque máximo e chegando até zero, quando o motor atinge velocidade síncrona. Na partida do MIT a frequência no rotor é alta, como pode ser observado na equação (13), implicando em uma alta reatância indutiva, criando uma corrente atrasada e, conseqüentemente, o campo B_R também se atrasa. Isto resulta em um ângulo δ acima de 90° , o que gera um conjugado reduzido, como pode ser visto na equação (16). A medida que o rotor ganha velocidade a frequência e reatância diminuem, diminuindo o atraso de B_R e aumentando o conjugado até um ponto máximo. Na velocidade síncrona não se tem variação de fluxo no rotor, e como visto pela equação (12) também não se tem tensão e corrente. Assim com o declínio da variação de fluxo visto pelo rotor, do ponto máximo até a velocidade síncrona a tensão e corrente no rotor também diminui, diminuindo o campo B_R e conseqüentemente o conjugado. A Figura 12 apresenta a curva característica do conjugado versus velocidade do MIT.

Figura 12: Curva característica resultante de conjugado versus velocidade.

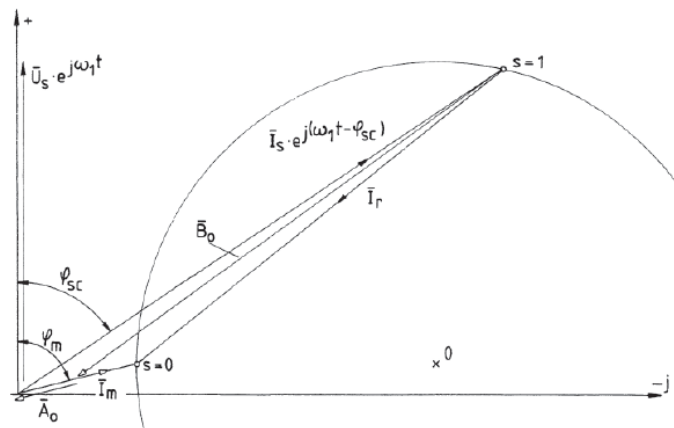


FONTE: Chapman (2013).

2.2.4 Relação das correntes com o escorregamento

Por meio da Figura 13, percebe-se que a corrente do rotor I_r somada com corrente de magnetização I_m é igual a corrente do estator I_s . Logo, quando ocorre uma variação na corrente do rotor, ocorre uma variação proporcional na corrente do estator, uma vez que a corrente de magnetização é constante. Além disso, outro fato que pode ser notado é que quando escorregamento é zero, ou seja, mínimo, não existe corrente no rotor, visto que não há variação de fluxo. Já quando escorregamento é um, ou seja, máximo, existe a maior variação de fluxo e conseqüentemente a corrente de rotor apresenta seu valor máximo. (TOLIYAT e KLIMAN, 2004)

Figura 13: Diagrama das correntes do motor de indução.



FONTE: Toliyat e Kliman (2004).

2.2.5 Relação da tensão e conjugado

De acordo com Chapman (2013), o conjugado da máquina é proporcional ao quadrado da tensão de alimentação. Pode-se comprovar essa afirmação pela equação apresentada a seguir.

$$C = \frac{3V_{TH}^2 \frac{R_2}{s}}{\omega_{sinc} \left[\left(R_{TH} + \frac{R_2}{s} \right)^2 + (X_{TH} + X_2)^2 \right]} \quad (17)$$

Onde:

C conjugado eletromagnético;

R_2 resistência;

R_{TH} resistência equivalente de thevenin;

s escorregamento;

ω_{sinc} velocidade angular síncrona;

X_{TH} reatância equivalente de thevenin;

X_2 reatância;

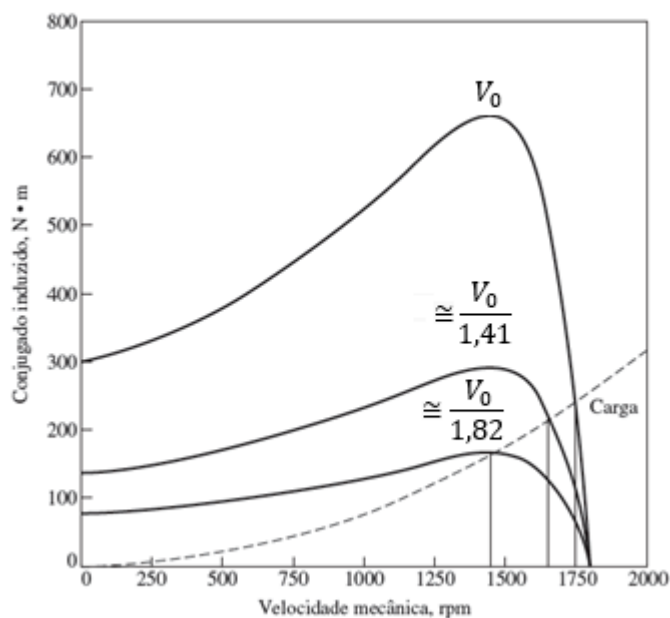
V_{TH} tensão equivalente de thevenin.

Analisando a equação (17), percebe-se que, por exemplo, caso a tensão cai a metade do seu valor o conjugado sobre uma redução de quatro vezes o seu valor.

A Figura 14 mostra o que acontece com a curva de conjugado versus rotação quando ocorre mudança na tensão de alimentação. Nota-se que quando a tensão de alimentação diminui se altera a curva de torque, tendo uma queda maior de rotação

com o aumento de torque, e um torque máximo menor. O contrario disto ocorre quando há um aumento de tensão.

Figura 14: Comportamento da curva conjugado versus rotação para variação de tensão.



FONTE: Autores (2019).

Pode-se dizer que quando a tensão cai, para que a máquina mantenha o mesmo valor de conjugado, sua velocidade é reduzir, se comparado com a curva com tensão nominal. E quando a tensão sobe, visando manter o valor do conjugado, sua velocidade aumenta, novamente, se comparado com a curva de tensão nominal.

3 TEORIA DE EIXOS DE REFERÊNCIA

As equações de tensão, corrente e fluxo das máquinas assíncronas e síncronas compreendem indutâncias em função da posição ou da velocidade do rotor. Visando diminuir a complexidade dessas equações e facilitar a análise dessas máquinas se emprega o teorema de eixos de referência que, através da Transformada de Park, consiste em transformar um sistema trifásico de coordenadas estáticas em um sistema de coordenadas com eixos que giram na velocidade rotórica da máquina. (SADOWSKI, 2012).

3.1 HISTÓRIA DA TRANSFORMADA DE PARK

Por volta da década de 1920, Robert H Park, um engenheiro eletricitista e inventor francês, desenvolveu uma nova maneira de se estudar as máquinas elétricas. Essa nova visão de análise consiste em transformar as variáveis tensão, corrente e enlace de fluxo, que são ligadas ao enrolamento do estator, em variáveis associadas a um enrolamento fictício que gira com a mesma velocidade angular do rotor. Também conhecido por mudança de eixo de referência, este método revolucionou o modo de se estudar as máquinas elétricas, visto que possui a capacidade de eliminar a dependência da posição do rotor nas equações das máquinas - apresentada pela variação das indutâncias em relação a posição do rotor (KRAUSE, 2013).

3.2 EQUAÇÕES DE TRANSFORMAÇÃO

No geral, as mudanças de variáveis são aplicadas no estudo de máquinas de corrente alternada a fim de suprimir a variância temporal das indutâncias. No entanto, elas também podem ser utilizadas para a análise de diversos componentes do sistema de energia estático e dos sistemas de acionamentos elétricos. (KRAUSE, 2013).

A equação que transforma as variáveis trifásicas para o referencial arbitrário é expressa na equação (18). Através dessa equação percebe-se que multiplicando a matriz K_x de transformação por uma variável f que pode ser corrente, tensão ou fluxo, no referencial abc obtém-se a mesma variável, mas agora no referencial arbitrário.

$$f_{qd0x} = K_x f_{abcx} \quad (18)$$

Na equação (18) f_{qd0x} é um vetor que representa as tensões, correntes ou enlaces de fluxo no eixo $qd0$, f_{abcx} é um vetor que representa as tensões, correntes ou enlaces de fluxo no eixo abc , e K_x é a matriz de transformação. Cada termo da equação (18) é expresso por:

$$f_{qd0x} = \begin{bmatrix} f_{qx} \\ f_{dx} \\ f_{0x} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$f_{abcx} = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$K_x = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \text{sen}(\theta) & \text{sen}\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (21)$$

onde θ é a posição angular, obtida por:

$$\theta = \int_0^t \omega(y) dy + \theta_0(0) \quad (22)$$

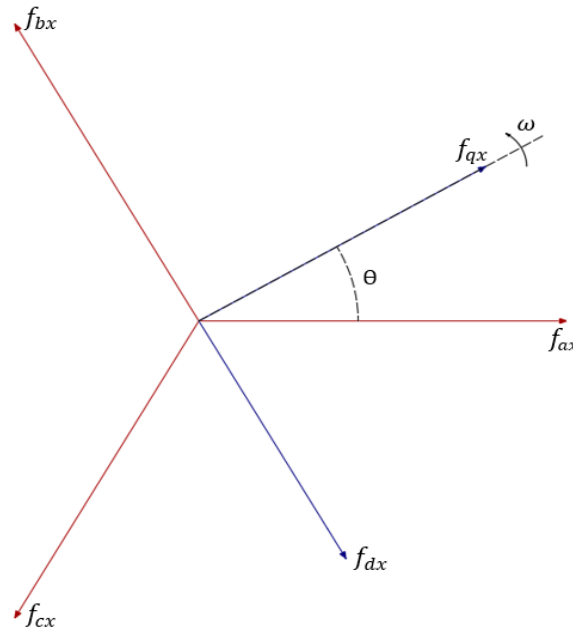
sendo:

y é a variável de integração;

ω é a velocidade angular.

Mesmo que a transformação para um sistema de referências arbitrárias seja uma mudança de variáveis, ela não apresenta sentido físico. Para um melhor entendimento adota-se uma análise sob a forma de um diagrama com relações trigonométricas, como mostrado na Figura 15.

Figura 15: Representação trigonométrica da mudança de variáveis.



FONTE: Autores (2019).

As variáveis f_{dx} e f_{qx} são direcionadas em eixos ortogonais entre si e giram a uma velocidade ω , enquanto as variáveis f_{ax} , f_{bx} e f_{cx} estão localizadas ao longo de eixos estacionários e defasadas em 120° .

Para se obter as variáveis no eixo de quadratura (f_{qx}), deve-se multiplicar a primeira linha da matriz K_x pela matriz f_{abcx} . Multiplicando a segunda linha da matriz K_x pela matriz f_{abcx} encontra-se as variáveis no eixo direto (f_{dx}). E por fim, para se adquirir as variáveis no eixo de sequência zero (f_{0x}) é preciso multiplicar a terceira linha da matriz K_x pela matriz f_{abcx} . Nota-se, através da Figura 15, que a variável f_{0x} não possui uma representação trigonométrica, isso se deve ao fato dessa variável se relacionar apenas matematicamente com as variáveis a, b e c, independentemente do valor de Θ (KRAUSE, 2013).

Para se obter f_{ax} , f_{bx} e f_{cx} a partir de f_{dx} , f_{qx} e f_{0x} aplica-se o mesmo procedimento de multiplicação descrito acima, mas agora utiliza-se a transformada inversa de Park mostrada a seguir.

$$K_x^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \text{sen}\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

3.2.1 Equacionamento da potência

A equação (24) expressa a potência instantânea total, em função das variáveis abc , enquanto a equação (25) exprime a potência total em função das variáveis $qd0$. Ambas as potências são iguais, pois representam o mesmo fenômeno.

$$P_{abcx} = v_{ax}i_{ax} + v_{bx}i_{bx} + v_{cx}i_{cx} \quad (24)$$

$$P_{qd0x} = \frac{3}{2}(v_{qx}i_{qx} + v_{dx}i_{dx} + 2v_{0x}i_{0x}) \quad (25)$$

onde:

P_{abcx} potência no referencial abc sendo sua unidade o W;

P_{qd0x} potência no referencial $qd0$ sendo unidade o W;

v_x é o valor eficaz da tensão de fase sendo sua unidade o V;

i_x é o valor eficaz da corrente de fase sendo sua unidade o A.

3.3 TRANSFORMAÇÃO DOS RESISTORES E INDUTORES

A seguir serão apresentadas as equações e as técnicas de transformação para as componentes resistivas e indutivas.

3.3.1 Componentes resistivos

Segundo Krause (2013), o valor de tensão para um circuito trifásico resistivo é dado pela multiplicação da resistência e corrente total presente nesse circuito. Tal afirmação pode ser verificada a seguir:

$$V_{abcx} = r_x i_{abcx} \quad (26)$$

onde:

V_{abcx} é o valor eficaz da tensão no referencial abc e sendo sua unidade o V;

r_x é a resistência nos enrolamentos da máquina sendo sua unidade o Ω ;

i_{abcx} é o valor eficaz da corrente no referencial abc e sendo sua unidade o A.

Aplicando-se a teoria de mudança dos eixos de referência, por meio da equação (18), na equação (26), encontra-se a equação (27). Nota-se que após o

processo de modificação dos eixos ocorre o aparecimento da matriz inversa K_x^{-1} em ambos os lados da equação.

$$K_x^{-1}V_{qd0x} = r_x K_x^{-1}i_{qd0x} \quad (27)$$

Desloca-se a matriz inversa K_x^{-1} do lado esquerdo da igualdade para o lado direito, de modo isolar a tensão V_{qd0x} :

$$V_{qd0x} = K_x r_x K_x^{-1} i_{qd0x} \quad (28)$$

As resistências presentes nos enrolamentos de cada uma das fases do estator de máquinas síncronas e assíncronas são iguais e a resistência de uma das fases não possui influência nas outras fases. Portanto a matriz que representa a resistência é uma matriz diagonal, ou seja, os elementos externos da diagonal principal são nulos.

$$r_x = \begin{bmatrix} r_x & 0 & 0 \\ 0 & r_x & 0 \\ 0 & 0 & r_x \end{bmatrix} \quad (29)$$

Assim:

$$r_x = K_x r_x K_x^{-1} \quad (30)$$

Combina-se as equações (28) e (30), e desse modo se obtém:

$$V_{qd0x} = r_x i_{qd0x} \quad (31)$$

A equação (31) exprime o valor de tensão, no novo eixo de referência $qd0$, de um componente resistiva

3.3.2 Componentes indutivos

De acordo com Krause (2013), a tensão para um circuito trifásico indutivo é dada pela variação do fluxo no tempo. Pode-se comprovar isso através da equação (32).

$$V_{abcx} = \frac{d}{dt} \lambda_{abcx} \quad (32)$$

onde:

V_{abcx} é a tensão no referencial abc e unidade em V;

λ_{abcx} é o enlace de fluxo no referencial abc e unidade em Wb.

De maneira semelhante ao processo efetuado nas componentes resistivas, combina-se as equações (18) e (32) referente aos elementos indutivos, visando alterar a referência dos eixos de abc para $qd0$. Nota-se, novamente, por meio da equação (33) o aparecimento da matriz inversa K_x^{-1} em ambos os lados da equação, decorrente da modificação dos eixos.

$$K_x^{-1}V_{qd0x} = \frac{d}{dt}[\lambda_{qd0x}K_x^{-1}] = \frac{d}{dt}[\lambda_{qd0x}]K_x^{-1} + \lambda_{qd0x}\frac{d}{dt}[K_x^{-1}] \quad (33)$$

Realiza-se os seguintes procedimentos com a finalidade de simplificar a equação (33). Percebe-se, primeiramente, o aparecimento de uma regra da cadeia e deve-se utilizar de determinadas propriedades para resolver esse problema, em seguida desloca-se a matriz inversa K_x^{-1} do primeiro membro para o segundo, de modo a isolar a tensão V_{qd0x} . Terminado todos esses processos obtém-se:

$$V_{qd0x} = K_x K_x^{-1} \frac{d}{dt}[\lambda_{qd0x}] + K_x \lambda_{qd0x} \frac{d}{dt}[K_x^{-1}] \quad (34)$$

A derivada da matriz K_x^{-1} , presente na equação (34), é expressa por:

$$\frac{d}{dt}K_x^{-1} = \omega \begin{bmatrix} -\text{sen}(\theta) & \text{cos}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \text{cos}(\theta - \frac{2}{3}\pi) & 0 \\ -\text{sen}(\theta + \frac{2}{3}\pi) & \text{cos}(\theta + \frac{2}{3}\pi) & 0 \end{bmatrix} \quad (35)$$

Nota-se, ao analisar o segundo termo a direita da igualdade da equação (34), a presença de multiplicação entre as matrizes $\frac{d}{dt}K_x^{-1}$ e K_x . O produto dessa multiplicação é representado pela matriz da equação (36).

$$K_x \frac{d}{dt}K_x^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

Por fim, manuseia-se a equação (34). A primeira parcela dessa equação é fácil de ser simplificada pois o produto da multiplicação das matrizes $K_x K_x^{-1}$ é dada por

uma matriz identidade e a multiplicação dessa matriz pela matriz $\frac{d}{dt}[\lambda_{qd0x}]$ é a própria matriz $\frac{d}{dt}[\lambda_{qd0x}]$. Enquanto para simplificar a segunda parcela dessa equação deve-se multiplicar a matriz obtida na equação (36) pela matriz λ_{qd0x} . Devido a matriz resultante da equação (36) há uma diferenciação das equações dos eixos q , d e 0 como pode ser observado nas equações resultantes de tensão (37), (38) e (39).

$$V_{qx} = \frac{d}{dt}[\lambda_{qx}] + \omega\lambda_{dx} \quad (37)$$

$$V_{dx} = \frac{d}{dt}[\lambda_{dx}] - \omega\lambda_{qx} \quad (38)$$

$$V_{0x} = \frac{d}{dt}[\lambda_{0x}] \quad (39)$$

As equações (37), (38) e (39) exprimem o valor de tensão, no novo eixo de referência $qd0$, de uma componente indutiva, se percebe que a parcela $\omega\lambda_x$ é dependente da velocidade angular, e que a parcela $\frac{d}{dt}[\lambda_x]$ depende da derivada do fluxo e não é presente no eixo 0 .

Como será visto no próximo capítulo o circuito do motor de indução trifásico é composto de resistências e impedâncias, e para a realização da transformada de eixo de referência para o eixo $qd0$ é essencial as equações apresentadas neste capítulo.

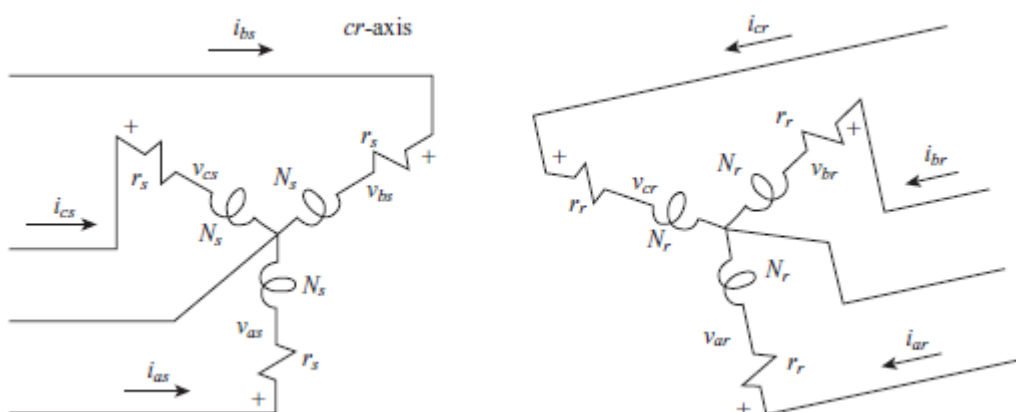
4 MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

O presente capítulo visa deduzir as equações que regem o comportamento do motor de indução trifásico e aplicar a teoria dos eixos de referência de modo a elaboração de um modelo do motor que permita a análise durante o regime transitório.

4.1 EQUAÇÕES DE TENSÃO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

A Figura 16 representa o conjunto de enrolamentos de uma máquina de indução trifásica simétrica e ligação em estrela. O circuito do estator possui bobinas idênticas defasadas em 120° , com N_s voltas e resistência r_s . De forma semelhante, o circuito do rotor é constituído por bobinas idênticas e defasadas em 120° elétricos, com N_r voltas e resistência r_r .

Figura 16: Circuito de uma máquina de indução.



FONTE: Krause (2013).

A tensão de cada fase da máquina apresentada na Figura 16 é dada pela soma das quedas de tensões nas resistências e indutâncias, sendo assim, pode-se expressar a tensão de cada circuito da seguinte forma:

$$V_{abcs} = r_s i_{abcs} + \frac{d}{dt} \lambda_{abcs} \quad (40)$$

$$V_{abcr} = r_r i_{abcr} + \frac{d}{dt} \lambda_{abcr} \quad (41)$$

onde:

V_{abcx} representa o módulo da tensão de qualquer uma das fases a, b e c sendo unidade o V;

λ_{abcx} representa o módulo de fluxo de qualquer uma das fases a, b e c sendo unidade o Wb;

r_x é a resistência dos enrolamentos da máquina e sendo sua unidade o Ω ;

i_{abcx} representa o módulo da corrente de qualquer uma das fases a, b e c sendo unidade o A;

r representa o circuito do rotor;

s representa o circuito do estator.

Para esta resolução foi considerado que o sistema é linear. Assim o enlace de fluxo é dado pela multiplicação das indutâncias pelas correntes. Nota-se, isso, através da equação matricial do rotor e estator (42).

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abc r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abc r} \end{bmatrix} \quad (42)$$

A matriz que representa a indutância do estator é dada pela equação matricial (40).

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (43)$$

onde:

L_{ls} é a indutância de fluxo de vazamento do estator;

L_{ms} é a indutância de magnetização do estator;

A matriz que representa a indutância do rotor é expressa pela equação matricial (44).

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (44)$$

onde:

L_{lr} é a indutância de fluxo de vazamento do rotor;

L_{mr} é a indutância de magnetização do rotor.

A equação matricial (45) representa a indutância mútua entre os circuitos do estator e do rotor.

$$L_{sr} = L_{rs} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (45)$$

Segundo Krause (2013), se tratando de um rotor de gaiola, a corrente de um enrolamento distribuído uniformemente pode ser descrita pela sua componente fundamental e assim, o rotor pode ser representado por um enrolamento trifásico equivalente. Entretanto, é apropriado que, antes de expressar as equações de tensão da máquina, se referencie as variáveis associadas ao rotor para o estator através de uma constante, que pode ser encontrada através de ensaios. A constante é representada por a . As equações a seguir exemplificam esse processo.

$$i'_{abcr} = \frac{1}{a} * i_{abcr} \quad (46)$$

$$v'_{abcr} = a * v_{abcr} \quad (47)$$

$$\lambda'_{abcr} = a * \lambda_{abcr} \quad (48)$$

A equação que expressa a relação mútua entre duas indutâncias é dada por:

$$L_{12} = \frac{1}{a} * L_{m1} = a * L_{m2} \quad (49)$$

Tanto a indutância mútua quanto a indutância magnetização estão ligadas ao mesmo caminho de fluxo magnético. Sendo assim, é possível substituir 1 e 2 presentes na equação (49) por s e r e obter assim a equação (50).

$$L_{ms} = a * L_{sr} \quad (50)$$

Define-se então que:

$$L'_{sr} = a * L_{sr} \quad (51)$$

Substituindo as equações (50) e (51) na matriz de indutância mútua (45) obtém-se:

$$L'_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (52)$$

Rearranja-se a equação (49), para se obter a seguinte equação:

$$L_{mr} = (a)^2 L_{ms} \quad (53)$$

Define-se então:

$$L'_{r} = \left(\frac{1}{a}\right)^2 L_r \quad (54)$$

Através da associação da matriz de indutância do rotor (44) com a equação (54), obtém-se a equação (55).

$$L'_{r} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (55)$$

Sendo:

$$L'_{lr} = (a)^2 L_{lr} \quad (56)$$

Após referenciar as variáveis do rotor para o estator, tem-se, por meio da equação matricial (57), a nova equação de enlace de fluxo.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ (L'_{sr})^T & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (57)$$

Por meio da combinação das equações de tensão rotórica e estática, (40) e (41) respectivamente, com as equações que referenciam as variáveis do rotor no estator e a matriz de enlace de fluxo (57), adquire-se a seguinte equação matricial de tensão.

$$\begin{bmatrix} v_{abcs} \\ v'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \frac{d}{dt} L_s & \frac{d}{dt} L'_{sr} \\ \frac{d}{dt} (L'_{sr})^T & r'_r + \frac{d}{dt} L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (58)$$

Sendo:

$$r'_s = (a)^2 r_s \quad (59)$$

Assim, termina-se a dedução das equações de tensão do motor de indução trifásico, que posteriormente passarão pelo processo de mudança de eixo de referência e por fim foram implementadas no *MATLAB*.

4.2 EQUAÇÕES DE TORQUE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

A equação que determina a variação da energia armazenada num circuito magnético é dada por: (TOLIYAT; KLIMAN, 2004)

$$\Delta W = \int_{t_1}^{t_2} p dt = \int_{t_1}^{t_2} i \frac{d\lambda}{dt} dt = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} i d\lambda \quad (60)$$

Por meio da integração da equação (60), encontra-se a equação (61).

$$W = \frac{1}{2L} \lambda^2 = \frac{1}{2L} (Li)^2 = \frac{1}{2} Li^2 \quad (61)$$

De acordo com Krause (2013) a energia armazenada no campo de acoplamento de uma máquina é através da equação (62).

$$W_f = \frac{1}{2} (i_{abcs})^T (L_s) i_{abcs} + (i_{abcs})^T L'_{sr} i'_{abcr} + \frac{1}{2} (i'_{abcr})^T (L'_r) i'_{abcr} \quad (62)$$

onde:

[I] é a matriz identidade.

A variação da energia mecânica de um sistema rotacional, com somente uma entrada mecânica, é:

$$dW_m = -T_e d\theta_{rm} \quad (63)$$

sendo:

T_e o torque eletromagnético positivo para ação motor;

θ_{rm} o deslocamento angular do rotor.

A corrente, o enlace de fluxo, a energia W_f e a coenergia magnética W_c são dadas em função do ângulo elétrico θ_r . Assim há a necessidade de converter a posição mecânica do rotor para o deslocamento elétrico, de acordo com o número de polos. A equação que expressa o ângulo elétrico a partir do mecânico é:

$$\theta_r = \frac{P}{2} \theta_{rm} \quad (64)$$

onde:

P representa o número de polos da máquina;

θ_r deslocamento elétrico do rotor.

Assim, considerando que a máquina tenha um número P de polos, junta-se as equações (63) e (64), tendo assim a equação (65).

$$dW_m = -T_e \left(\frac{2}{P} \right) d\theta_r \quad (65)$$

Para este equacionamento, o meio é considerado como linear, assim o torque eletromagnético pode ser obtido através da coenergia magnética. Assim:

$$W_f = W_c \quad (66)$$

Reorganiza-se a equação (64), isolando-se o torque eletromagnético. Dessa maneira obtém-se:

$$T_e = -\left(\frac{P}{2}\right) \frac{dW_c}{d\theta_r} \quad (67)$$

Através da combinação das e equações (62) e (66), encontra-se a equação (68).

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) (i_{abcs})^T \frac{d}{d\theta_r} L'_{sr} i'_{abcr} \quad (68)$$

Percebe-se, na equação (68), a presença somente da indutância mútua, isso ocorre, pois, as indutâncias próprias não variam com a posição, θ_r (desprezando-se a saturação do material magnético), enquanto a indutância mútua pode ser expressa por:

$$L_{sr} = L_{rs} = L \cos \theta_r \quad (69)$$

As derivadas das indutâncias próprias em função do ângulo θ_r são nulas, restando assim somente a indutâncias mútua.

Expandese a equação (67) e adquire-se a seguinte equação.

$$T_e = -\left(\frac{P}{2}\right) L_{ms} \left\{ \left[i_{as} \left(i'_{ar} - \frac{1}{2} i'_{br} - \frac{1}{2} i'_{cr} \right) + i_{bs} \left(i'_{br} - \frac{1}{2} i'_{ar} - \frac{1}{2} i'_{cr} \right) + i_{cs} \left(i'_{cr} - \frac{1}{2} i'_{ar} - \frac{1}{2} i'_{br} \right) \right] \sin \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} [i_{as}(i'_{br} - i'_{cr}) + i_{bs}(i'_{cr} - i'_{ar}) + i_{cs}(i'_{ar} - i'_{br})] \cos \theta_r \right\} \quad (70)$$

Ainda é importante saber que a equação que relaciona o torque elétrico com a velocidade de rotação da máquina é dado por:

$$T_e = J \left(\frac{2}{P}\right) \frac{d}{dt} \omega_r + T_L \quad (71)$$

onde:

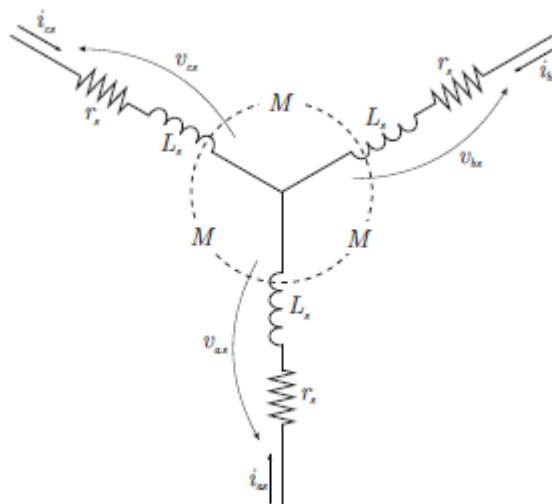
J é a inércia do rotor e de alguma carga presente;

T_L é o torque da carga.

4.3 TRANSFORMAÇÃO DAS VARIÁVEIS ESTATÓRICAS

A Figura 17 ilustra o enrolamento estatórico de uma máquina de indução simétrica. É possível observar que cada fase é composta por uma indutância L_S e uma resistência de armadura r_s . Conforme a equação (72), a indutância L_S é a soma entre a indutância própria da máquina L_{ls} e a indutância magnetizante L_{ms} . Além disso, pode-se descrever o coeficiente de indução mútua L_M em função de L_{ms} , de acordo com a equação (72). (Krause, 2013)

Figura 17: Enrolamento estatórico.



FONTE: Sadowski (2012).

$$L_S = L_{ls} + L_{ms} \quad (72)$$

$$L_M = -\frac{1}{2}L_{ms} \quad (73)$$

As matrizes de resistência e indutância dessas máquinas são dadas pelas equações (29) e (43).

As tensões de cada fase são expressas por:

$$v_{as} = I_{as}R + L \frac{di_a}{dt} \quad (74)$$

$$v_{bs} = I_{bs}R + L \frac{di_b}{dt} \quad (75)$$

$$v_{cs} = I_{cs}R + L \frac{di_c}{dt} \quad (76)$$

onde:

I_{xs} corrente na fase em A;

R resistência do circuito da fase em Ω ;

L indutância em Henry;

$\frac{dx}{dt}$ derivada da corrente pelo tempo.

Visando o circuito e equações apresentadas acima e utilizando as equações deduzidas no capítulo 3 é possível chegar nas fórmulas do MIT no eixo $qd0$. Assim são somadas as equações (31) e (37), que representam respectivamente as quedas de tensão nos resistores e indutores, e encontra-se as equações que representam as tensões no eixo $qd0$.

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d}{dt} [\lambda_{qs}] + \omega \lambda_{ds} \quad (77)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d}{dt} [\lambda_{ds}] - \omega \lambda_{qs} \quad (78)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d}{dt} [\lambda_{0s}] \quad (79)$$

Onde o enlace do fluxo é apresentado por:

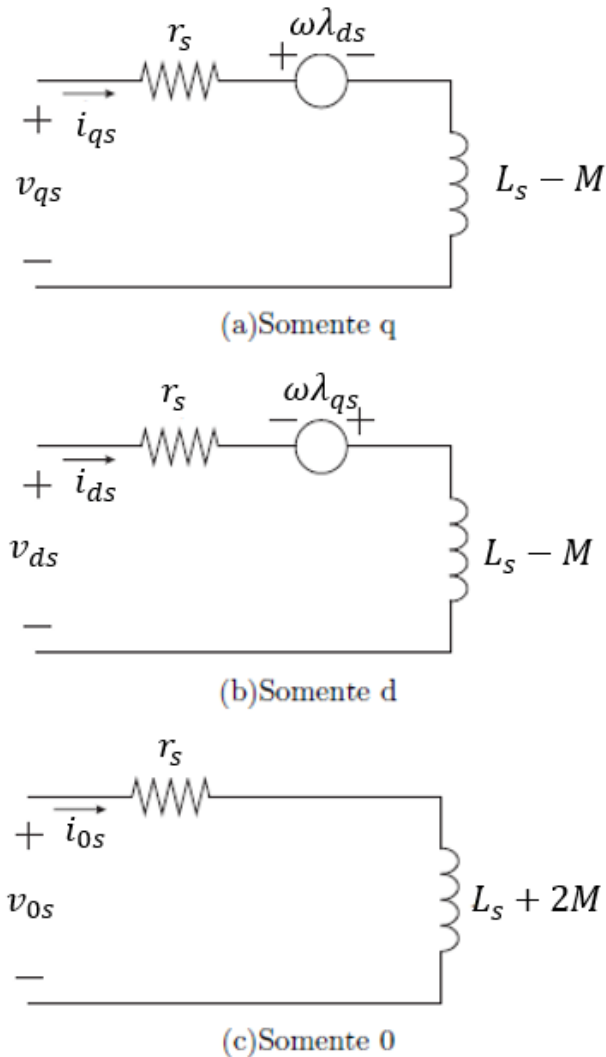
$$\lambda_{qd0s} = K_s L_s K_s^{-1} i_{qd0s} \quad (80)$$

Expandindo a equação (80), encontra-se a equação (81).

$$\lambda_{qd0s} = \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (81)$$

Diante da equação matricial (81) e das equações (77), (78) e (79), de tensão, torna-se possível obter os circuitos equivalentes para os eixos em quadratura, direto e sequência zero, conforme a Figura 18.

Figura 18: Circuitos equivalentes: (a) circuito equivalente no eixo de quadratura, (b) circuito equivalente no eixo direto e (c) circuito equivalente no eixo zero.



FONTE: Sadowski (2012).

4.4 TRANSFORMAÇÃO DAS VARIÁVEIS ROTÓRICAS

Como observado no item 4.3, aplicou-se a Transformada de Park na intenção de modificar os eixos de referência das variáveis estatóricas, entretanto uma máquina assíncrona é constituída, também, de um circuito rotórico. Sendo assim, o presente item visa realizar o processo de mudança dos eixos de referência para as variáveis rotóricas da máquina.

A equação de transformação é dada pela equação (18). Entretanto, existem algumas diferenças entre as mudanças dos eixos de referência dos circuitos rotórico

e estatórico. Para o rotor a matriz de transformação é diferente do referente ao estator, expressa pela equação (21), sendo apresentada por:

$$K_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \cos\left(\beta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\beta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \text{sen}(\beta) & \text{sen}\left(\beta - \frac{2}{3}\pi\right) & \text{sen}\left(\beta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (82)$$

sendo:

$$\beta = \theta - \theta_r \quad (83)$$

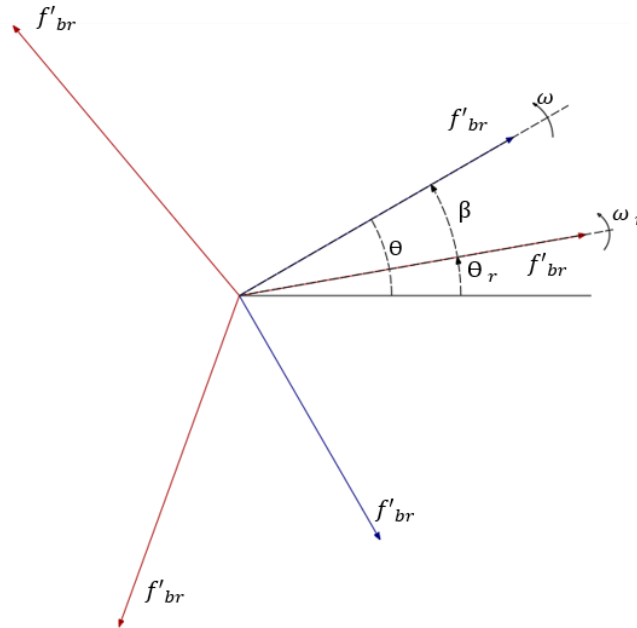
O ângulo θ é a posição angular e ω é a velocidade angular do estator e é dado pela equação (84), enquanto a posição angular do rotor θ_r e a velocidade angular do rotor ω_r é expresso pela equação (85).

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (84)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (85)$$

Como a mudança de eixos de referência não apresenta sentido físico, a Figura 19, através de um diagrama fasorial, pode auxiliar na compreensão desse procedimento.

Figura 19: Diagrama fasorial para as variáveis rotóricas.



FONTE: Autores (2019).

A matriz de transformação inversa é expressa por:

$$K_r^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \text{sen}(\beta) & 1 \\ \cos\left(\beta - \frac{2}{3}\pi\right) & \text{sen}\left(\beta - \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \\ \cos\left(\beta + \frac{2}{3}\pi\right) & \text{sen}\left(\beta + \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (86)$$

Assim como foi feito para o circuito estatórico, aplica-se as transformadas do capítulo três nos circuitos rotóricos, com a diferença de que, como neste caso se utiliza β , que representa a diferença entre as posições angulares do estator e do rotor, no lugar de θ presente na Equação (21). Além disso, a velocidade angular ω passa a ser igual a $(\omega - \omega_r)$.

De modo semelhante ao procedimento realizado no item 4.3, altera-se o eixo de referência a fim de se obter as equações de tensão do circuito rotórico.

$$v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + \frac{d}{dt} [\lambda'_{qr}] + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} \quad (87)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} [\lambda'_{dr}] - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} \quad (88)$$

$$v'_{0r} = r'_r i'_{0r} + \frac{d}{dt} [\lambda'_{0r}] \quad (89)$$

4.5 EQUAÇÕES DE TENSÃO NOS EIXOS DE REFERÊNCIA $qd0$

Tendo as equações rotóricas e estatóricas de tensão nos eixos $qd0$ nos itens 4.3 e 4.4, deve-se determinar as equações de enlace de fluxo. Para isso, aplica-se a transformada Park a matriz de fluxos (56), considerando o desenvolvimento de referenciação das variáveis do rotor para o estator realizado no item 4.1. Desta forma se obtém o desenvolvimento abaixo.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd0s} \\ \lambda'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_S L_S K_S^{-1} & K_S L'_{sr} K_r^{-1} \\ K_r L'_{sr}{}^T K_S^{-1} & K_r L'_r K_r^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qd0s} \\ i'_{qd0r} \end{bmatrix} \quad (90)$$

onde:

$$K_S L_S (K_S)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (91)$$

$$L_M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (92)$$

$$K_r L'_r (K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \quad (93)$$

$$K_S L'_{sr} (K_r)^{-1} = K_r L'_{sr}{}^T (K_S)^{-1} = \begin{bmatrix} L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (94)$$

Associa-se as equações (91) a (94) com a equação (90) para se obter as seguintes equações de enlace de fluxo.

As equações (95), (96) e (97), representam o enlace de fluxo no estator.

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (95)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (96)$$

$$\lambda_{0s} = L_{ls}i_{0s} \quad (97)$$

As equações (98), (99) e (100), representam o enlace de fluxo para no rotor referenciado no estator.

$$\lambda'_{qr} = L'_{lr}i'_{qr} + L_M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (98)$$

$$\lambda'_{dr} = L'_{lr}i'_{dr} + L_M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (99)$$

$$\lambda'_{0r} = L'_{lr}i'_{0r} \quad (100)$$

Normalmente os parâmetros das máquinas são dados em ohms ou em pu, sendo assim, é usual que se expresse as equações de tensão e enlace de fluxo em função das reatâncias e não das indutâncias. Para realizar esta conversão deve-se dividir o fluxo, das equações de tensão de cada eixo, pela velocidade angular base ω_b , passando os termos de indutância para reatância, e o enlace de fluxo para enlace de fluxo por segundo.

$$\psi_{qs} = X_{ls}i_{qs} + X_M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (101)$$

$$\psi_{ds} = X_{ls}i_{ds} + X_M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (102)$$

$$\psi_{0s} = X_{ls}i_{0s} \quad (103)$$

$$\psi'_{qr} = X'_{lr}i'_{qr} + X_M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (104)$$

$$\psi'_{dr} = X'_{lr}i'_{dr} + X_M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (105)$$

$$\psi'_{0r} = X'_{lr}i'_{0r} \quad (106)$$

Para a conversão descrita acima o termo de velocidade angular deve aparecer dividindo os fluxos nas equações de tensão. Assim, substituindo nas equações de tensão estáticas do item 4.3 e rotóricas do item 4.4 se obtém as seguintes equações.

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \frac{1}{\omega_b} [\psi_{qs}] + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} \quad (107)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \frac{1}{\omega_b} [\psi_{ds}] - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} \quad (108)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d}{dt} \frac{1}{\omega_b} [\psi_{0s}] \quad (109)$$

$$v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + \frac{d}{dt} \frac{1}{\omega_b} [\psi'_{qr}] + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{dr} \quad (110)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} \frac{1}{\omega_b} [\psi'_{dr}] - \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{qr} \quad (111)$$

$$v'_{0r} = r'_r i'_{0r} + \frac{d}{dt} \frac{1}{\omega_b} [\psi'_{0r}] \quad (112)$$

Sendo:

ω_b a velocidade angular elétrica utilizada para calcular as reatâncias indutivas.

Nota-se a obtenção de um total de 12 equações, equações essas que representam o comportamento dinâmico de uma máquina de indução trifásica, que devem ser implementadas na modelagem.

4.6 ADAPTAÇÃO PARA A IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL

As equações de tensão e torque deduzidas anteriormente descrevem o comportamento dinâmico do motor, entretanto elas não são ideais para a simulação. Sendo as tensões parâmetros conhecidos da rede, deve-se deixar as equações em função delas, ou seja, deve-se isolar as correntes e os enlaces de fluxo. Assim, as equações são alteradas de modo a facilitar a modelagem proposta.

Primeiro altera-se a equação (107) de tensão do estator no eixo q , isolando a derivada do enlace em função do tempo, obtendo:

$$\frac{d}{dt} [\psi_{qs}] = \omega_b v_{qs} - \omega_b r_s i_{qs} - \omega \psi_{ds} \quad (113)$$

Altera-se a equação (101), isolando a corrente i_{qs} :

$$i_{qs} = \frac{\psi_{qs} - X_M i'_{qr}}{X_{ls} + X_M} \quad (114)$$

Para se obter as outras variáveis de corrente e enlace de fluxo se repete este processo para as equações dos eixos d e 0 , do estator e para os eixos q , d e 0 do rotor:

$$\frac{d}{dt}[\psi_{ds}] = \omega_b v_{ds} - \omega_b r_s i_{ds} + \omega \psi_{qs} \quad (115)$$

$$i_{ds} = \frac{\psi_{ds} - X_M i'_{dr}}{X_{ls} + X_M} \quad (116)$$

$$\frac{d}{dt}[\psi_{0s}] = \omega_b v_{0s} - \omega_b r_s i_{0s} \quad (117)$$

$$i_{0s} = \frac{\psi_{0s}}{X_{ls}} \quad (118)$$

$$\frac{d}{dt}[\psi'_{qr}] = \omega_b v'_{qr} - \omega_b r'_r i'_{qr} - (\omega - \omega_r) \psi'_{dr} \quad (119)$$

$$i'_{qr} = \frac{\psi'_{qr} - X_M i_{qs}}{X'_{lr} + X_M} \quad (120)$$

$$\frac{d}{dt}[\psi'_{dr}] = \omega_b v'_{dr} - \omega_b r'_r i'_{dr} + (\omega - \omega_r) \psi'_{qr} \quad (121)$$

$$i'_{dr} = \frac{\psi'_{dr} - X_M i_{ds}}{X'_{lr} + X_M} \quad (122)$$

$$\frac{d}{dt}[\psi'_{or}] = \omega_b v'_{or} - \omega_b r'_r i'_{or} \quad (123)$$

$$i'_{or} = \frac{\psi'_{or}}{X'_{lr}} \quad (124)$$

A equação do torque eletromagnético para o eixo $qd0$ pode ser obtida usando a transformação de eixo de referência na equação (68), obtendo a equação a seguir:

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \left((K_s)^{-1} i_{qd0s}\right)^T \frac{d}{d\theta_r} L'_{sr} (K_r)^{-1} i'_{qd0r} \quad (125)$$

Através da equação (125), pode-se exprimir a equação de torque em função da corrente. Essa expressão é demonstrada a seguir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) L_M (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (126)$$

onde:

T_e É o torque eletromagnético, sendo positivo para a ação motora.

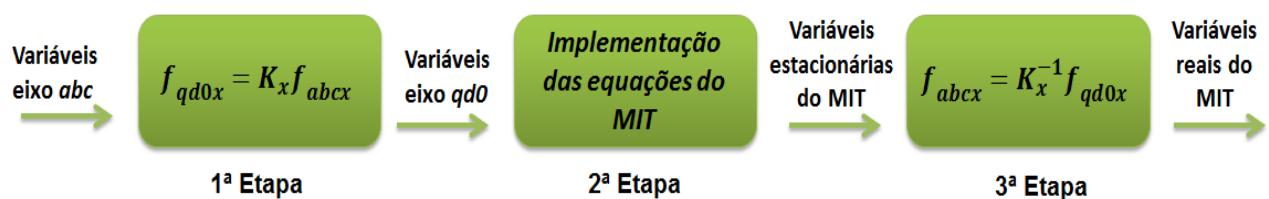
As equações de corrente descritas neste item, bem como a equação de torque, totalizam as 13 equações fundamentais que permitem a modelagem computacional da máquina assíncrona trifásica.

5 IMPLEMENTAÇÃO DO MODELO PROPOSTO

A implantação do modelo investigado foi realizada através da ferramenta de simulação *Simulink*, contida no *software MATLAB*. Essa plataforma permite a construção, simulação e análise de sistemas dinâmicos. Além disso, possibilita a resolução de sistemas lineares e não lineares, sistemas contínuos, discretos e híbridos no tempo. O *Simulink* dispõe de uma interface gráfica, o que torna a interação do usuário com o programa intuitiva e simples, permitindo a criação dos modelos em diagrama de blocos (ONG, 1998).

De acordo com ONG (1998) o *Simulink* dispõe de vários blocos de funções, os quais devem ser configurados com os parâmetros estabelecidos pelo usuário. Entretanto, no decorrer da modelagem, foram utilizados apenas blocos de subtração, adição, multiplicação, divisão e integração. A modelagem do MIT se faz por meio das 13 equações descritas no capítulo 4, que regem seu funcionamento (equações 113 a 126). A Figura 20 apresenta de forma sucinta e genérica o processo exposto no decorrer deste capítulo. É possível observar que na primeira etapa se tem a transformação das variáveis senoidais em estacionárias. Em seguida, com as variáveis no eixo $qd0$, implementou-se as equações do MIT, indicada no segundo bloco. Por fim, a terceira etapa representa a transformação das grandezas presentes no eixo fictício para o eixo real (abc).

Figura 20: Processo de modelagem do Motor de Indução Trifásico.



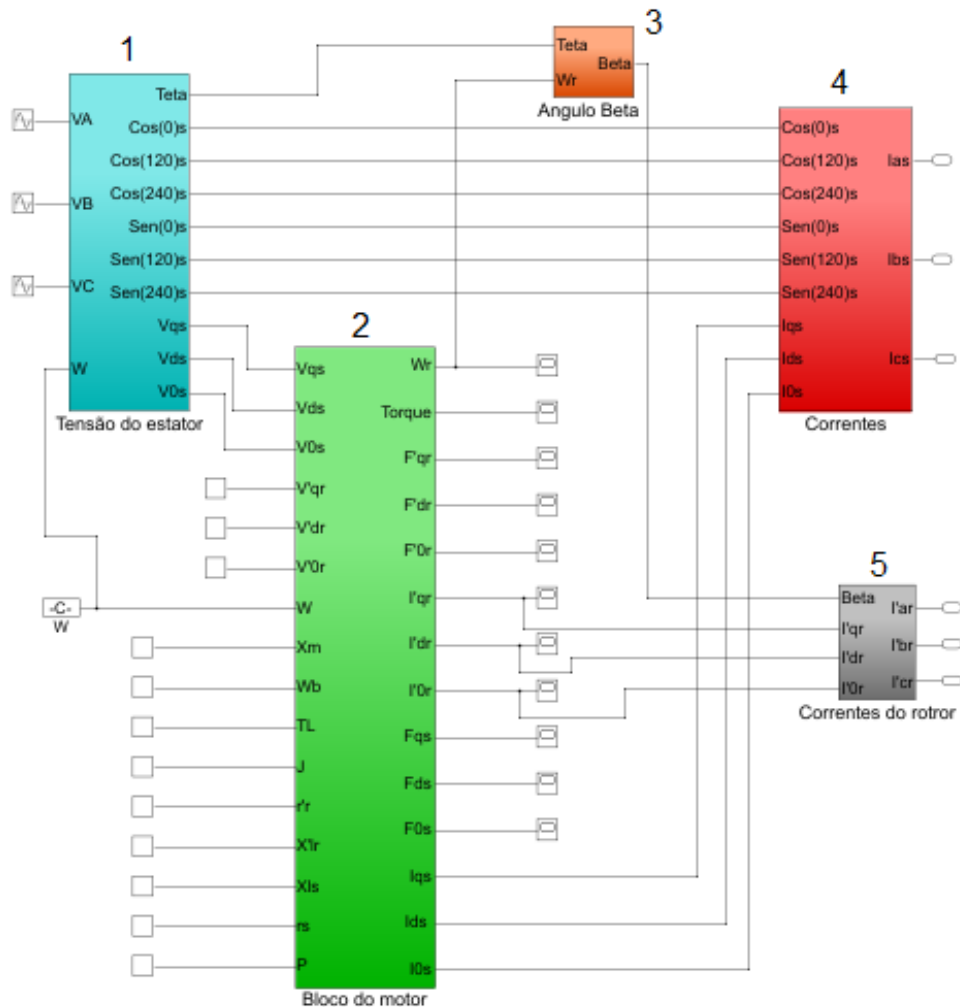
FONTE: Autores (2019).

A Figura 21 expõe a visão geral do trabalho proposto, bem como todos os blocos fundamentais para a modelagem.

O bloco 1, presente na Figura 21, é o sistema que realiza mudança das tensões do eixo abc para o $qd0$. O MIT é representado pelo bloco 2 contido na Figura 21. Os valores reais das correntes no estator e no rotor são as saídas dos blocos 4 e 5 da Figura 21. Por fim, o bloco 3, da Figura 21, é um subsistema capaz

de calcular a diferença da posição angular entre o rotor e o estator. Esta diferença é necessária para a transformação das correntes no rotor do eixo $qd0$ para o abc .

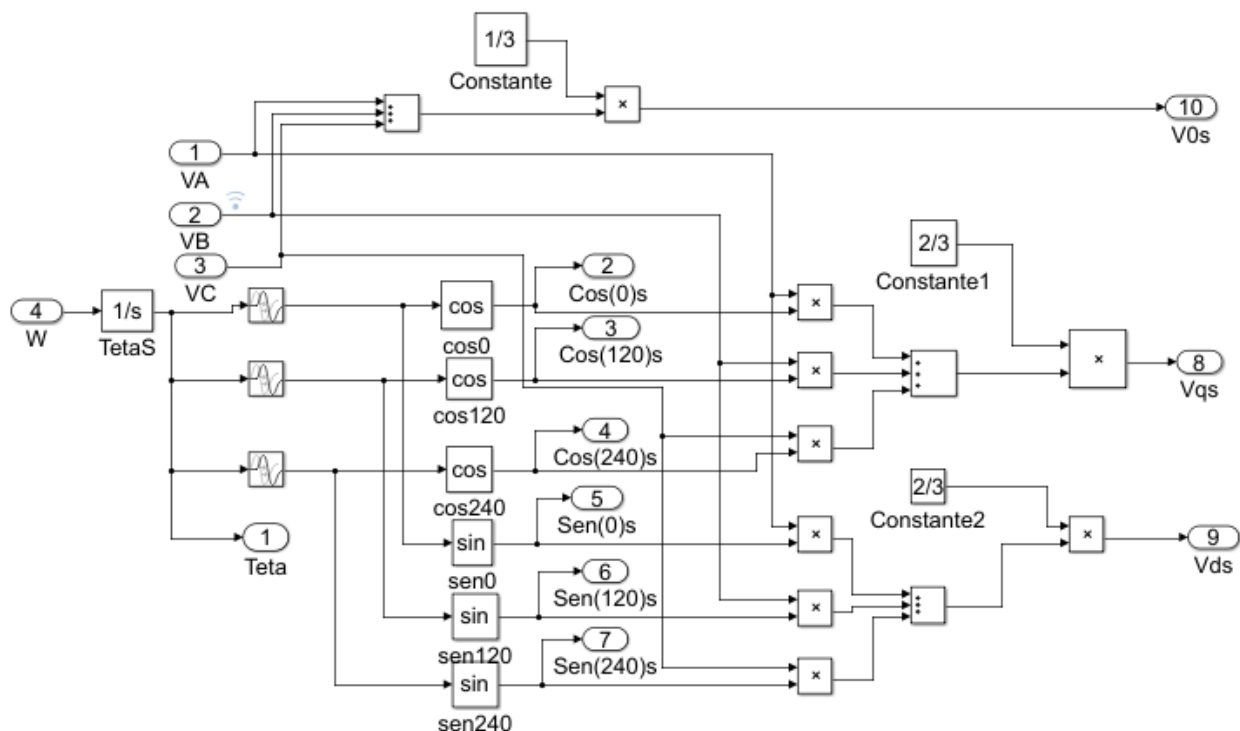
Figura 21: Implementação da modelagem para motores assíncronos trifásicos.



FONTE: Autores (2019).

Conforme ilustra o fluxograma da Figura 20, fez-se necessário transformar as variáveis de entrada senoidais (no caso as tensões) do eixo abc para o eixo $qd0$ por meio da equação (18). Segundo Sadowski (2012) a aplicação da teoria de mudança dos eixos de referência permite que grandezas alternadas se tornem constante no tempo, consequência do eixo de referência girar na mesma frequência das tensões no estator. A Figura 22 expõe o subsistema presente dentro do bloco 1 da Figura 20 capaz de realizar mudança mencionada.

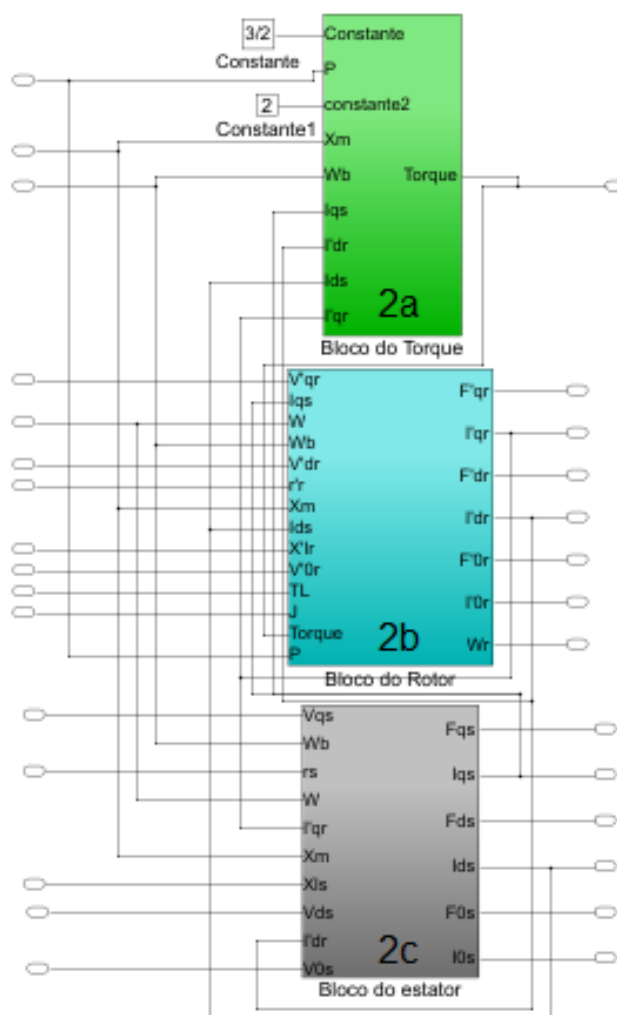
Figura 22: Bloco 1 - Sistema de transformação das variáveis de entrada do eixo abc para o eixo $qd0$.



FONTE: Autores (2019).

Para facilitar a compreensão e a implementação na ferramenta *Simulink*, dividiu-se o motor (bloco 2 da Figura 21) em sub-blocos: torque eletromagnético (2a), rotor (2b) e estator (2c). A divisão mencionada é observada na Figura 23.

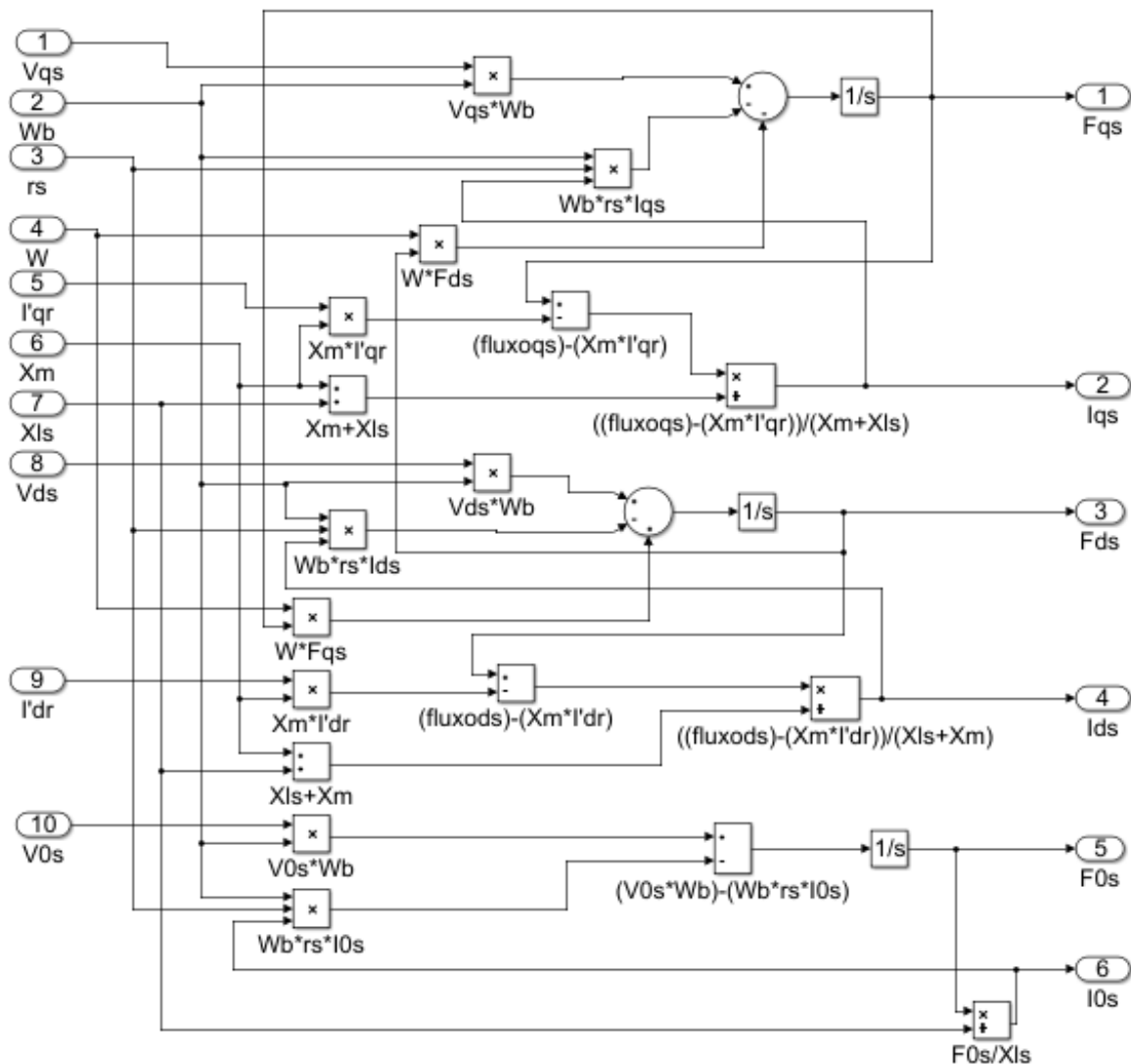
Figura 23: Bloco 2 - Divisão do MIT em sub-blocos; Torque Eletromagnético (2a), Rotor (2b) e Estator.



FONTE: Autores (2019).

Com os valores de tensões no eixo $qd0$, permitiu-se a implementação das equações do MIT. O primeiro sistema a ser observado corresponde ao estator (bloco 2c da Figura 23), cujo sistema resultou nas grandezas: enlace do fluxo e corrente. O interior do bloco do estator (2c) pode ser visto na Figura 24. Através dessa imagem é possível observar que as correntes dependem de parâmetros como reatâncias X_m e X_{ls} , a resistência do estator r_s , bem como as tensões. Já o enlace do fluxo depende da velocidade e das tensões. No decorrer do processo de transformação, vale ressaltar a correlação entre as variáveis de saída: corrente i_s e enlace de fluxo ψ_s no estator. Tal interação se faz presente para os três eixos, quadratura q , direto d e zero 0.

Figura 24: Sub-bloco 2c – Modelagem da corrente e do enlace de fluxo no estator para o eixo $qd0$



FONTE: Autores (2019).

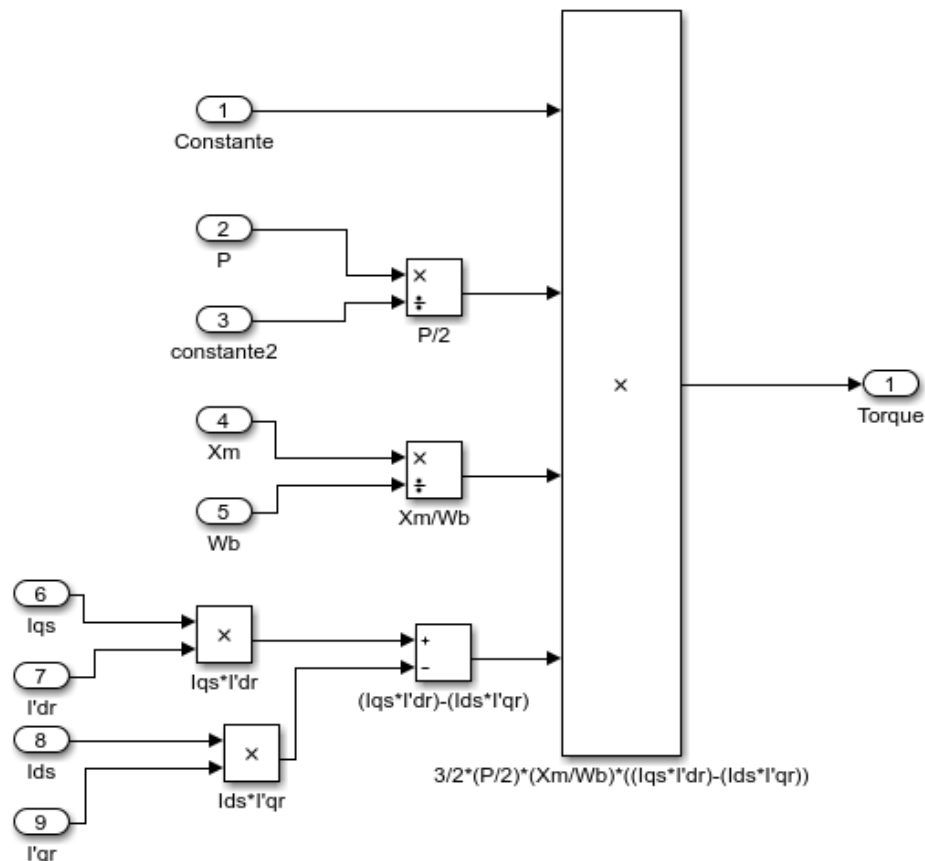
Como no programa *simulink* não se pode ser utilizadas as letras gregas que foram apresentadas nas equações anteriormente, os enlaces de fluxos que eram representados por ψ_x passaram a ser representados por F_x .

Para a obtenção do sistema contido na Figura 24, foi necessário manipular as equações presentes no item 4.6. Por exemplo, sabe-se por meio da equação (113), que o enlace de fluxo no eixo de quadratura (F_{qs}), primeira saída da Figura 24, é a integral da tensão do eixo de quadratura (v_{qs}) subtraída da tensão presente na resistência ($r_s i_{qs}$) e do enlace de fluxo no eixo direto (F_{ds}). Para a aquisição das demais saídas deve-se empregar o mesmo procedimento, utilizando agora a equação correspondente a saída que se deseja obter. Para obtenção da corrente do

eixo de quadratura do estator (i_{qs}) utiliza-se a equação (114), para a aquisição do enlace de fluxo no eixo direto (F_{ds}) emprega-se a equação (115), para adquirir-se a corrente do eixo direto do estator (i_{ds}) utiliza-se a equação (116), já se obter o enlace de fluxo no eixo zero (F_{0s}) emprega-se a equação (117) e por fim, para se adquirir a corrente do eixo de zero do estator (i_{0s}) utiliza-se a equação (118).

Após a modelagem do sistema do estator, seguiu-se para a construção do bloco do torque eletromagnético T_e (bloco 2a da Figura 23), descrito no item 4.6. Conforme indica a equação (126), o T_e depende da indutância mútua L_m , do número de polos P e das correntes do rotor e estator no eixo $qd0$. A Figura 25 representa o interior do sub-bloco 2a.

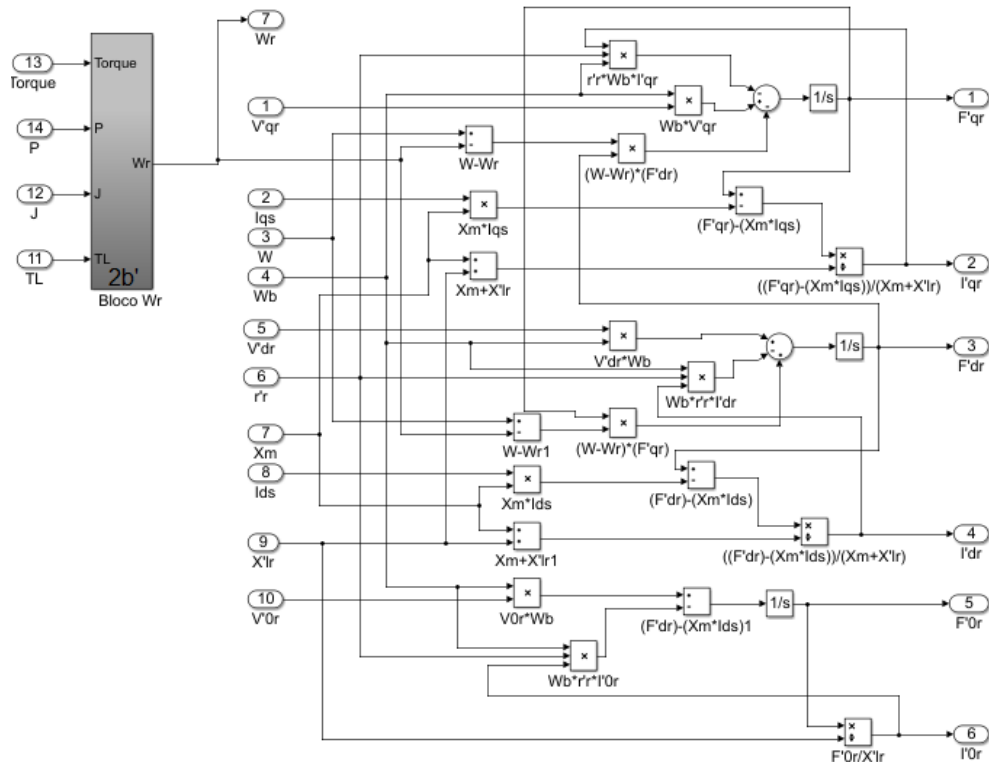
Figura 25: Sub-bloco 2a - Modelagem do torque eletromagnético.



FONTE: Autores (2019).

Diante da interação entre as equações (119) e (120), (121) e (122), (123) e (124), é possível obter as correntes e os enlaces de fluxos do rotor para os eixos de quadratura, direto e zero, respectivamente. A implementação é representada pelo sistema da Figura 26.

Figura 26: Sistema de blocos para transformar as correntes do rotor do eixo $qd0$ para o eixo abc .

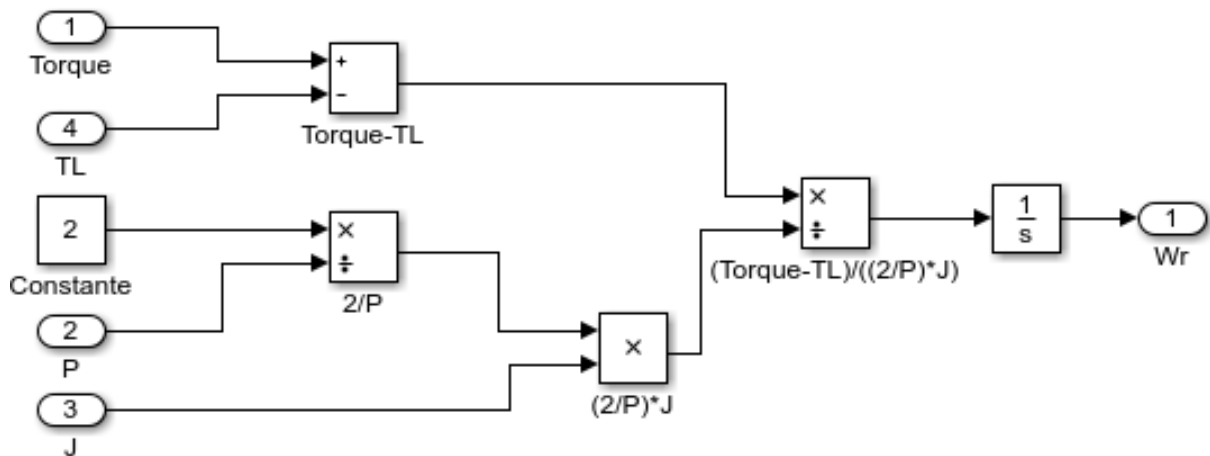


FONTE: Autores (2019).

Neste sistema, o procedimento para a obtenção das saídas de corrente e enlace de fluxo para os eixos q'_r , d'_r e $0'_r$ é análogo ao utilizado na obtenção do sistema do estator. Diante da manipulação das equações (119), (120), (121), (122), (123) e (124), obteve-se as correntes e os enlaces de fluxos no rotor para os eixos de quadratura, direto e zero, respectivamente.

Além disto, no interior do sub-bloco do rotor (2b) se encontra o subconjunto da velocidade angular ω_r (2b'), o qual é representado pelo sistema da Figura 27. O bloco da velocidade angular do rotor é necessário pelo fato da mesma ser uma variável de entrada para q'_r , d'_r e $0'_r$. Observa-se que ω_r têm como variáveis de entrada: torque requerido pela carga do motor T_L , torque eletromagnético T_e , momento de inércia J e o número de polos p . Para se encontrar a expressão que rege a velocidade rotórica, basta isolar ω_r na equação (71).

Figura 27: Sub – bloco 2b': velocidade angular do rotor.

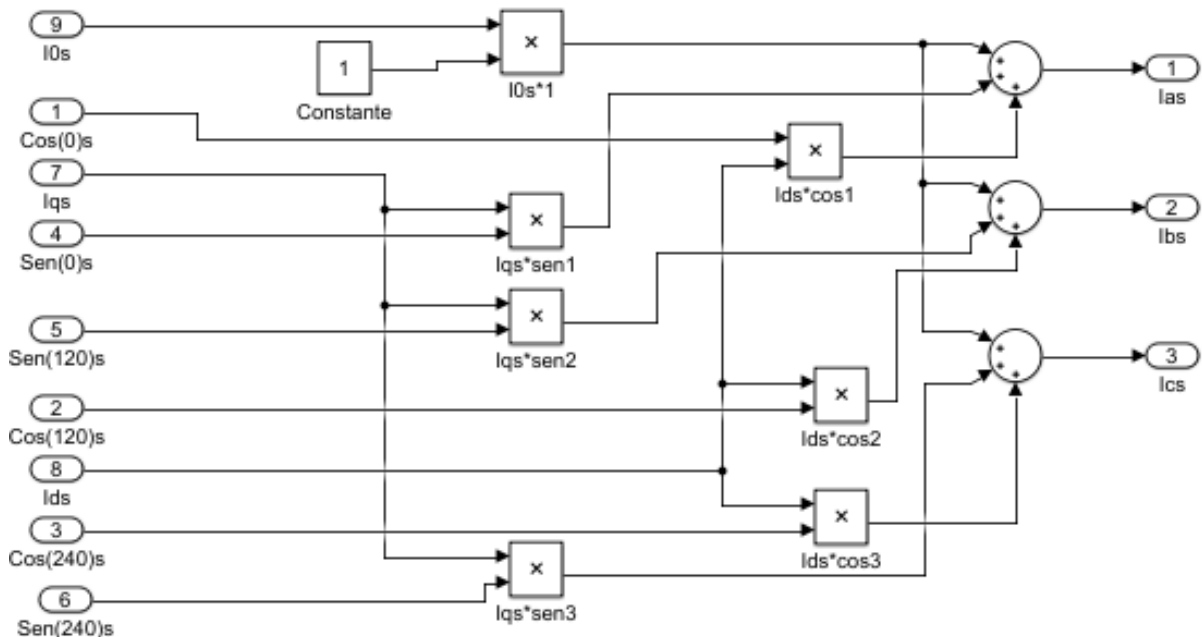


FONTE: Autores (2019).

Com a implementação das equações do MIT para o rotor, finaliza-se a segunda etapa.

Os valores encontrados para as correntes no estator e no rotor não possuem significado físico, pelo fato do eixo de referência $qd0$ ser fictício. Segundo Krause (2013) para que ocorra mudança do eixo $qd0$ para abc é necessário multiplicar os valores obtidos das grandezas (correntes e enlace de fluxo) pela matriz de transformação inversa K_s^{-1} . A Figura 28 representa o sistema por trás do bloco 4 da Figura 21. Este sistema é responsável pela transformação das correntes no estator para o eixo abc .

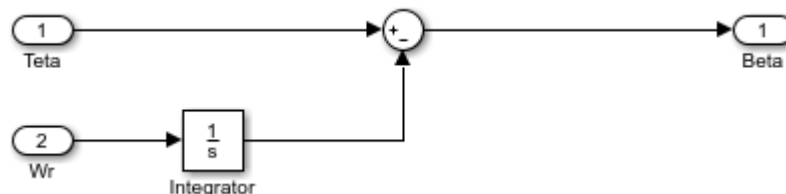
Figura 28: Bloco 4 - Sistema de blocos para transformar as correntes do estator do eixo $qd0$ para o eixo abc .



FONTE: Autores (2019).

O mesmo processo descrito para a transformação das correntes do estator foi realizado para as correntes do rotor, ou seja, multiplicou-se o valor encontrado pela matriz inversa K_r^{-1} , equação (86). Para este processo, necessitou-se encontrar o valor de β , bloco 5 da Figura 21, equação (83). Através da Figura 29, percebe-se que o ângulo β é a diferença entre as posições angulares do estator (θ) e do rotor (θ_r), onde θ_r é obtido ao se integrar a equação da velocidade angular ω_r do rotor.

Figura 29: Bloco 3 – Sistema para cálculo do ângulo β .

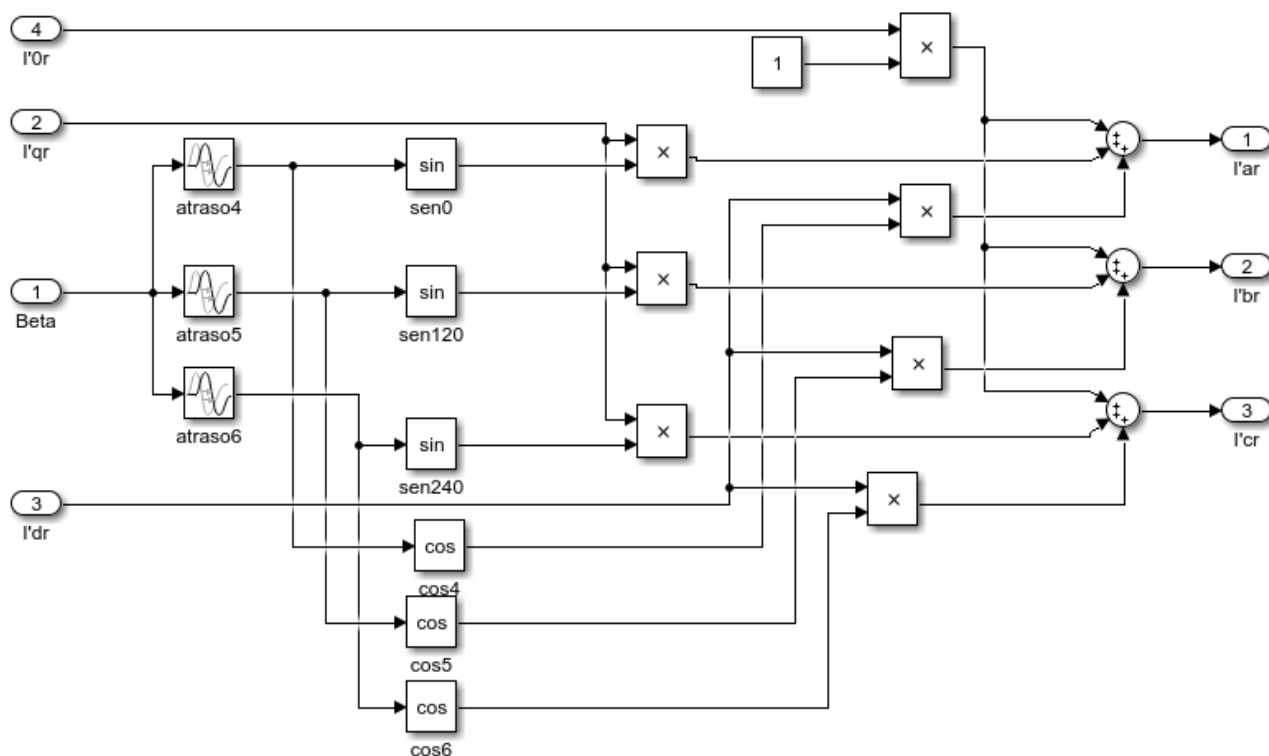


FONTE: Autores (2019).

Diante da obtenção do ângulo β , é possível construir o sistema de blocos capaz de transformar as correntes do rotor nos eixos arbitrários para variáveis

senoidais (bloco 5 da Figura 23). Nota-se, através da Figura 30, que as variáveis de entrada presente nesta etapa são: correntes no rotor para o eixo $qd0$ e o ângulo beta.

Figura 30: Bloco 5 - Sistema de blocos para transformar as correntes do rotor do eixo $qd0$ para o eixo abc



FONTE: Autores (2019).

Assim finaliza-se a implementação do modelo para a análise dinâmica do MIT. O capítulo a seguir expõe os resultados e veracidade da modelagem implementada no *Simulink*. Para a validação do sistema, elegeu-se parâmetros apresentados na literatura do Krause, conforme será detalhado no decorrer do capítulo 6.

6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

O presente capítulo é destinado a apresentar as simulações realizadas no modelo proposto. Primeiramente, visando verificar o modelo elaborado, executou-se o teste de partida do motor. Para realizar este teste, são inseridos parâmetros de máquinas conhecidas que estão presentes na literatura (Krause, 2013) e então são comparados os resultados obtidos através das simulações feitas com os dados contidos na literatura do Krause, comprovando assim a efetividade do modelo proposto.

Após a verificação do modelo, realizada através da simulação da partida do motor, foram testadas mais algumas situações em que a máquina pode estar sujeita durante sua utilização. As situações simuladas são: variação de carga, afundamento de tensão de alimentação, curto-circuito trifásico e partida suave.

Foram utilizados parâmetros de duas máquinas diferentes para a realização dos testes. Os dados de tensão de linha (V_{FF}), potência (P_{mec}), torque de carga (T_B), corrente ($I_{(abc)}$), resistência do estator (r_s), reatância do estator (X_{ls}), reatância do entreferro (X_M), resistência do rotor (r'_r), reatância do rotor (X'_{lr}) e inércia (J) empregados encontram-se na Tabela 1.

Tabela 1: Parâmetros implementados.

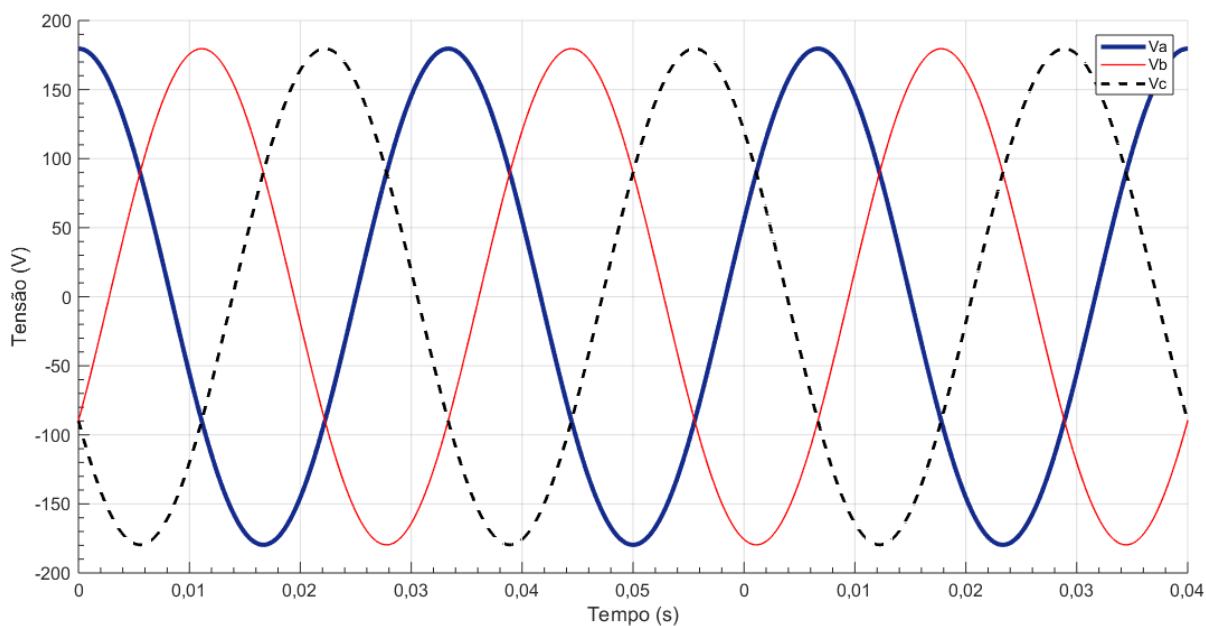
Máquina	V_{FF} (V)	P_{mec} (Hp)	T_B (N.m)	$I_{(abc)}$ (A)	r_s (Ω)	X_{ls} (Ω)	X_M (Ω)	X'_{lr} (Ω)	r'_r (Ω)	J (Kg.m ²)
1	220	3	11,9	5,8	0,435	0,754	26,13	0,754	0,816	0,089
2	460	50	198	46,8	0,087	0,302	13,08	0,302	0,228	1,662

FONTE: Krause (2013).

6.1 TRANSFORMAÇÃO DAS TENSÕES abc PARA $qd0$

Antes de iniciar os testes, deve certificar-se que o procedimento de mudança dos eixos de referência para as tensões funciona corretamente. Assim, com o intuito realizar essa confirmação, aplica-se um sinal de tensão referenciada no eixo abc no bloco de transformação de tensão, contido na Figura 22, e analisa-se sua saída.

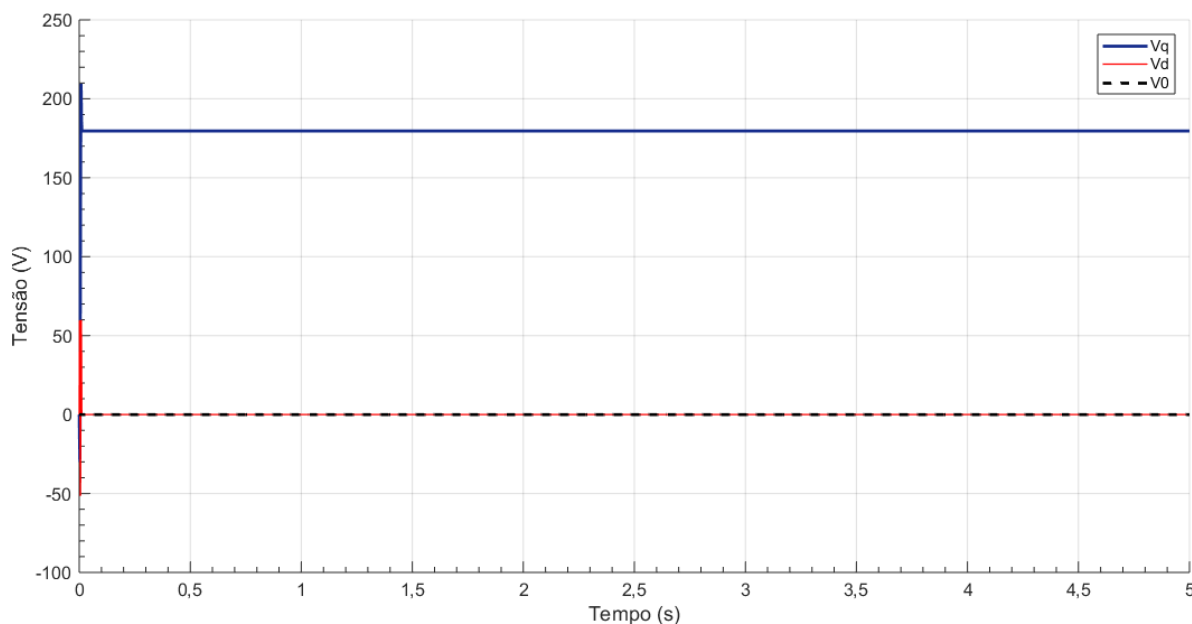
Figura 31: Tensão senoidal de fase de entrada com atraso de 90°.



FONTE: Autores (2019).

A Figura 31 mostra o sinal senoidal de entrada que possui tensão de linha de 220 V, frequência de 60 Hz e atraso angular de 90°. Substituindo a função geral f pela grandeza de tensão na equação (18) e realizando as devidas operações matemáticas, encontra-se que os valores das tensões nos novos eixos devem ser $V_q = 180$, $V_d = 0$ e $V_0 = 0$. O resultado obtido pela simulação é mostrado a seguir.

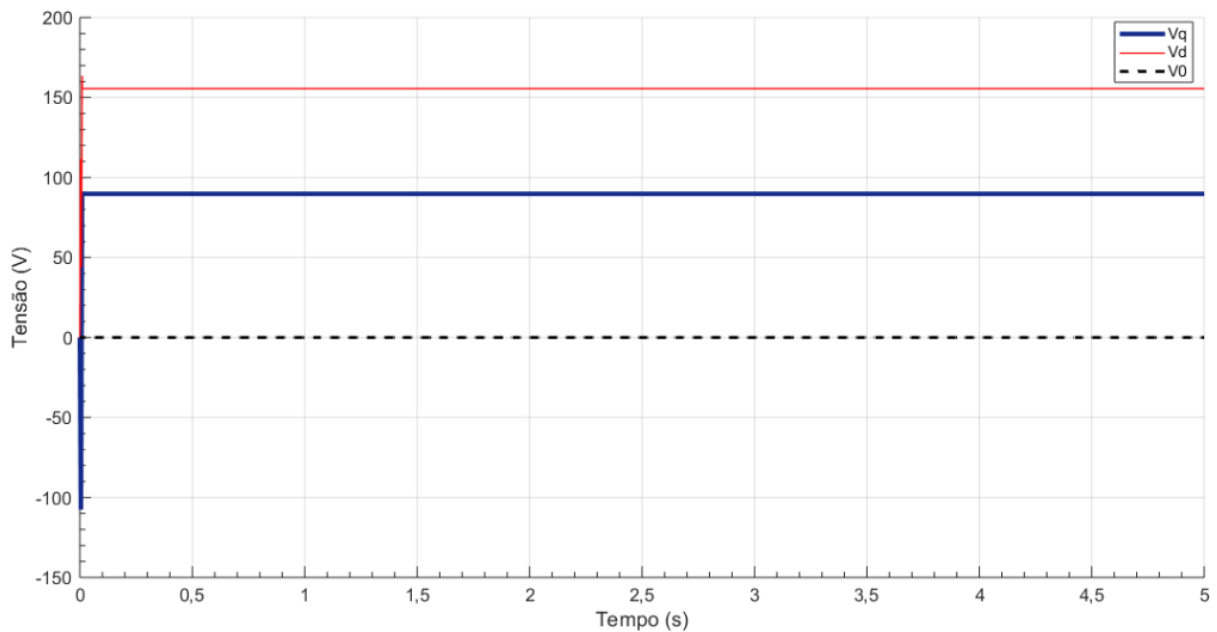
Figura 32: Tensão de saída com fase 90°.



FONTE: Autores (2019).

A Figura 32 apresenta o sinal de saída obtido. Nota-se que esse sinal é constante no tempo, isso ocorre, pois, o novo eixo de referência gira na mesma velocidade angular que o estator, e isso faz com que as variáveis, anteriormente variantes no tempo, passem a serem constantes. Percebe-se, também, que os resultados obtidos durante a simulação condizem com os valores de tensão calculados.

Figura 33: Tensão de saída com fase 30°.



FONTE: Autores (2019).

A Figura 33 mostra o sinal de saída quando se aplica, na entrada, um sinal senoidal que possui tensão de linha de 220 V, frequência de 60 Hz e fase de 30°. Novamente, substituindo a função geral f pela grandeza de tensão na equação (18) e realizando as devidas operações matemáticas, encontra-se que os valores das tensões nos novos eixos devem ser $V_q = 90$, $V_d = 160$ e $V_0 = 0$. Percebe-se que o valor das tensões V_q e V_d dependem do atraso das fases das tensões V_a , V_b e V_c , enquanto a tensão V_0 é sempre zero uma vez que, para sistemas equilibrados, a componente zero é nula. Novamente, analisando os resultados encontrados, pode-se concluir que as tensões encontradas durante a simulação coincidem com os valores de tensão calculados.

6.2 SIMULAÇÃO DA PARTIDA DA MÁQUINA

Esse item é destinado à validação, por meio de simulação, do modelo desenvolvido.

A máquina a ser simulada possui tensão de linha de 220 V, 4 polos, 60 Hz e 3 HP de potência. Os demais dados da máquina 1 estão contidos na Tabela 1. Vale ressaltar que para a validação do modelo o conjugado foi considerado nulo.

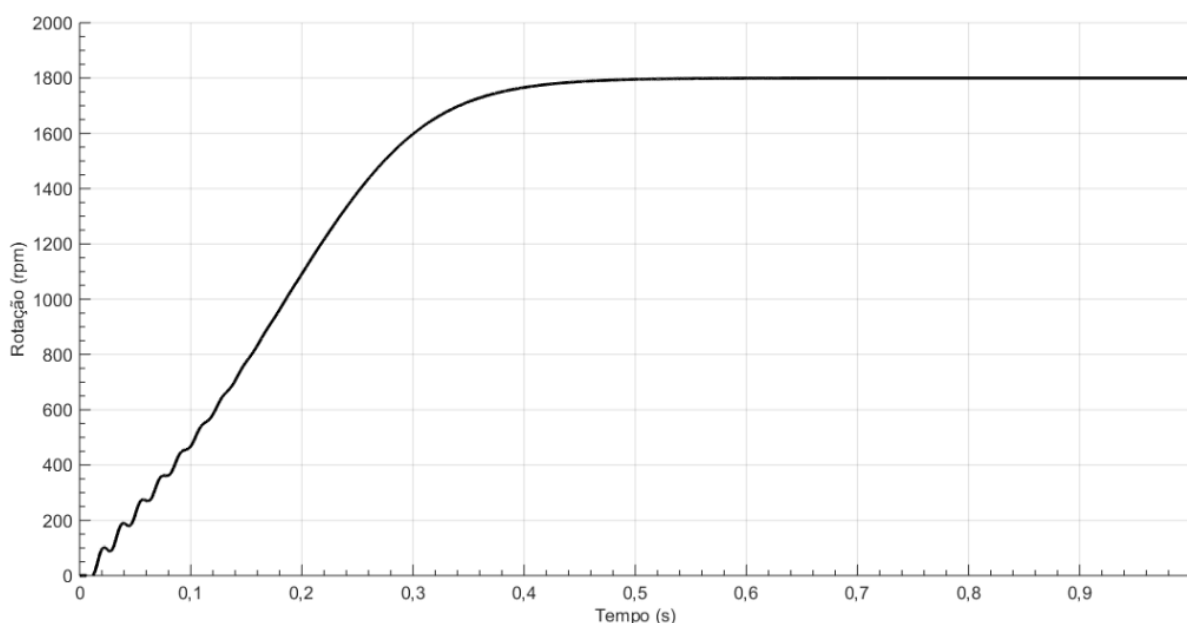
Primeiramente, foi avaliado o comportamento da velocidade da máquina. A Figura 34 representa o comportamento simulado pelo modelo do Krause, enquanto a Figura 35 mostra o comportamento simulado pelo modelo proposto.

Figura 34: Velocidade simulada pelo modelo do krause para a máquina 1 com conjugado nulo.



FONTE: Krause (2013).

Figura 35: Velocidade simulada pelo modelo proposto para a máquina 1 com conjugado nulo.

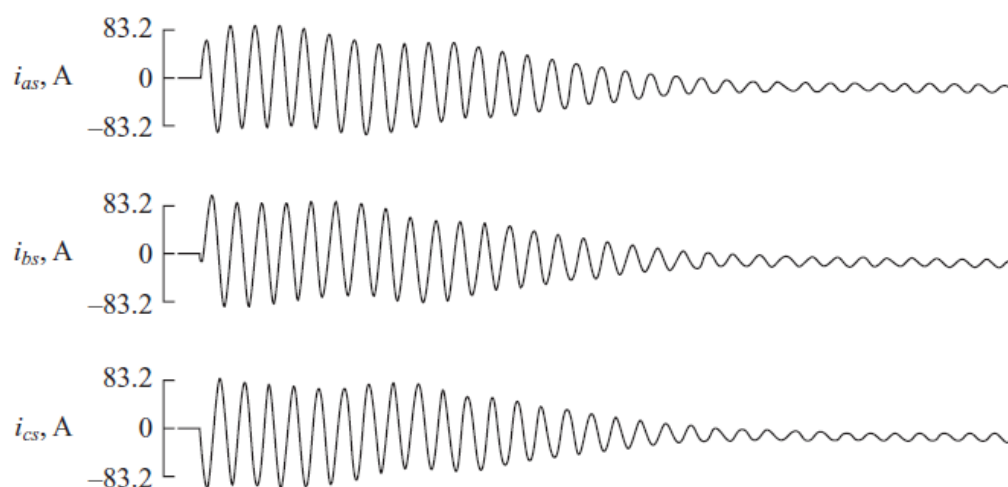


FONTE: Autores (2019).

Comparando-se as duas imagens nota-se grande similaridade. Verifica-se em ambas as figuras que a máquina acelera até atingir sua velocidade síncrona, visto que o conjugado foi considerado nulo, sem atrito ou perda mecânica.

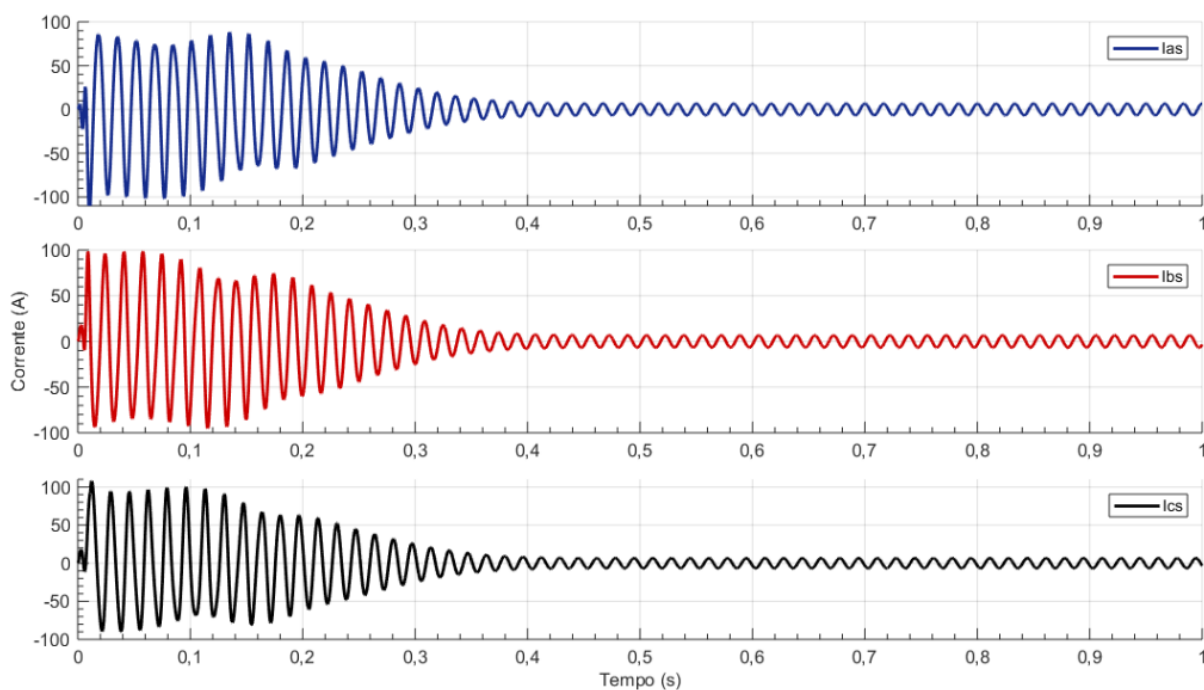
O comportamento da corrente do estator simulado na literatura (Krause, 2013) é mostrado na Figura 36, enquanto o comportamento da corrente do estator simulado pelo modelo proposto é dado pela Figura 37. Nota-se, comparando as figuras, a existência de um período inicial em que a corrente é transitória e apresenta elevado valor, em seguida a máquina entra em regime estacionário e a corrente atinge seu valor nominal.

Figura 36: Correntes do estator simuladas pelo modelo do Krause para a máquina 1 com conjugado nulo.



FONTE: Krause (2013).

Figura 37: Correntes do estator simuladas pelo modelo proposto para a máquina 1 com conjugado nulo.

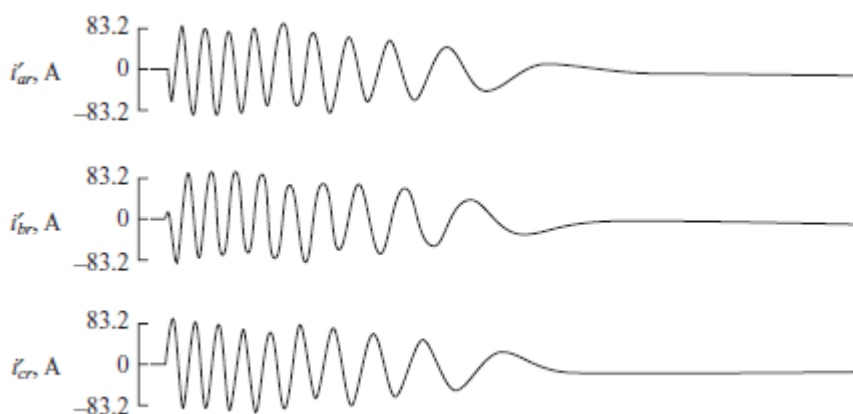


FONTE: Autores (2019).

Já o comportamento das correntes do rotor simulado pelo modelo do Krause é descrito na Figura 38, enquanto o comportamento simulado pelo modelo proposto é apresentado pela Figura 39.

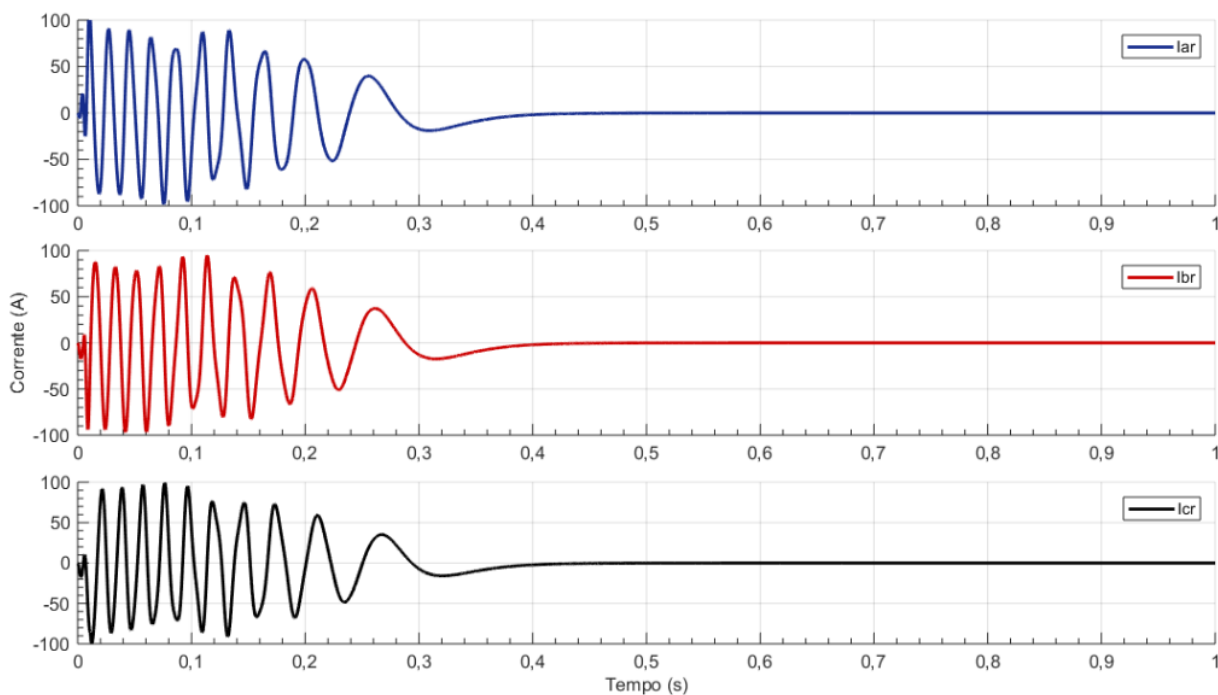
Novamente, ao se comparar as duas figuras anteriores, percebe-se grande igualdade entre elas. Outro detalhe importante a ser mencionado é que quando a máquina atinge a velocidade síncrona, por volta dos 0,4s, as correntes do rotor são zeradas visto que não existe mais indução. A medida que a velocidade do campo do rotor aumenta, menor é a diferença entre as velocidades dos campos girantes, logo menor é o escorregamento e conseqüentemente menor são as tensões e correntes induzidas.

Figura 38: Correntes do rotor pelo modelo do Krause para a máquina 1 com conjugado nulo.



FONTE: Krause (2013).

Figura 39: Correntes do rotor simuladas pelo modelo proposto para a máquina 1 com conjugado nulo.



FONTE: Autores (2019).

A Figura 40 descreve o comportamento do torque eletromagnético simulado pelo modelo do Krause, enquanto a Figura 41 retrata o torque eletromagnético simulado pelo modelo proposto.

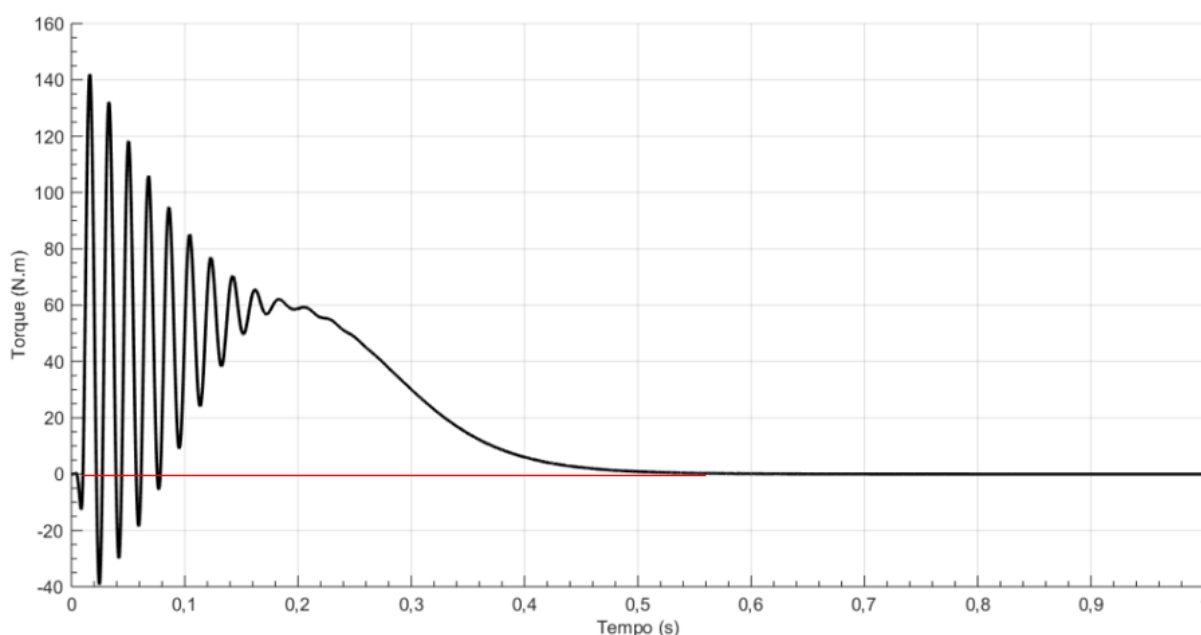
Nota-se a existência de um transitório inicial gerada pela partida do motor, em seguida o torque eletromagnético se estabiliza em zero. Logo, pode-se dizer que existe grande semelhança entre as duas imagens anteriores.

Figura 40: Torque eletromagnético pelo modelo do Krause para a máquina 1 com conjugado nulo.



FONTE: Krause (2013).

Figura 41: Torque eletromagnético simulado pelo modelo proposto para a máquina 1 com conjugado nulo.



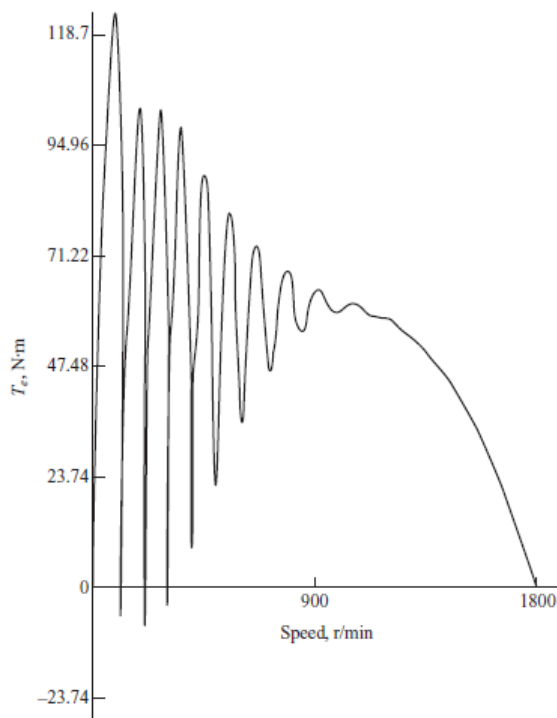
FONTE: Autores (2019).

A Figura 42 apresenta o torque eletromagnético em relação à rotação do modelo simulado pelo Krause, ao passo que a Figura 43 demonstra o torque eletromagnético em função da rotação obtido na simulação do modelo proposto.

Ambas as figuras apresentam um período inicial transitório e na sequência ocorre a estabilização da máquina, ou seja, o torque eletromagnético passa a ser

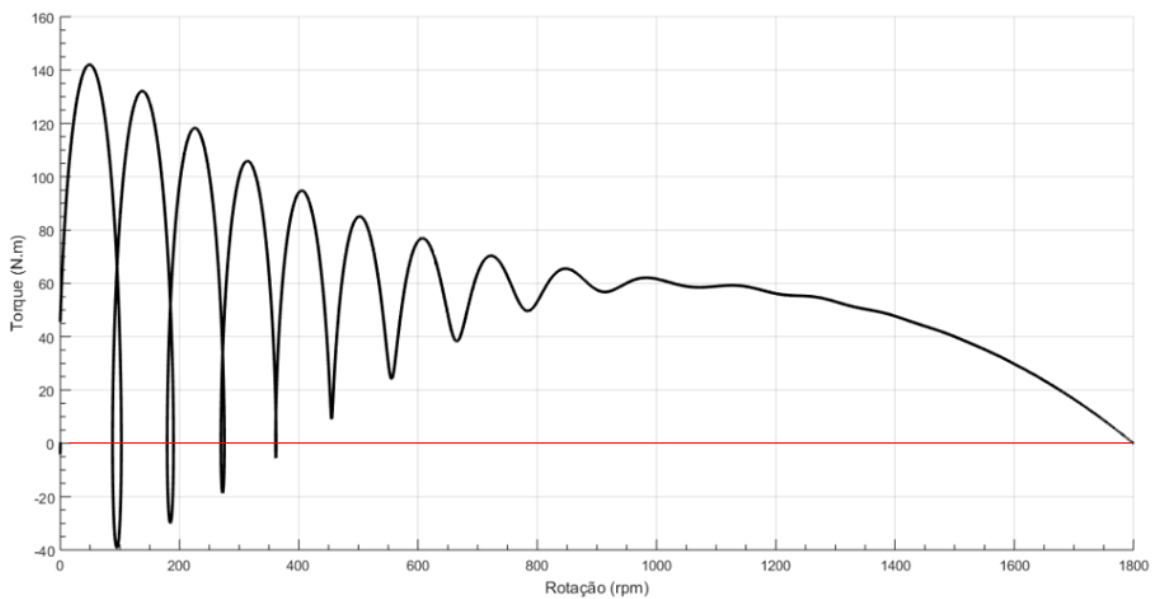
zero e a velocidade atinge seu valor síncrono. Pode-se dizer, novamente, que ambas as figuras possuem grande equivalente ao serem comparadas.

Figura 42: Torque x Velocidade simulado pelo modelo do Krause para a máquina 1 com conjugado nulo.



FONTE: Krause (2013).

Figura 43: Torque x Velocidade simulado pelo modelo proposto para a máquina 1 com conjugado nulo.



FONTE: Autores (2019).

6.3 VARIAÇÃO DO TORQUE DE CARGA

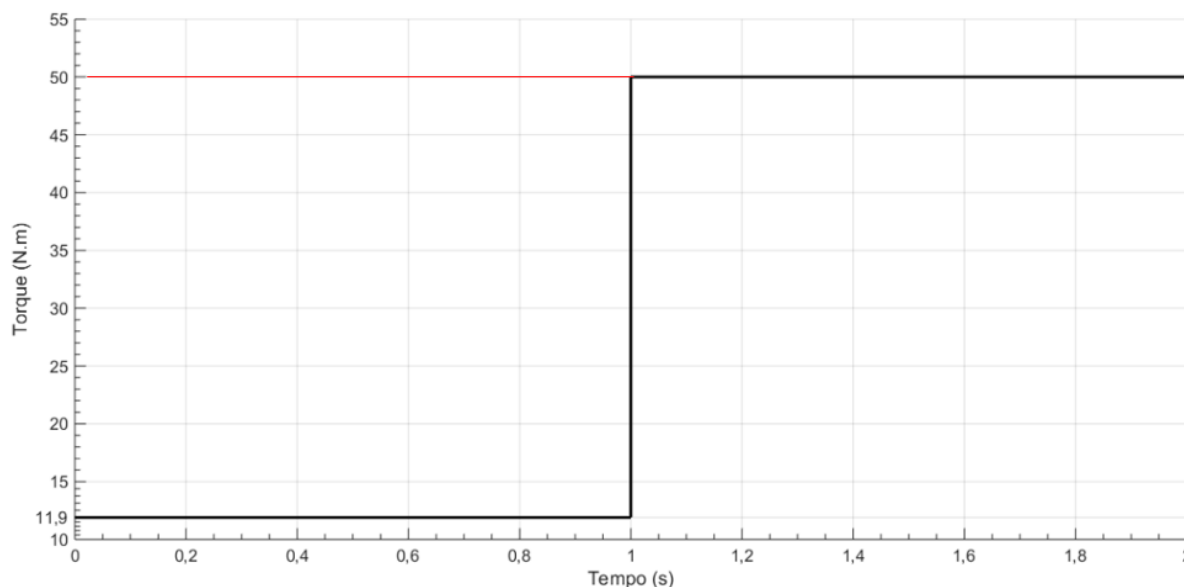
A seguir foram realizadas duas avaliações que envolvem a variação do torque de carga. O primeiro teste consiste em aumentar o torque de carga, enquanto o segundo baseia-se na redução do mesmo. A máquina 1 presente na Tabela 1 foi a escolhida para executar ambos os testes.

6.3.1 ANÁLISE DO AUMENTO DO TORQUE DE CARGA

O primeiro teste consiste em demonstrar o que ocorre quando o torque de carga sofre um aumento. Nesta simulação não são considerados fatores como aquecimento e esforços indesejados da máquina durante o funcionamento normal, visto que o torque está bem acima do seu valor nominal.

A Figura 44 exemplifica o comportamento do torque de carga, ou seja, o mesmo é constante em 11,9 N·m, quando em 1 s, sofre um aumento de intensidade e passa a ser 50 N·m.

Figura 44: Aumento do torque de carga para a máquina 1.

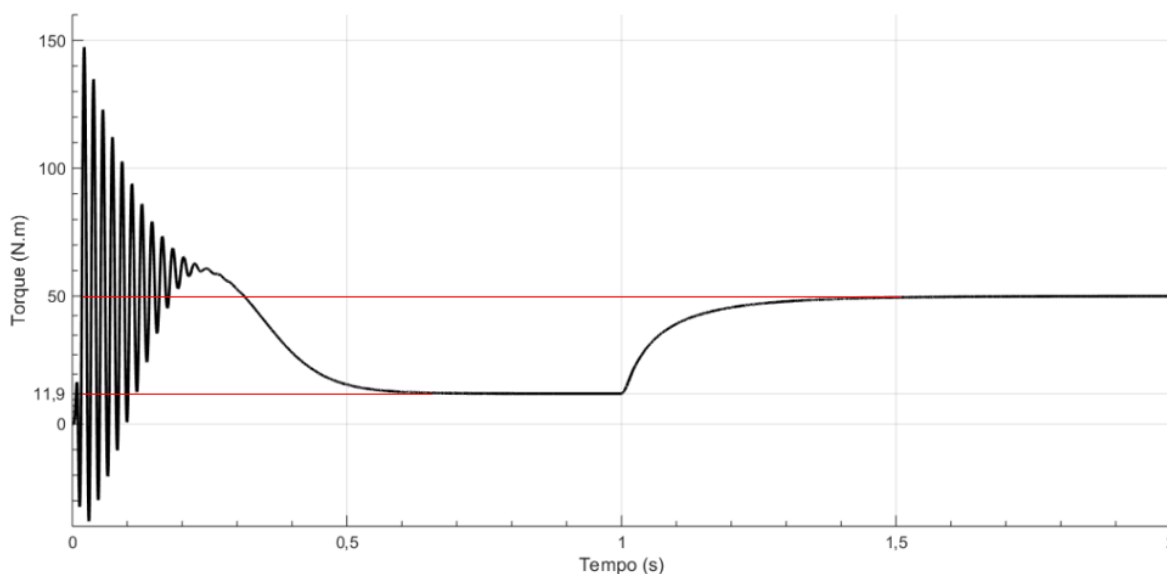


FONTE: Autores (2019).

A Figura 45 demonstra o comportamento do torque eletromagnético do motor. Percebe-se que o torque eletromagnético apresenta um período transitório inicial, decorrente da sua partida. Após esse tempo a máquina entra em regime e seu valor de torque eletromagnético se mantém constante em 11,9 N·m. Em 1 s acontece o

aumento do torque de carga, assim pode-se notar que o mesmo passa a ser de 50 N·m. Repare-se que a transição de torque eletromagnético não é instantânea, visto que demora um tempo para equilibrar, novamente, o torque da carga e o torque eletromagnético da máquina.

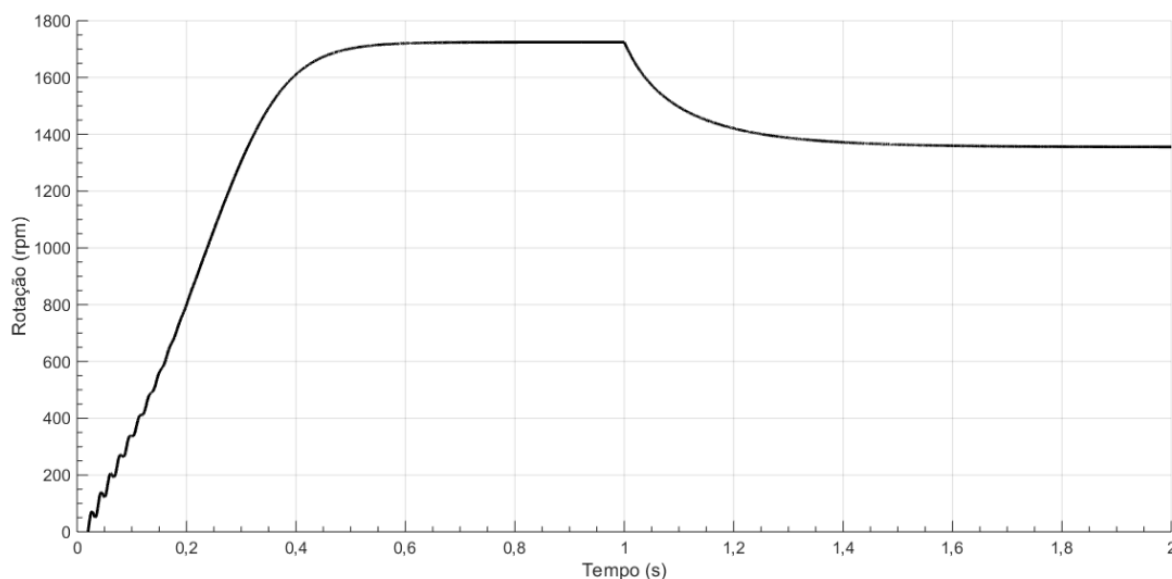
Figura 45: Torque eletromagnético após aumento do torque de carga para a máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Nota-se, através da Figura 46, que a máquina parte e atinge sua velocidade nominal, perto dos 1800 rpm. A partir de 1 s, quando ocorre o aumento do torque de carga, a máquina sofre uma desaceleração, uma vez que o torque da carga passa a ser maior que o torque eletromagnético da máquina. Sabe que quanto menor é a velocidade, maior é a variação de fluxo vista pelo rotor, logo maiores são as tensões e correntes induzidas na gaiola e, conseqüentemente, maior é o conjugado. Assim a máquina perde velocidade até seu torque eletromagnético se igualar ao torque da carga.

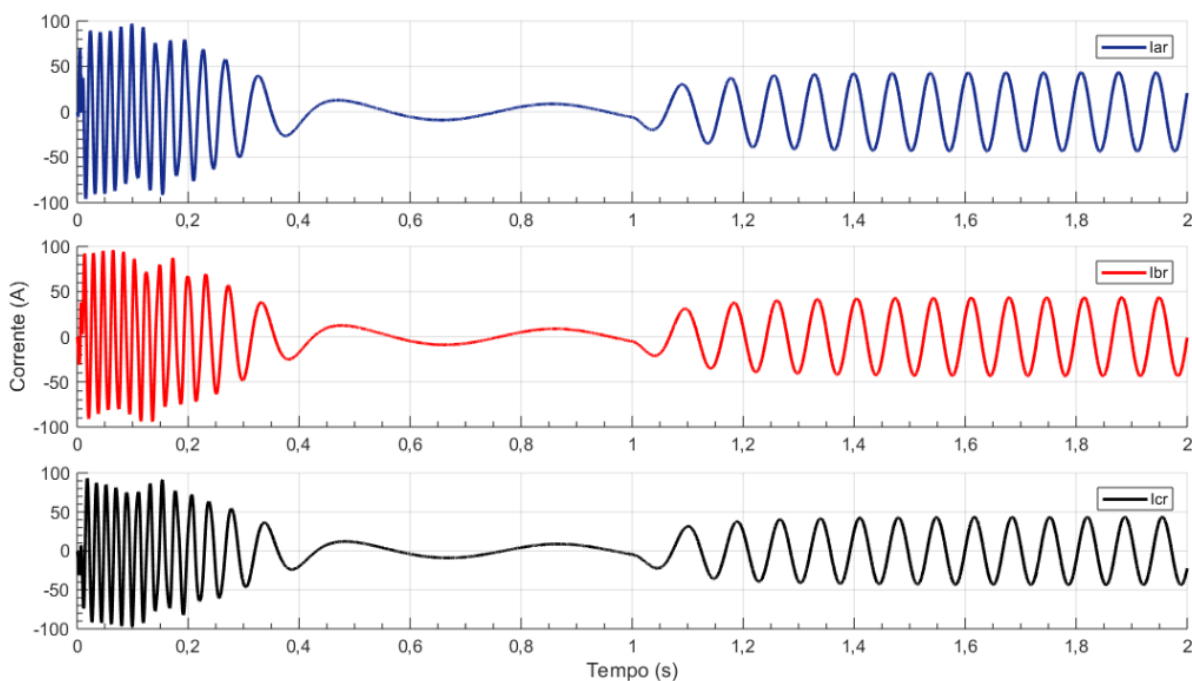
Figura 46: Velocidade após aumento do torque de carga para a máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Verifica-se, na Figura 47, que corrente do rotor entra em regime e, na sequência, sofre aumento de valor em 1 s, quando ocorre o aumento do torque de carga. Outro fato que deve ser comentado é o aumento da frequência da corrente do rotor. Tanto o aumento da intensidade quanto da frequência são gerados pelo aumento do escorregamento.

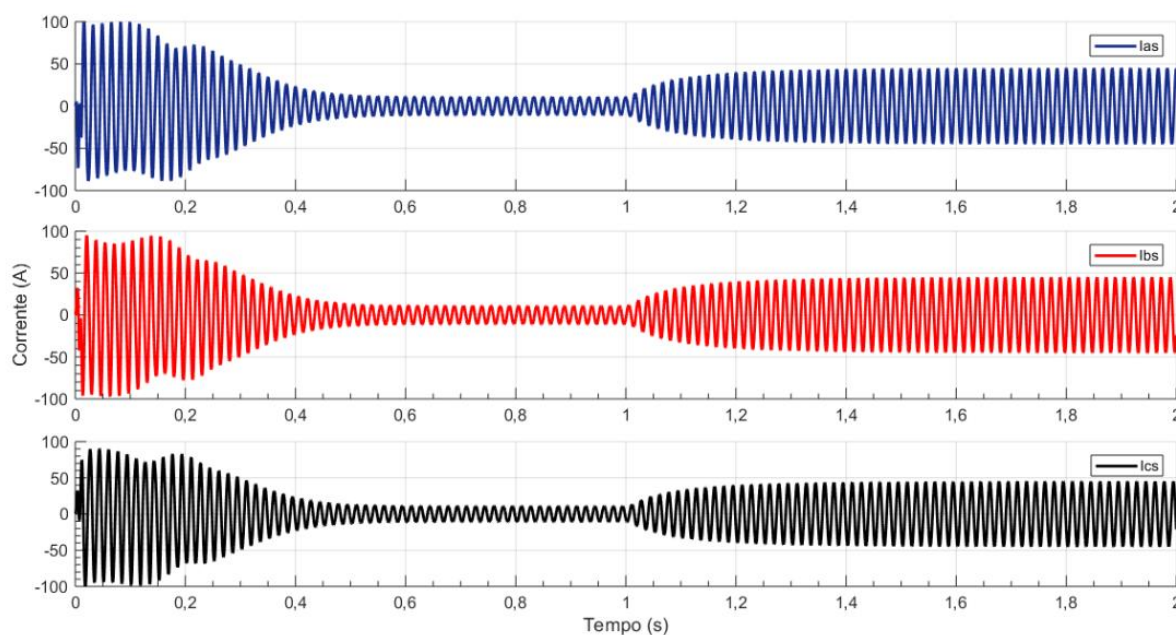
Figura 47: Correntes do rotor para o aumento do torque de carga a para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Nota-se, por meio da Figura 48, que as correntes do estator entram em regime e, em seguida, sofrem aumento de suas intensidades em 1 s. Esse aumento ocorre, pois, como visto na Figura 13, quando acontece uma variação na corrente do rotor, mudança proporcional ocorre na corrente do estator.

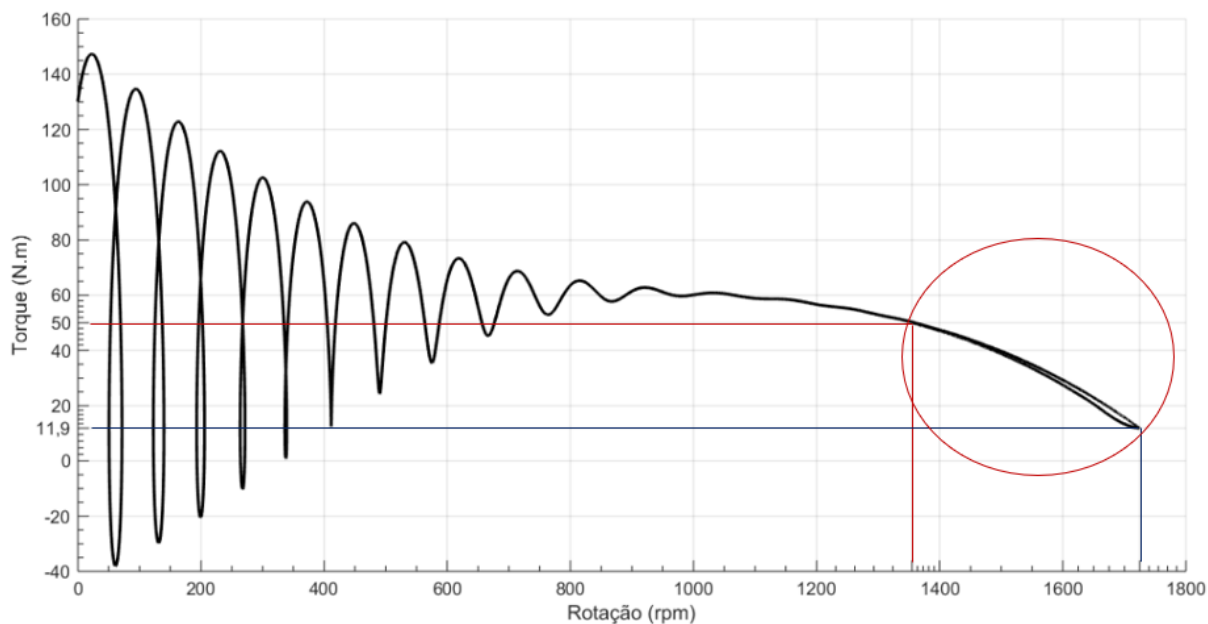
Figura 48: Correntes do estator para o aumento do torque de carga a para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Por fim, demonstra-se o comportamento do torque eletromagnético pela rotação. Nota-se, por meio da Figura 49, o aparecimento de um trecho incomum, destacado pelo círculo vermelho, na curva. Isso acontece, pois, a curva segue a redução da velocidade e o aumento do torque eletromagnético. Nota-se que durante o regime permanente a máquina apresentava uma velocidade de, aproximadamente 1725 rpm e torque de 11,9 N·m, destacados pelas retas azuis. Após o aumento do torque de carga, o torque eletromagnético passa a ser de 50 N·m e a velocidade diminui para 1335 rpm, destacados pelas retas vermelhas.

Figura 49: Torque x Velocidade para aumento de torque de carga para a máquina 1.



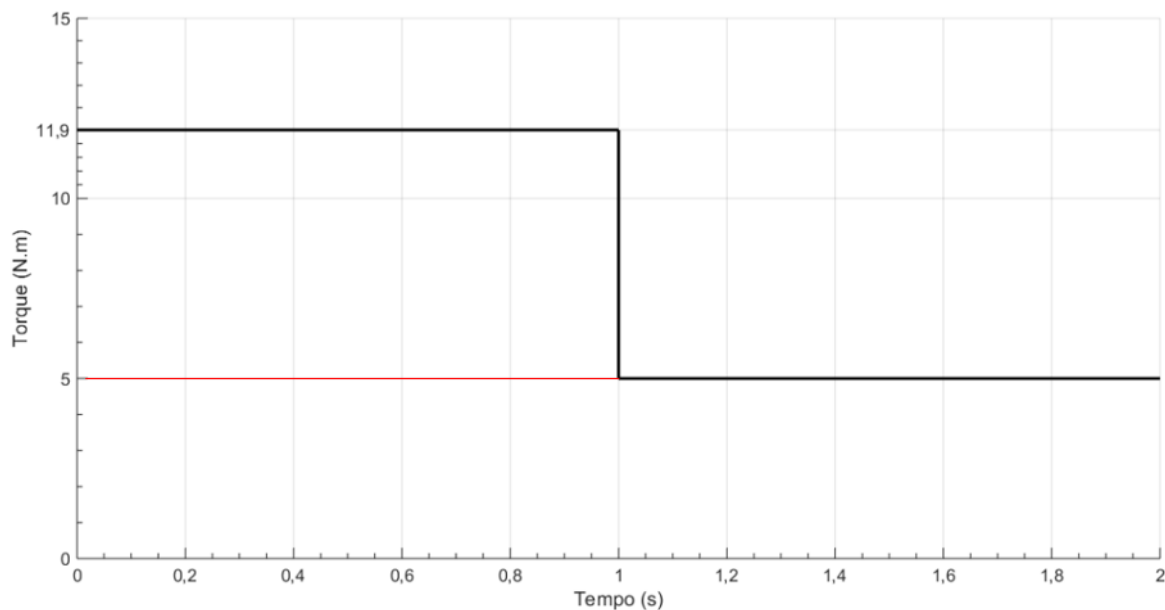
FONTE: Autores (2019).

6.3.2 ANÁLISE DA REDUÇÃO DO TORQUE DE CARGA

O segundo experimento consiste em mostrar a conduta da máquina quando ocorre uma redução do torque de carga.

A Figura 50 exibe o comportamento do torque de carga, ou seja, o mesmo possui valor constante em 11,9 N·m quando, em 1 s, a sua intensidade cai para 5 N·m.

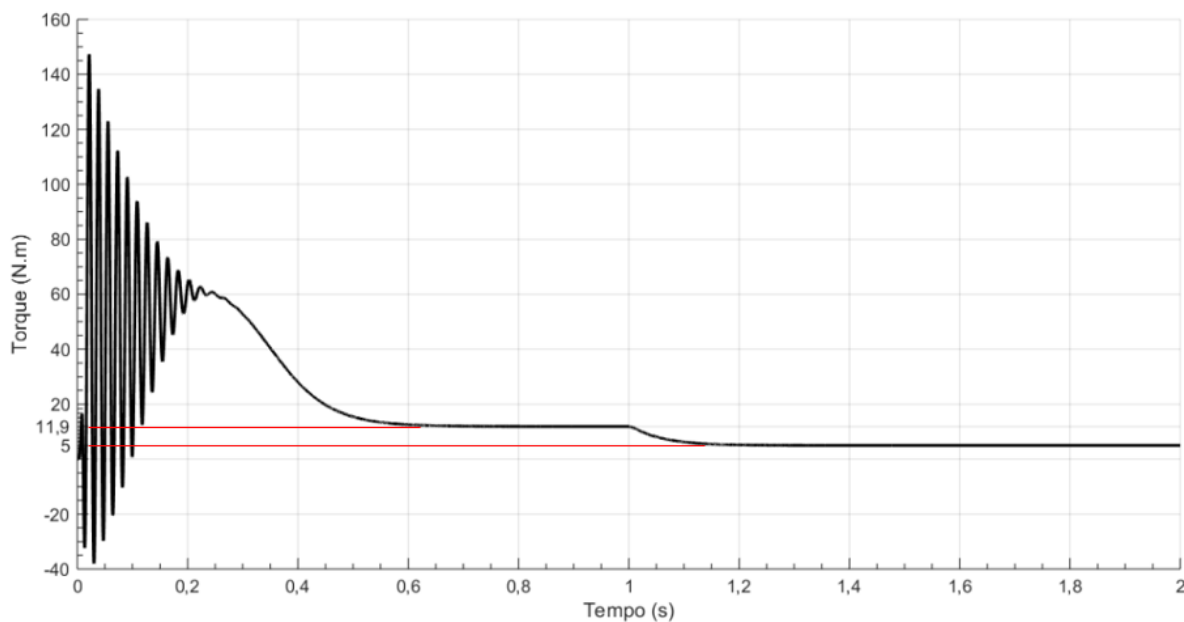
Figura 50: Redução do torque de carga para a máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

A Figura 51 apresenta o comportamento do torque eletromagnético do motor. Nota-se, novamente, que após o transitório inicial a máquina entra em regime permanente e mantém seu valor de torque eletromagnético constante em 11,9 N.m. Em 1 s ocorre a diminuição do torque de carga, assim verifica-se que, dessa vez, o torque eletromagnético final da máquina passa a ser de 5 N.m. Vale ressaltar, mais uma vez, que a mudança do torque eletromagnético não é instantânea, já que demora um tempo para equilibrar, novamente, o torque da carga e o torque eletromagnético da máquina.

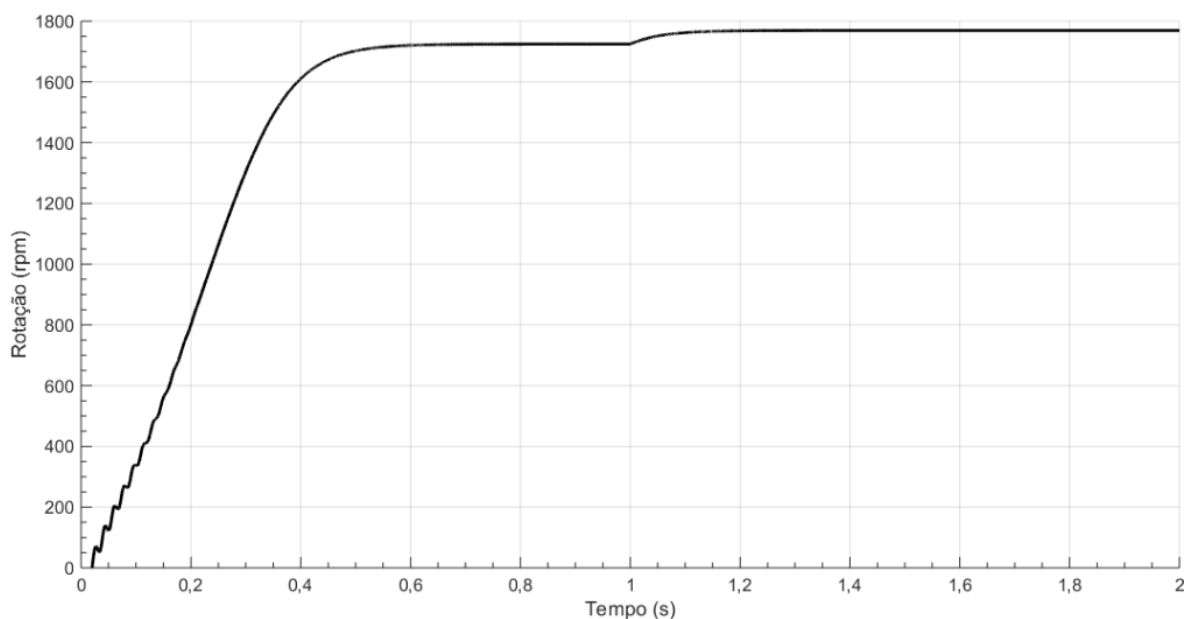
Figura 51: Torque eletromagnético após redução do torque de carga para a máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Verifica-se, através Figura 52, que a máquina parte e atinge sua velocidade nominal, próxima dos 1800 rpm. Entretanto, a partir de 1 s, com a diminuição do torque de carga, a máquina sofre uma aceleração visto que o torque da carga passa a ser menor que o torque eletromagnético. Sabe-se que quanto maior é a velocidade, menor é a variação de fluxo vista pelo rotor, logo menores são as tensões e correntes induzidas e conseqüentemente menor é o conjugado. Assim a máquina ganha velocidade até entrar em equilíbrio, ou seja, quando o torque eletromagnético e o torque da carga se tornam iguais.

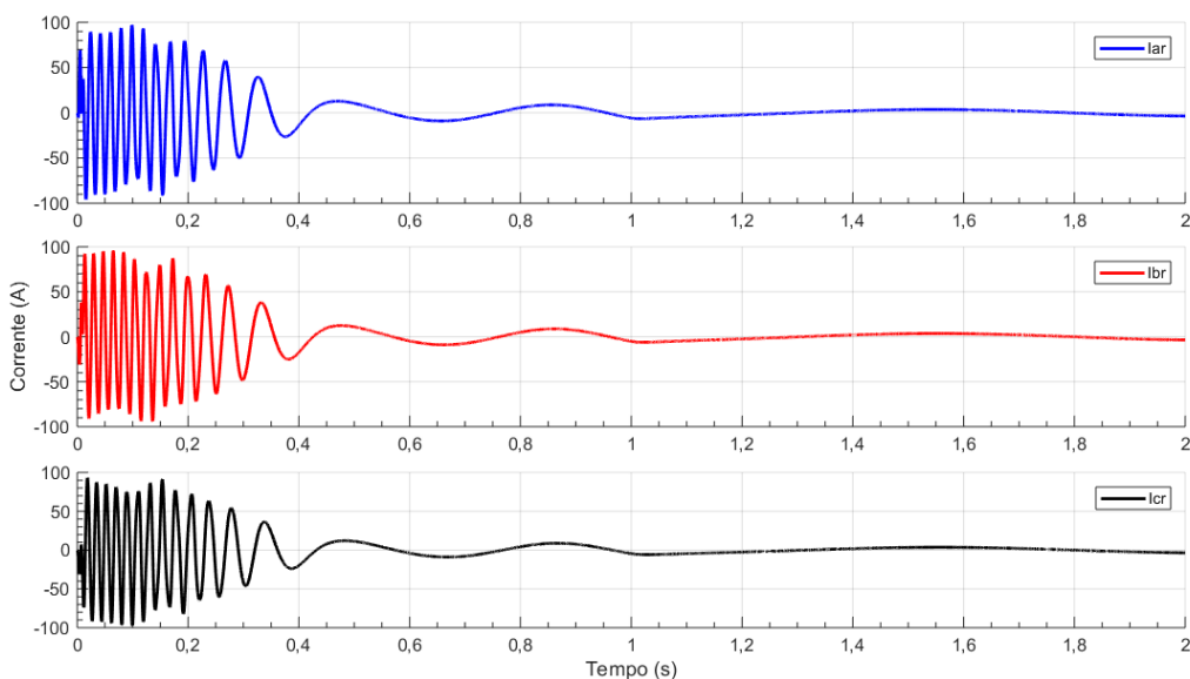
Figura 52: Velocidade para redução do torque de carga para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Nota-se, na Figura 53, que as correntes do rotor entram em regime e, na sequência, sofre atenuação em 1 s, quando ocorre a redução do torque de carga. Além disso, ocorre a redução da frequência da corrente. Tanto a diminuição da intensidade quanto da frequência são geradas pela diminuição do escorregamento.

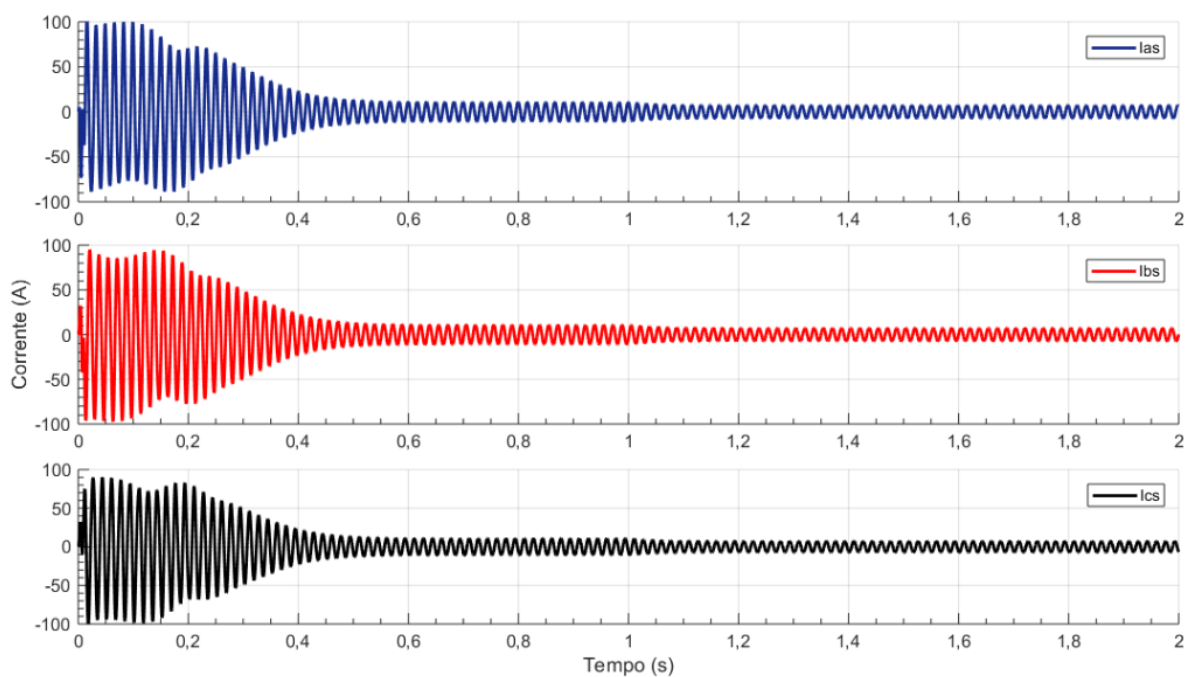
Figura 53: Correntes do rotor para a redução do torque de carga para a máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

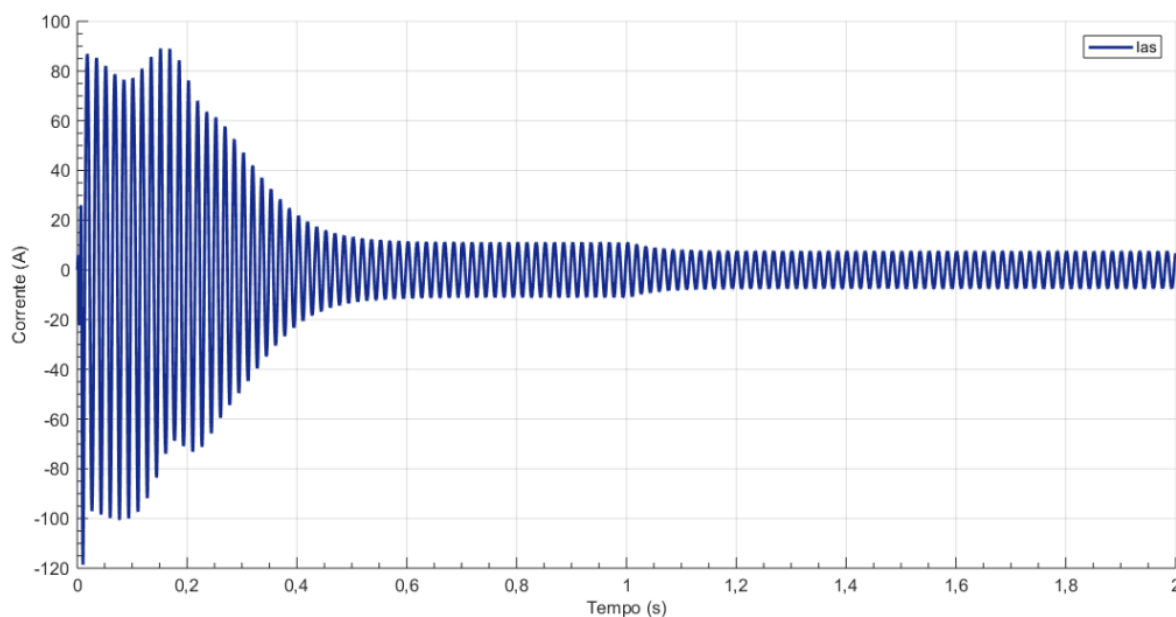
Percebe-se, por meio das Figura 54 e Figura 55, que as correntes do estator entram em regime e, em seguida, sofre atenuação em 1 s. Essa redução acontece, pois, como visto na Figura 13, quando acontece uma variação na corrente do rotor, uma mudança proporcional ocorre na corrente do estator.

Figura 54: Correntes do estator para a redução do torque de carga para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

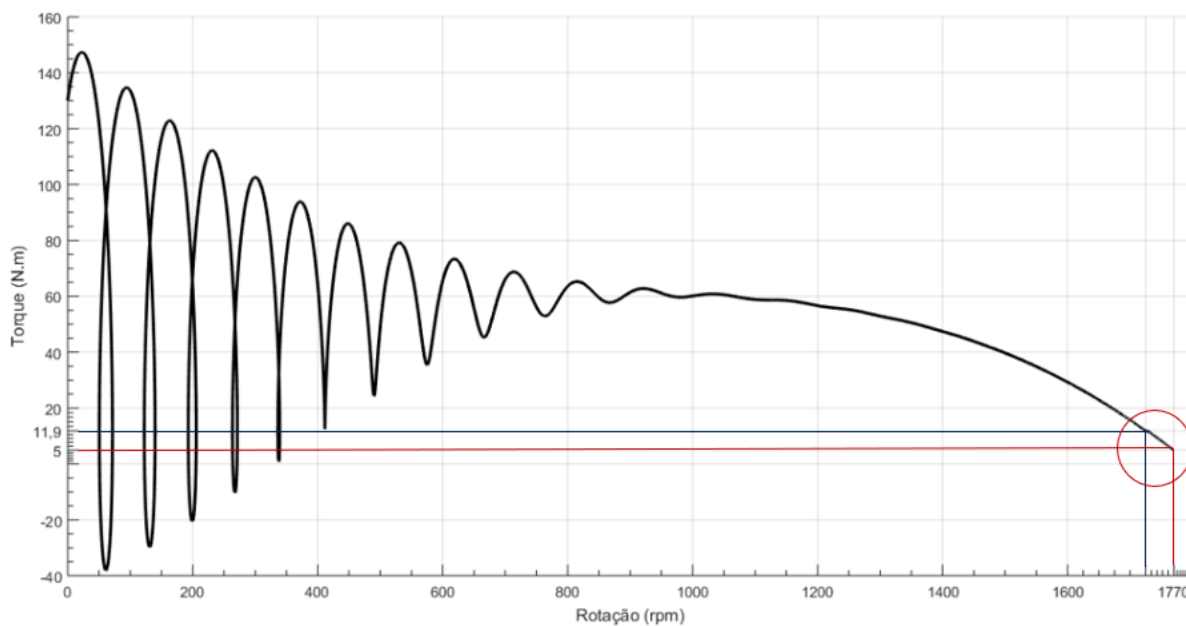
Figura 55: Ampliação da corrente da fase A do estator para a redução do torque de carga para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Por último, apresenta-se o comportamento do torque eletromagnético pela rotação. Percebe-se, através da Figura 56, o surgimento de um segmento incomum, circulado em vermelho. Isso acontece, pois, a curva segue o aumento da velocidade e a redução do torque eletromagnético. Nota-se que durante o regime permanente a máquina apresentava uma velocidade de aproximadamente 1725 rpm e torque eletromagnético de 11,9 N·m, destacados pelas retas azuis. Após a redução do torque de carga, o torque eletromagnético passa a ser de 5 N·m e a velocidade aumenta para 1770 rpm, destacados pelas retas vermelhas.

Figura 56: Torque x Velocidade para redução de torque de carga para máquina 1.



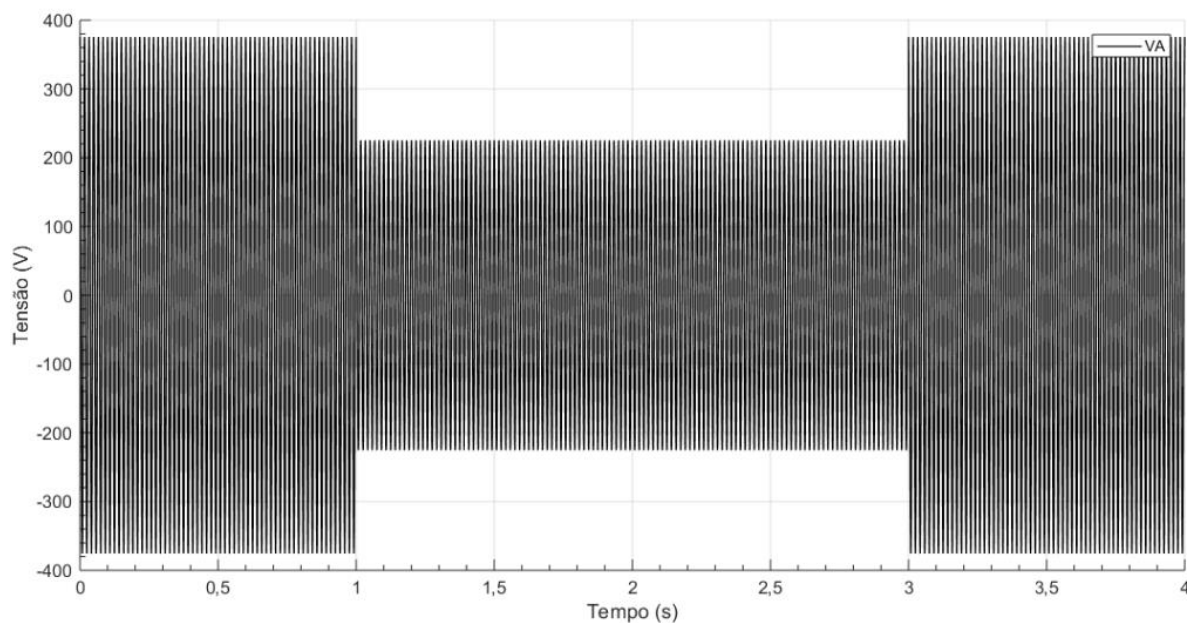
FONTE: Autores (2019).

6.4 AFUNDAMENTO DE TENSÃO

Nesse item são apresentados os resultados para um afundamento temporário de tensão trifásico. Para realização desse teste utilizou-se a máquina 2 contida na Tabela 1.

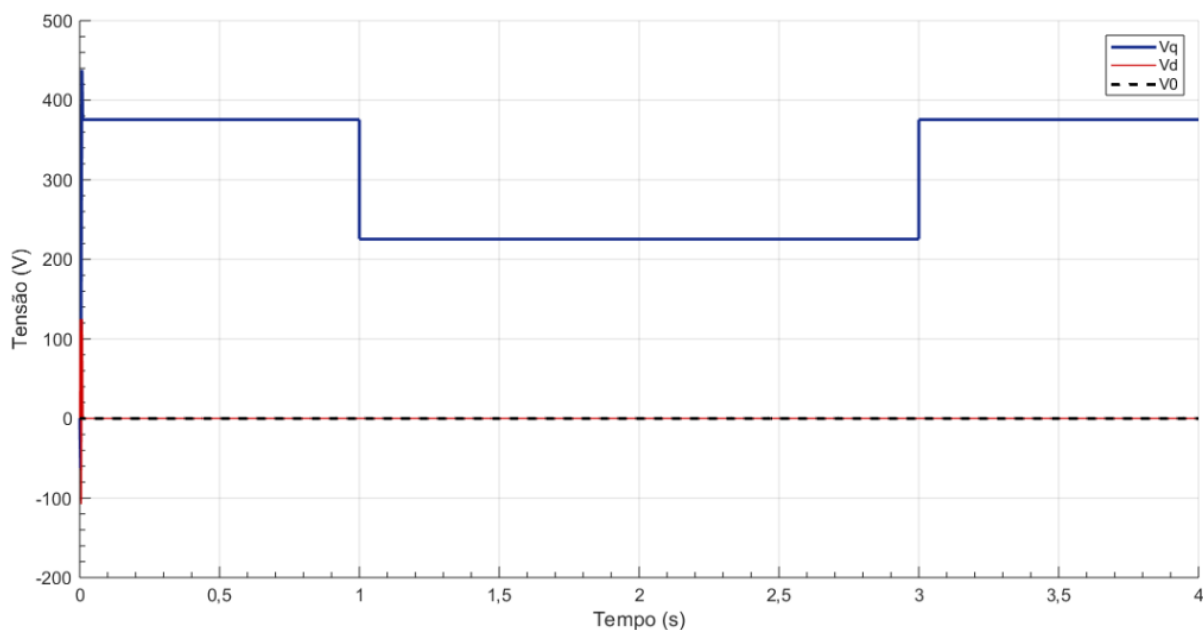
A Figura 57 apresenta a tensão, da fase A, de alimentação do motor. Percebe-se que entre 1 e 3 segundos a tensão da fase A sofre uma redução para 60%. Deve-se ressaltar que o mesmo efeito ocorre nas fases B e C.

Figura 57: Afundamento trifásico para a máquina 2.



FONTE: Autores (2019).

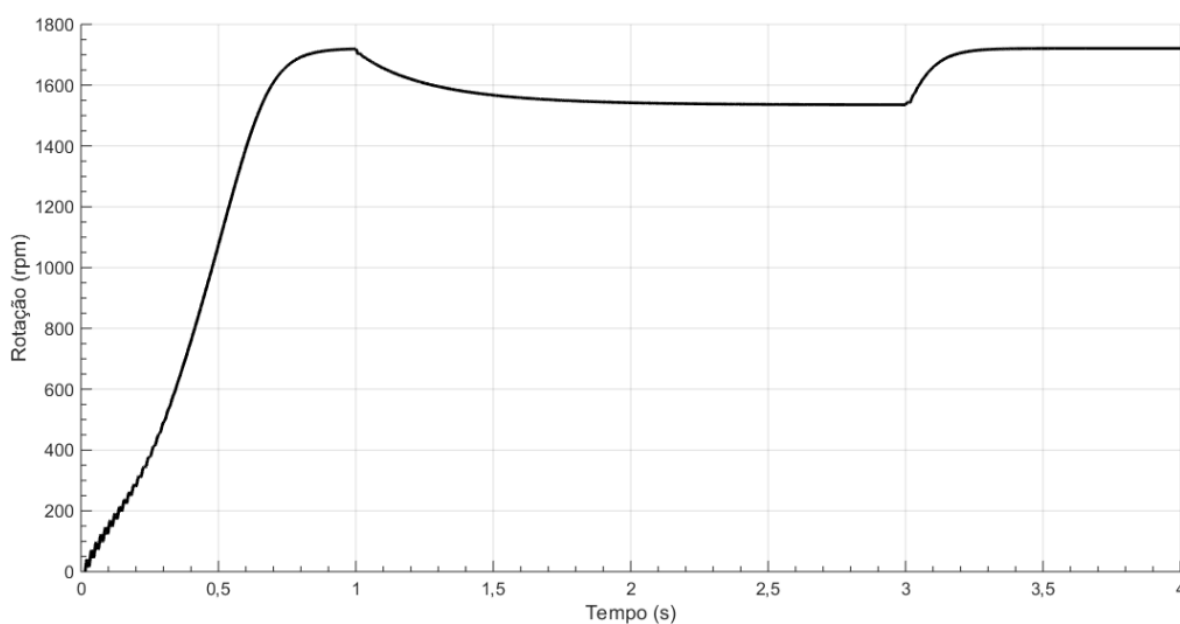
A Figura 58 demonstra o comportamento das tensões no eixo $qd0$ durante o afundamento trifásico. Percebe-se que, durante o afundamento, a tensão do eixo de quadratura sofre uma redução em seu valor, entretanto ainda permanece constante.

Figura 58: Tensões nos eixos $qd0$ para afundamento trifásico para a máquina 2.

FONTE: Autores (2019).

Verifica-se, analisando a Figura 59, uma redução da velocidade durante o período do afundamento. Como visto na Figura 14 e na equação (17), a mudança da tensão de alimentação influencia na curva de conjugado versus rotação. Assim, ocorre uma redução na velocidade para que o valor do torque eletromagnético, considerando o novo comportamento da curva de conjugado versus rotação, se mantivesse o mesmo. Quando a tensão retorna ao seu valor nominal a máquina acelera até sua velocidade nominal.

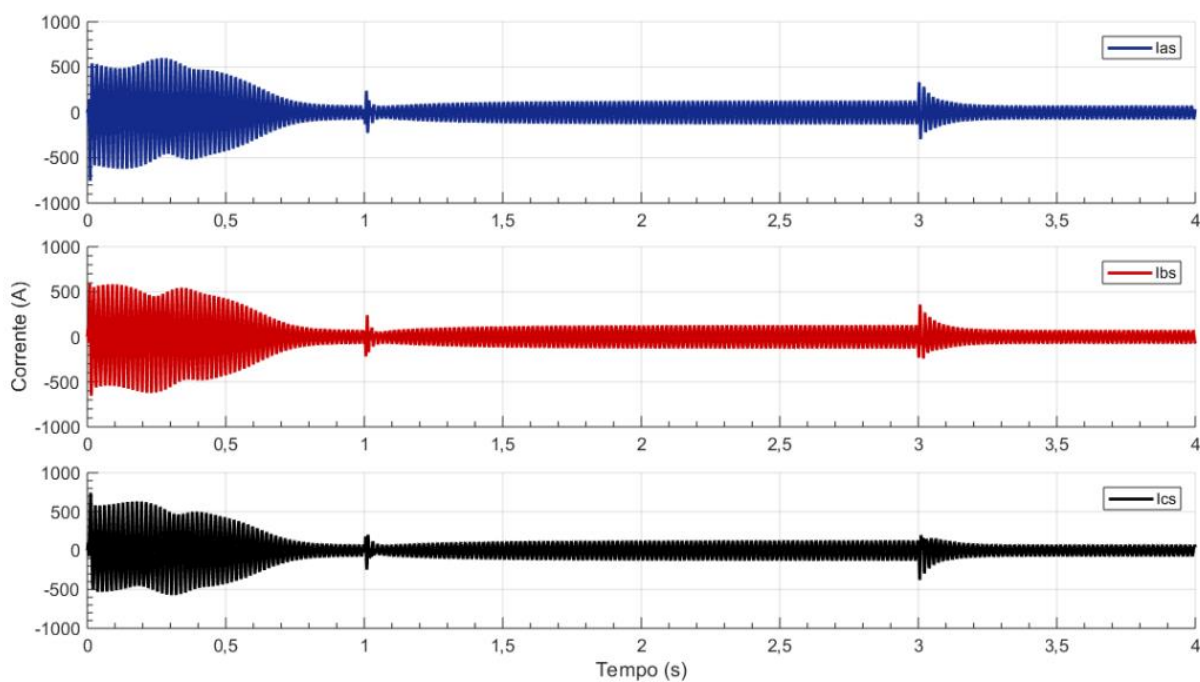
Figura 59: Velocidade para afundamento trifásico para a máquina 2.



FONTE: Autores (2019).

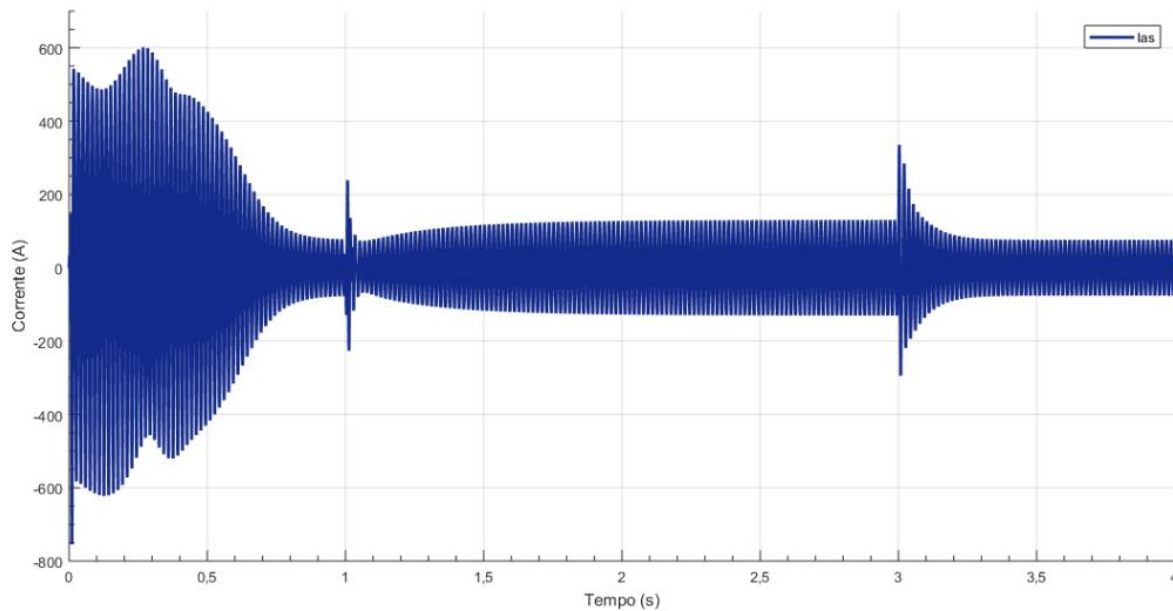
Examinando as Figura 60, Figura 61 e Figura 62, verifica-se a comportamento das correntes. Nota-se que a redução da velocidade gera um aumento no escorregamento e isso acaba causando um aumento tanto na amplitude quanto na frequência das correntes do rotor. Além disso, sabe-se por meio da Figura 13, que um aumento nas correntes do rotor gera aumento proporcional nas correntes do estator.

Figura 60: Correntes do estator para afundamento trifásico para a máquina 2.



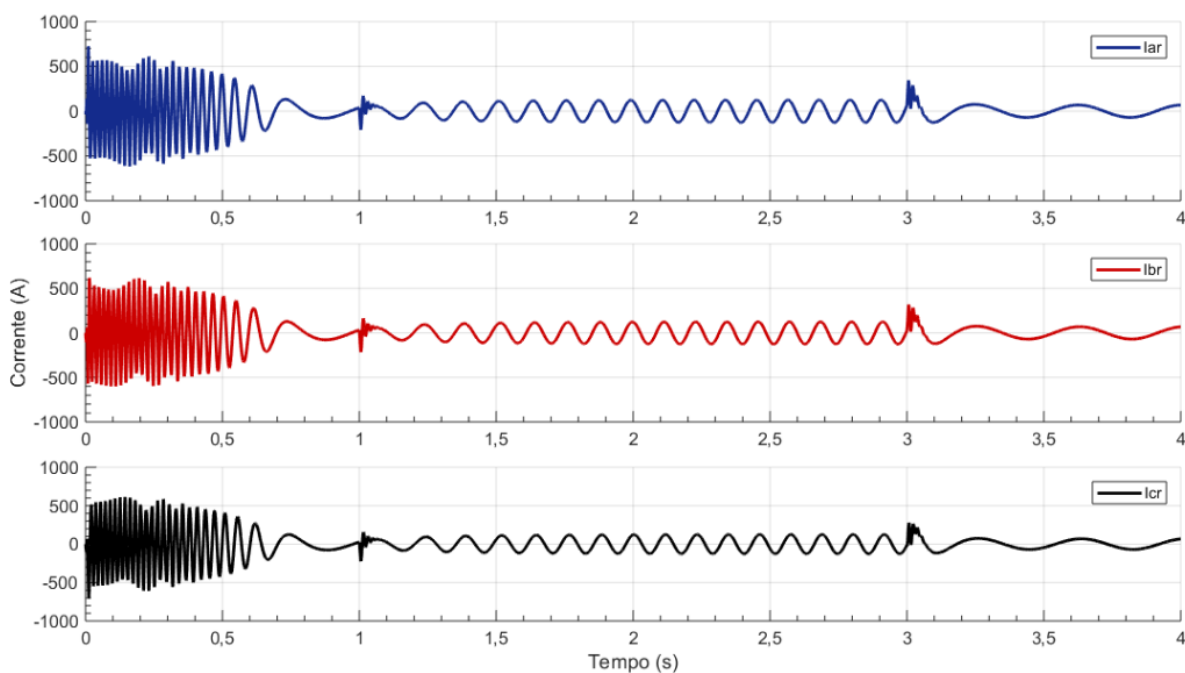
FONTE: Autores (2019).

Figura 61: Ampliação da corrente da fase A do estator para afundamento trifásico para máquina 2.



FONTE: Autores (2019).

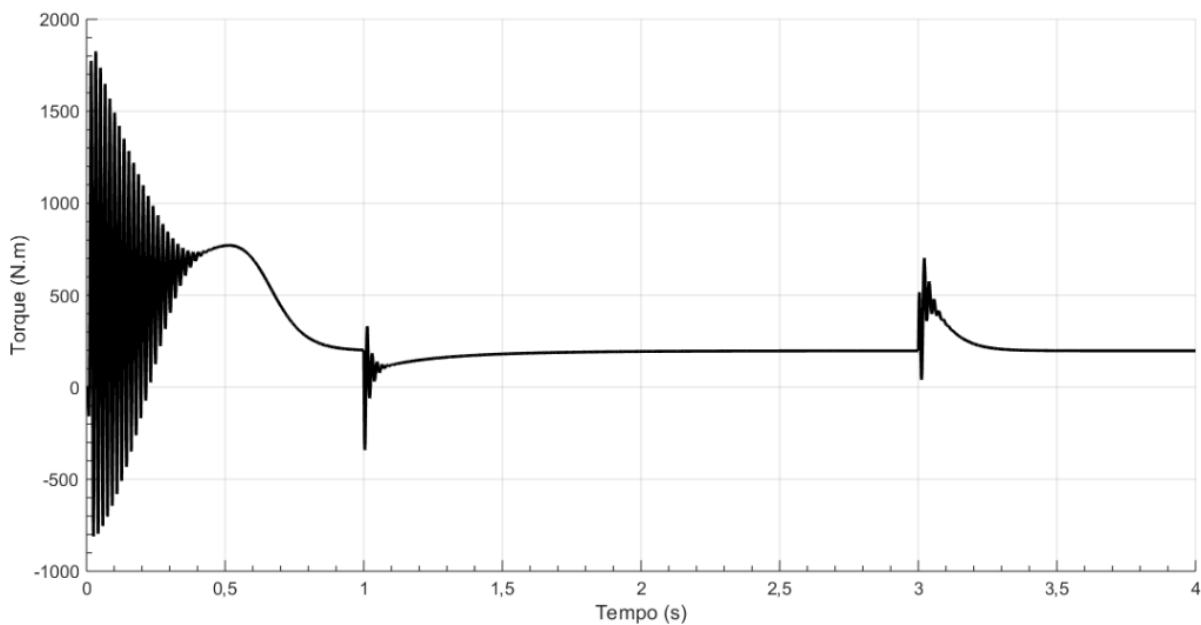
Figura 62: Correntes do rotor para afundamento trifásico para a máquina 2.



FONTE: Autores (2019).

Investigando a Figura 63, constata-se que o torque sofre alteração, somente, nos exatos momentos de transição de tensão, ou seja, em 1 e 2 s. No restante do tempo o torque eletromagnético se mantém constante em 198 N·m.

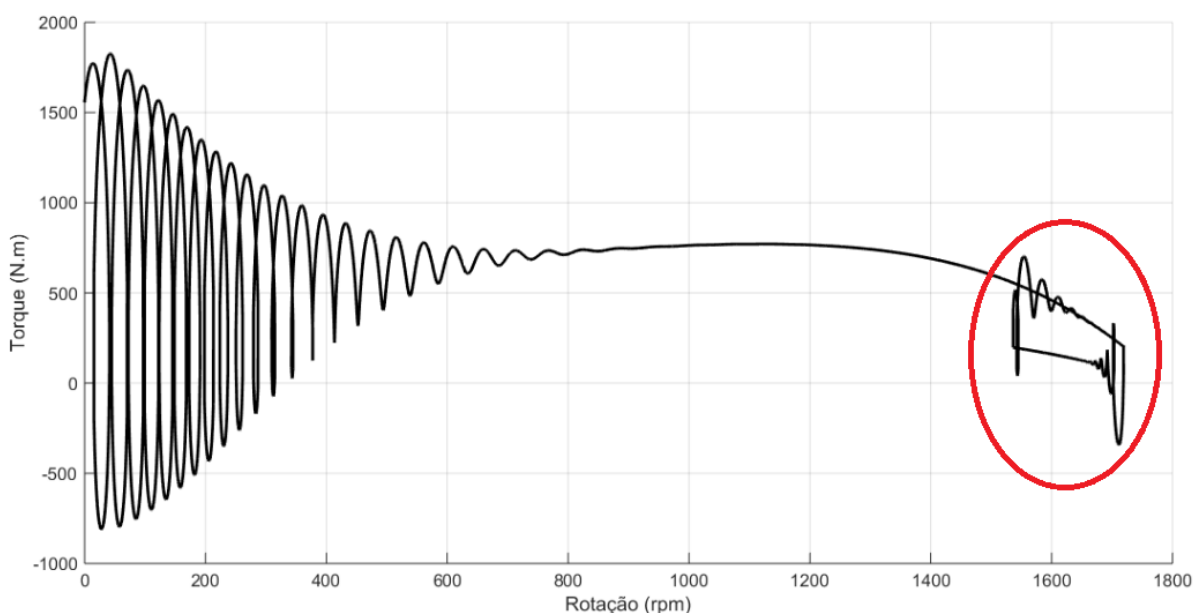
Figura 63: Torque para afundamento trifásico para a máquina 2.



FONTE: Autores (2019).

Por fim, a Figura 64 mostra a curva de torque eletromagnético pela velocidade. Verifica-se o surgimento de um segmento não comum, destacado pelo círculo vermelho, no final da curva. Isso ocorre pois, num primeiro instante, quando acontece o afundamento o torque eletromagnético sofre uma pequena variação, mas logo em seguida se estabiliza, novamente, no valor nominal e a velocidade cai, fazendo com que a curva recue. Já quando a tensão retoma ao seu estado normal o torque eletromagnético sofre outra pequena oscilação, e a velocidade aumenta próxima a nominal, fazendo a curva voltar sua posição original.

Figura 64: Torque x Velocidade para afundamento trifásico para a máquina 2.



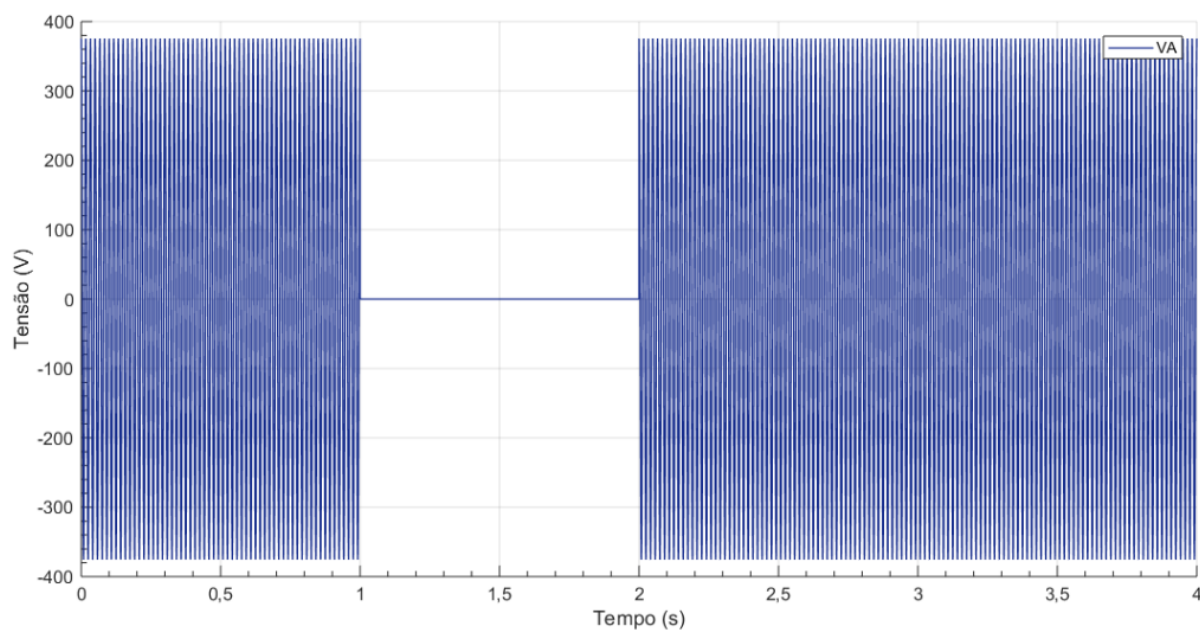
FONTE: Autores (2019).

6.5 FALTA TRIFÁSICA NO MOTOR

Esse item apresenta os resultados obtidos quando a máquina sofre uma falta trifásica. A máquina utilizada para a execução do teste foi a máquina 2 presente na Tabela 1.

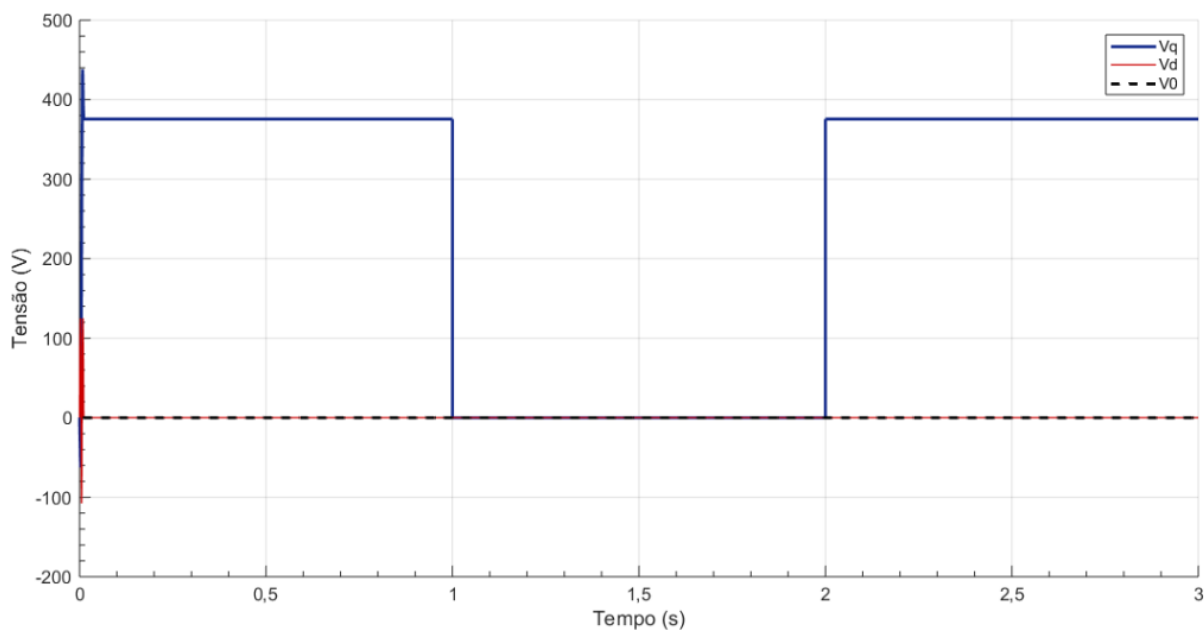
Foi imposta uma falta trifásica na máquina e então foram analisadas as respostas do sistema. A Figura 65 apresenta o comportamento da tensão da fase A para uma falta trifásica que ocorre entre 1 e 2 segundos. O mesmo comportamento é válido para as fases B e C, visto que se trata de uma falta trifásica. Nota-se que, durante a falta, as tensões vão a zero. Após o período de curto as tensões voltam ao normal.

Figura 65:Tensões para falta trifásica para a máquina 2.



FONTE: Autores (2019).

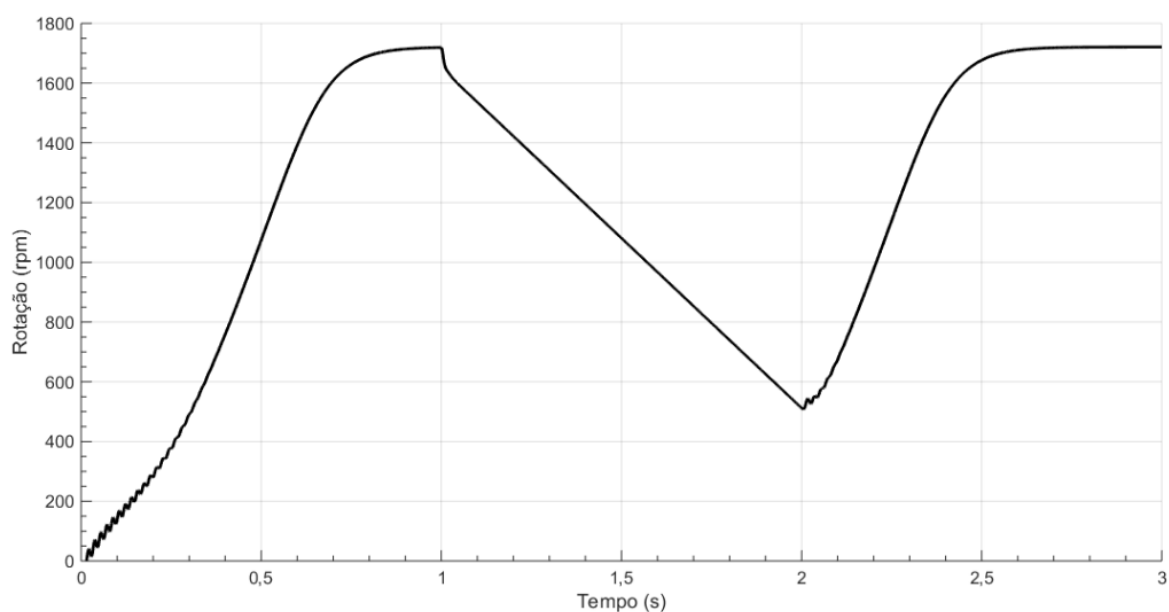
A Figura 66 demonstra o comportamento das tensões no eixo $qd0$ durante o curto trifásico. Percebe-se que, durante o curto, não há tensão em nenhum dos eixos. Quando a falta é eliminada a tensão volta ao normal.

Figura 66: Tensões no eixo $qd0$ para curto trifásico para a máquina 2.

FONTE: Autores (2019).

Através da Figura 67, pode-se observar o comportamento da velocidade durante a falha trifásica. Percebe-se que a máquina desacelera no decorrer da falta. Isso acontece, pois, durante a falta não existe corrente no estator, logo não existe indução e conseqüentemente corrente no rotor, e isso fazendo com que o torque eletromagnético seja nulo. Assim o torque da carga passa a ser maior que o torque eletromagnético e a máquina desacelera. Quando as tensões voltam ao normal a máquina acelera até sua velocidade nominal.

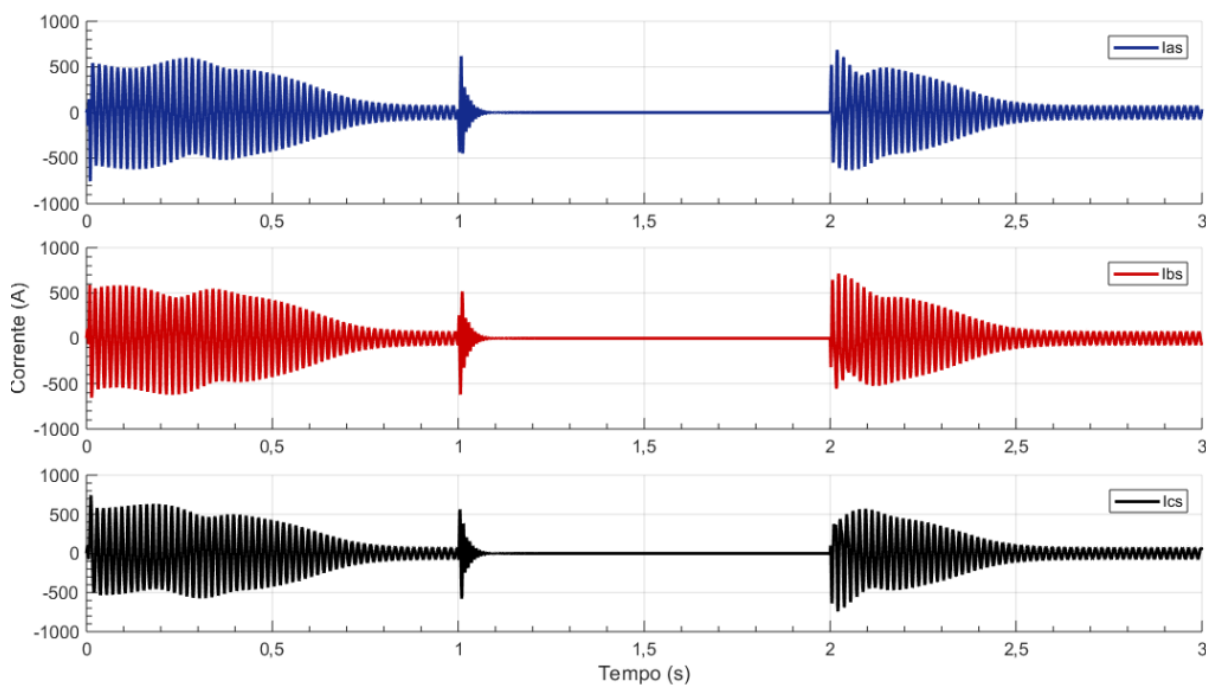
Figura 67: Velocidade para falha trifásica para a máquina 2.



FONTE: Autores (2019).

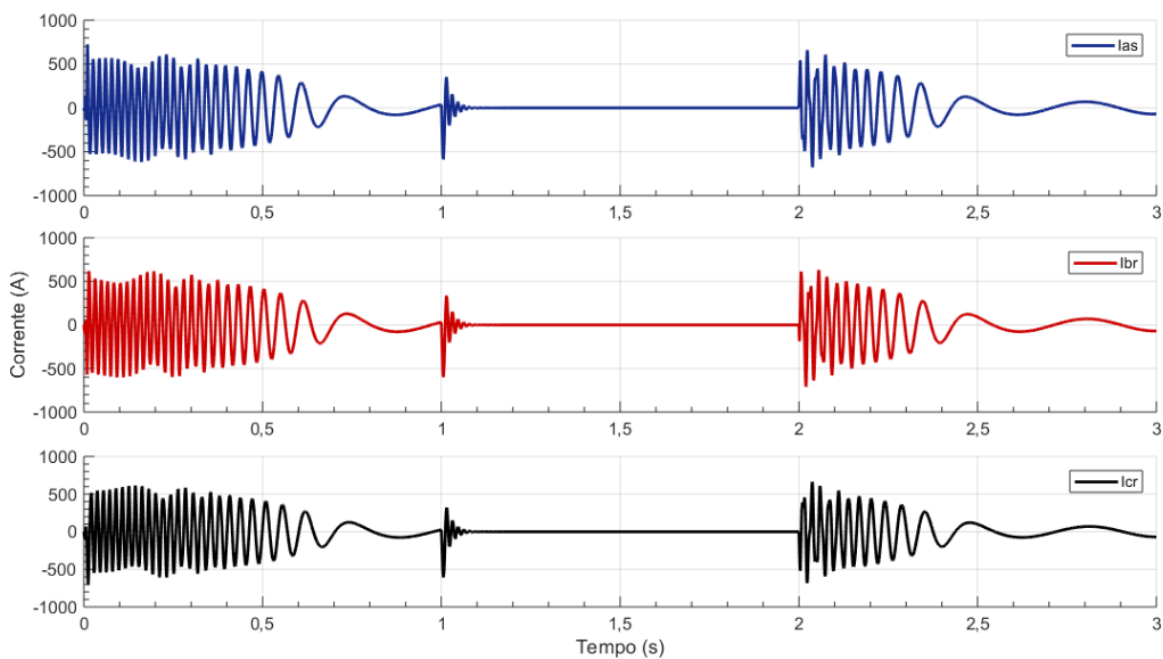
Durante a falha trifásica não existe tensão e conseqüentemente corrente. Sem a circulação de corrente no estator não existe indução no rotor, ou seja, sem corrente no rotor, logo ambas as correntes no período de falta são zero, como pode ser notado nas Figura 68 e Figura 69. Percebe-se que em 3 s, quando a tensão retorna ao seu valor nominal, as correntes passam por uma espécie de segunda partida mas dessa vez a estabilização é mais rápida, pois, a velocidade da máquina não é zero.

Figura 68: Correntes do estator para falta trifásica para máquina 2.



FONTE: Autores (2019).

Figura 69: Correntes do rotor para falta trifásica para máquina 2.

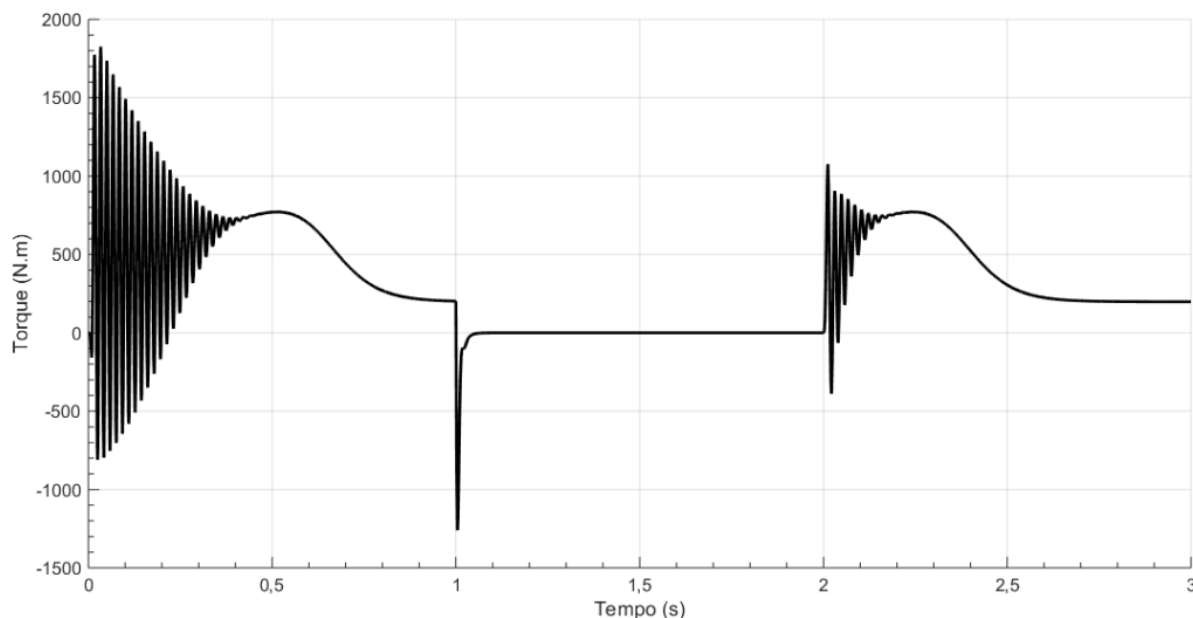


FONTE: Autores (2019).

Como mencionado anteriormente, durante período de falta trifásico não existe tensão, logo não existe corrente e conseqüentemente torque. A Figura 70 apresenta

essa afirmação. Nota-se que, após a eliminação da falta, o torque oscila, parecendo uma segunda partida, e na sequência retorna ao seu valor nominal.

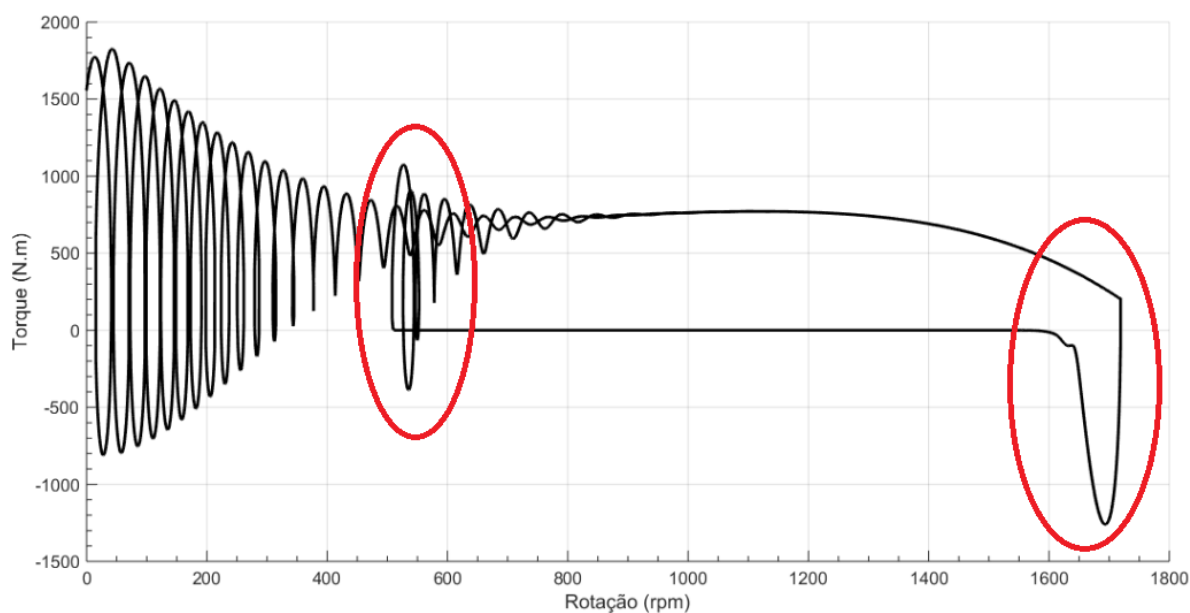
Figura 70: Torque para falta trifásica para máquina 2.



FONTE: Autores (2019).

Para finalizar apresenta-se, por meio da Figura 71, o gráfico do torque eletromagnético pela velocidade. Nota-se que antes da ocorrência da falta o motor já estava em regime, ou seja, torque eletromagnético e velocidade estabilizados. Durante o evento de falta o torque eletromagnético é zerado e a velocidade decai drasticamente, o que explica o recuo apresentado na curva. Após a eliminação da falta o torque eletromagnético entra, rapidamente, num período transitório, e em seguida volta ao seu regime natural, e a velocidade acelera até sua velocidade nominal. Pode-se perceber em 1s um valor negativo de torque, isso ocorre pois durante esse instante a energia magnética armazenada é devolvida e o motor passa a funcionar como um gerador.

Figura 71: Torque x Velocidade para uma falta trifásica para máquina 2.



FONTE: Autores (2019).

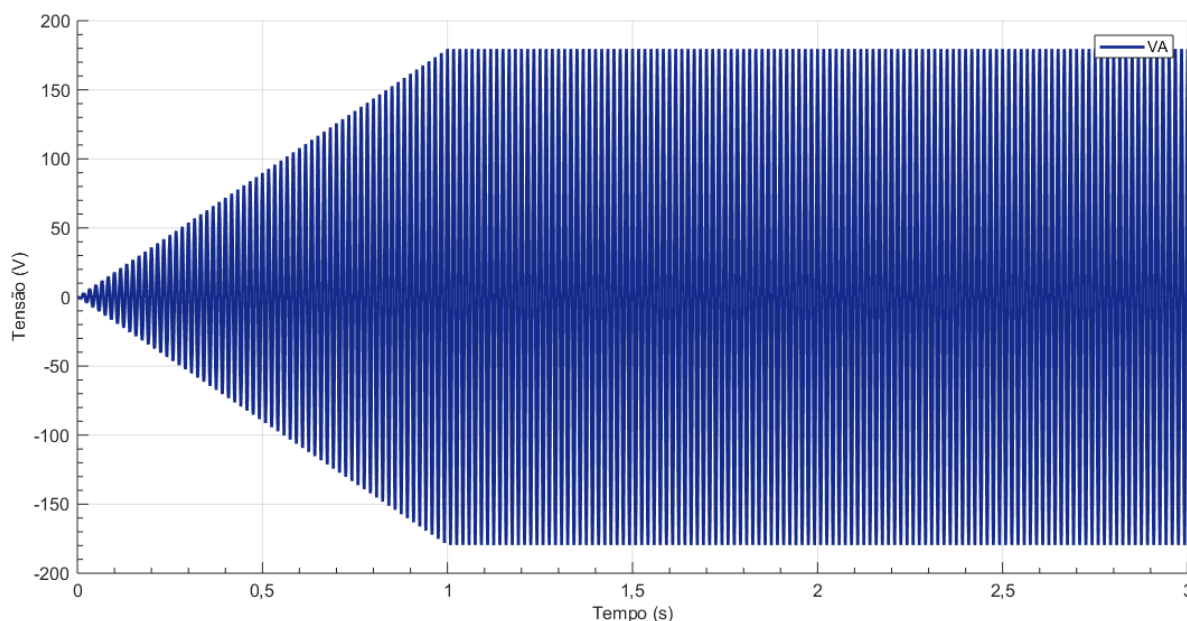
6.6 PARTIDA SUAVE

Por fim, são mostrados os resultados obtidos para os testes de partida suave. O primeiro teste utiliza-se uma rampa de inclinação 1 pu/s, enquanto a inclinação da rampa do segundo teste é de 0,5 pu/s. A máquina empregada na efetuação desse experimento foi a máquina 1 presente na Tabela 1. Vale ressaltar que em ambos os testes o conjugado foi considerado nulo.

6.6.1 RAMPA DE INCLINAÇÃO 1 pu/s

Por meio da Figura 72, percebe-se que a tensão de alimentação da fase A aumenta gradativamente até atingir sua amplitude máxima em 1 segundo. Vale ressaltar que o mesmo ocorre com as fases B e C.

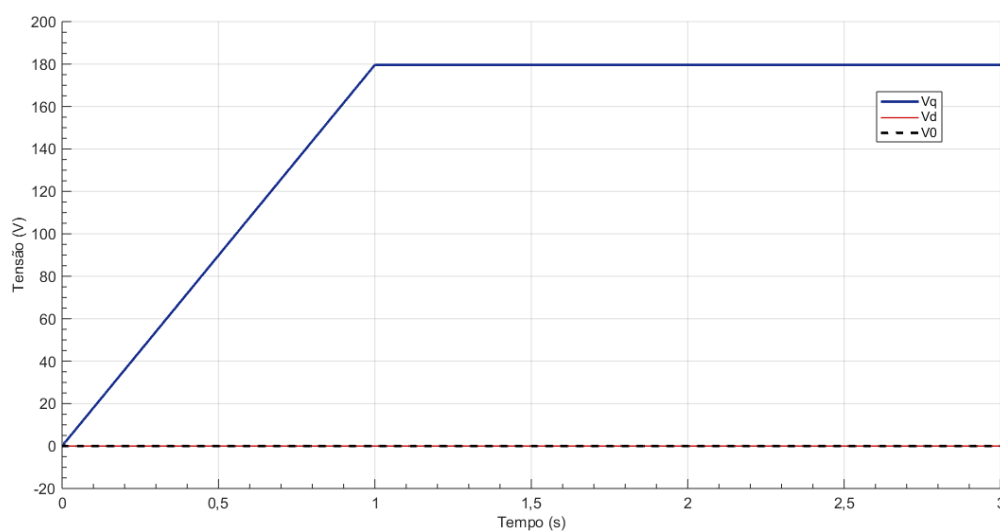
Figura 72: Tensão da fase A para partida suave de inclinação 1 para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Pode-se verificar, através da Figura 73, que a tensão no eixo de quadratura apresenta o mesmo comportamento das tensões de entrada, ou seja, seu valor sobe linearmente até atingir seu valor máximo.

Figura 73: Tensão no eixo qd0 para partida suave de inclinação 1 para máquina 1.

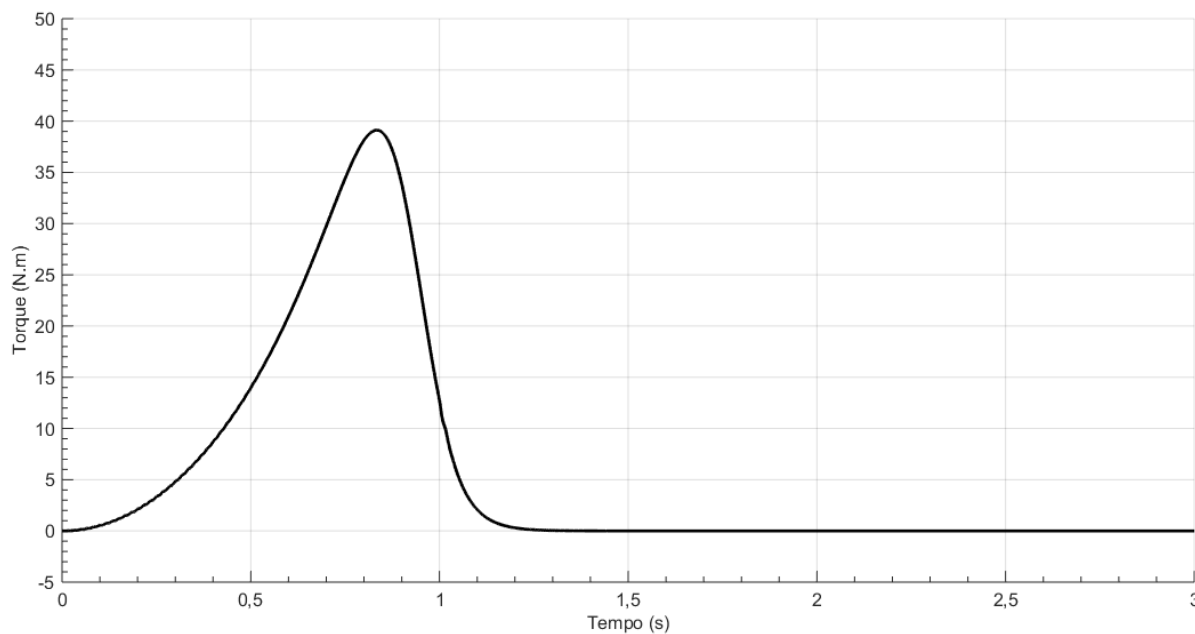


FONTE: Autores (2019).

A Figura 74, apresenta o comportamento do torque eletromagnético. Nota-se que ele possui um comportamento bem mais suave durante a partida quando

comparado ao gráfico de torque da partida direta na Figura 41, que foi realizada com a mesma máquina. O torque sobe até um valor máximo depois se estabiliza em zero, visto que o torque de carga foi considerado nulo.

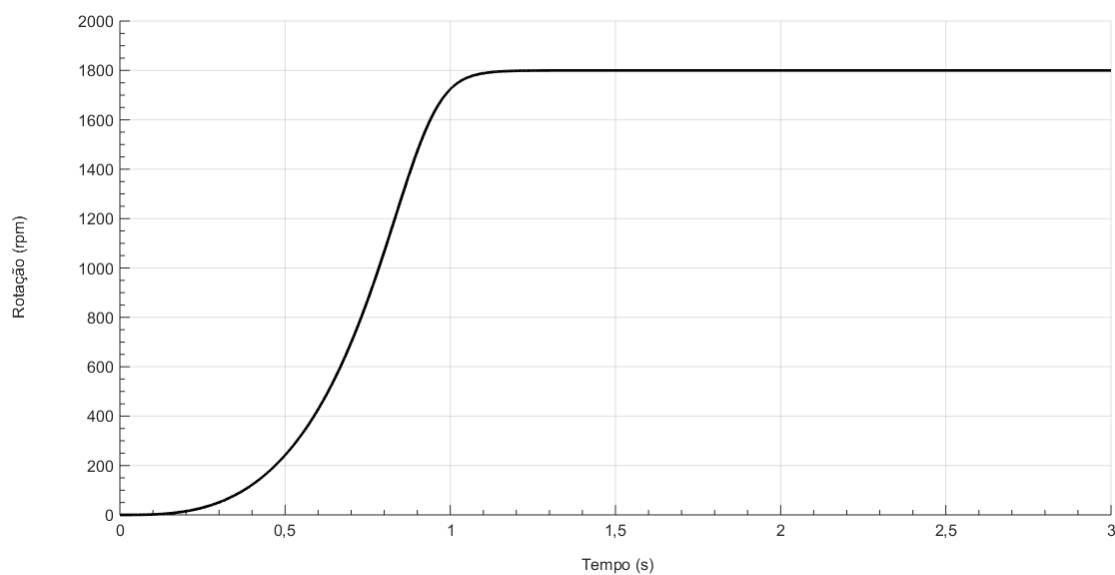
Figura 74: Torque para partida suave de inclinação 1 para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Através da Figura 75, pode-se observar o comportamento da velocidade durante a partida suave. Nota-se que a máquina não possui as oscilações de velocidade que estavam presentes na partida direta, no gráfico da Figura 35, porém demora mais tempo para atingir a sua velocidade final.

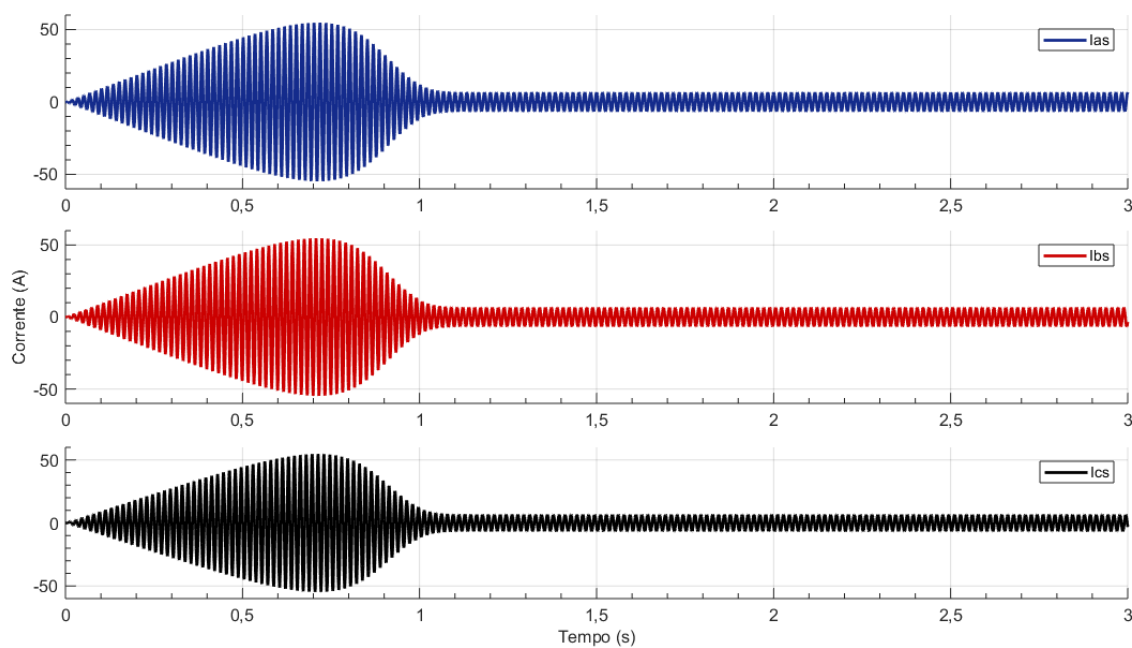
Figura 75: Velocidade para partida suave de inclinação 1 para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

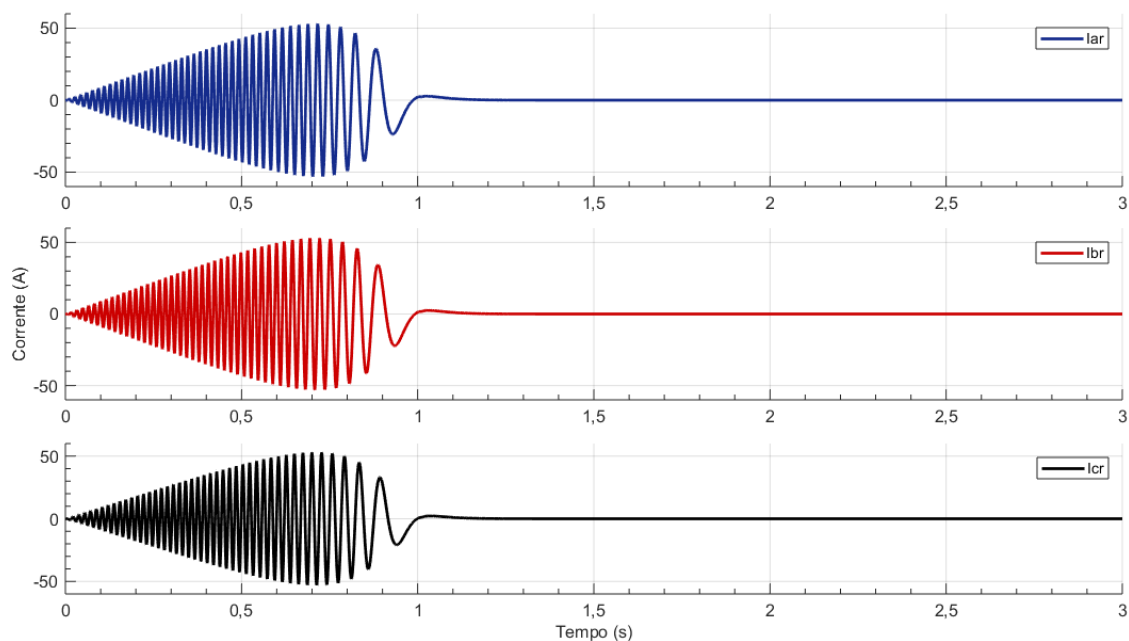
Analisando os gráficos de corrente no estator (Figura 76) e no rotor (Figura 77) conclui-se que, durante a aplicação de da partida suave, as correntes apresentam um transitório mais ameno em relação as correntes no estator (Figura 37) e no rotor (Figura 39) na partida direta, devido ao aumento gradativo da tensão de alimentação.

Figura 76: Correntes do estator para partida suave de inclinação 1 para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Figura 77: Correntes do rotor para partida suave de inclinação 1 para máquina 1.

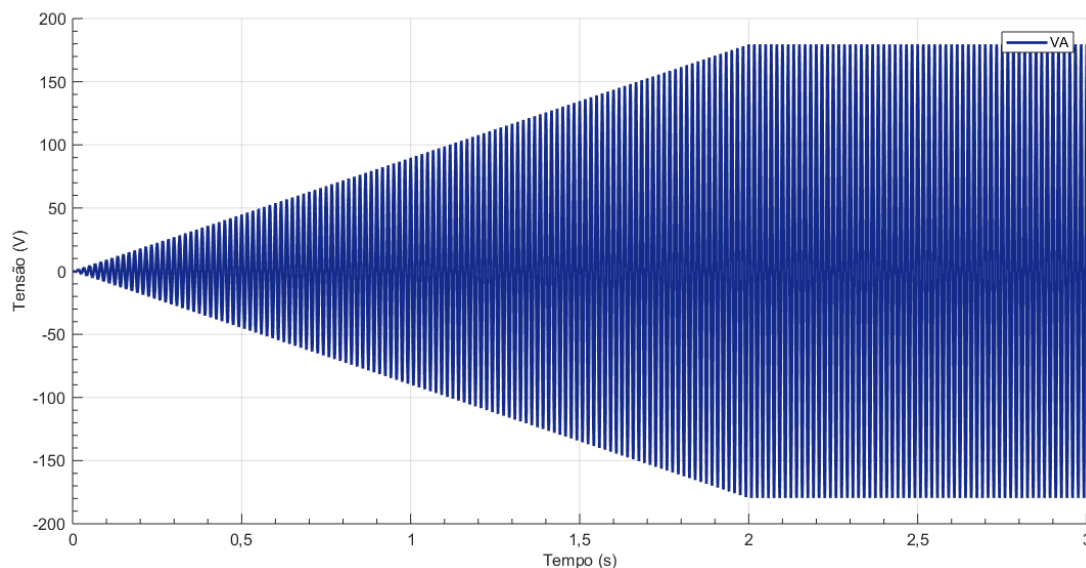


FONTE: Autores (2019).

6.6.2 RAMPA DE INCLINAÇÃO 0,5 pu/s

Através da Figura 78, nota-se que a tensão de alimentação da fase A aumenta linearmente até seu valor máximo até atingir 1 pu em 2 segundos. Vale ressaltar que o mesmo comportamento ocorre com as fases B e C. Percebe-se que, ao se comparar com o teste de rampa com inclinação de 1 pu/s, a tensão aumenta de modo mais suave e demora mais para atingir sua amplitude máxima.

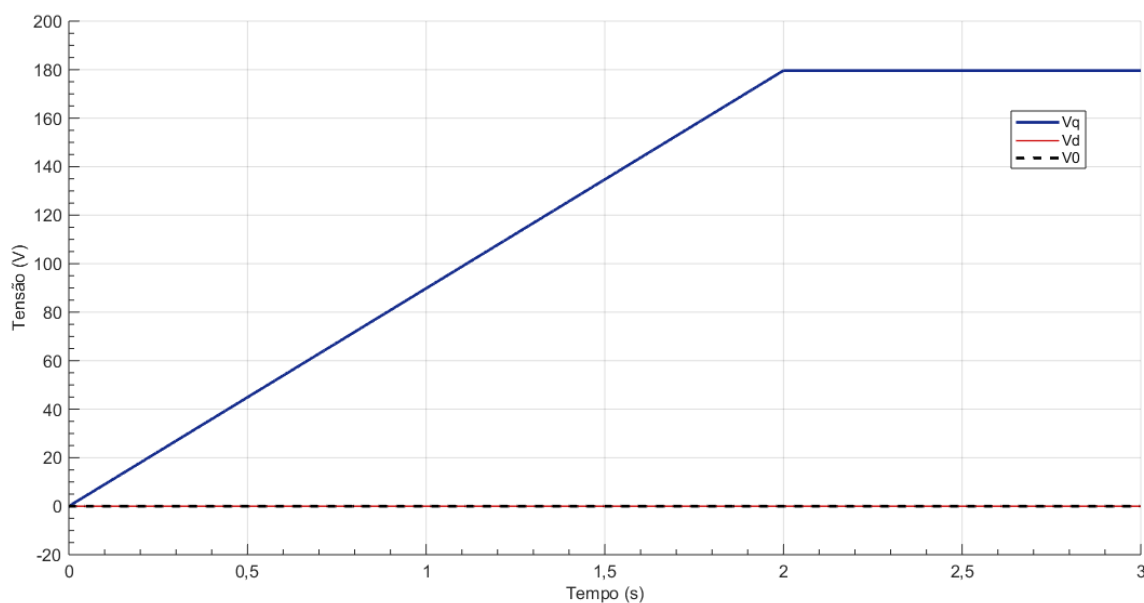
Figura 78: Tensão da fase A para partida suave de inclinação 0,5 para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Nota-se, através da Figura 79, que a tensão no eixo de quadratura possui o mesmo comportamento das tensões de entrada, ou seja, seu valor sobe gradativamente até atingir sua amplitude máxima. Novamente, conclui-se que a tensão aumenta de modo mais ameno e demorar mais tempo para atingir seu valor máximo, quando comparado com a rampa de inclinação 1 pu/s.

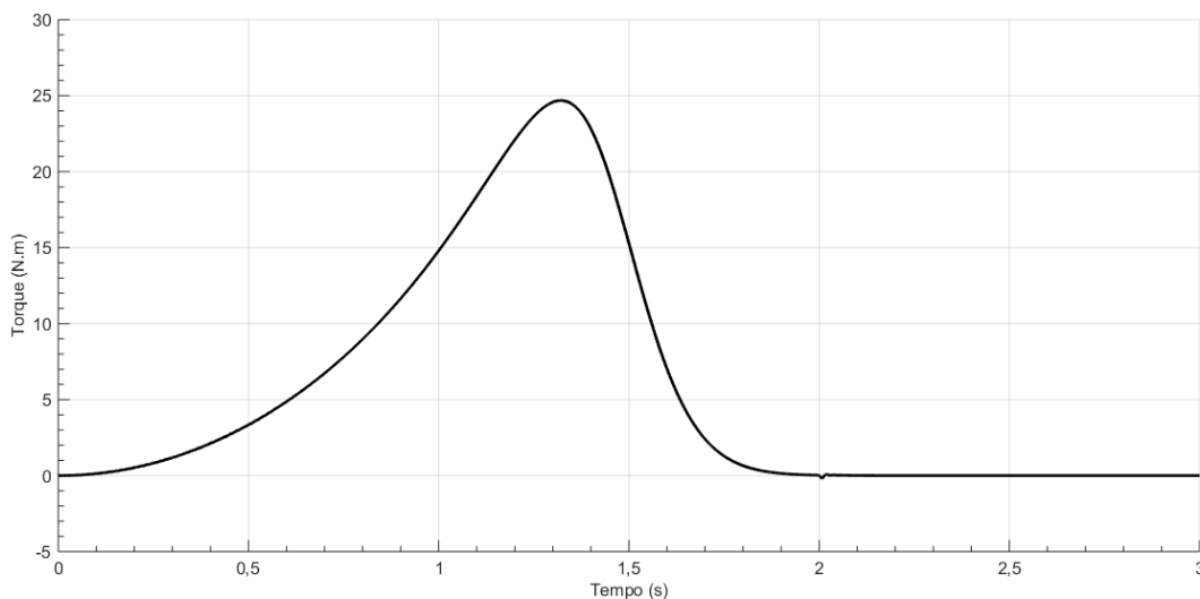
Figura 79: Tensão no eixo qd0 para partida suave de inclinação 0,5 para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

A Figura 80, apresenta o comportamento do torque eletromagnético. Verifica-se, novamente, um comportamento bem mais brando quando se comparado com o apresentado tanto na partida direta (Figura 41), quanto para a rampa de inclinação 1 pu/s (Figura 74). O torque eletromagnético aumenta até atingir um valor máximo, em seguida se estabiliza em zero, visto que o torque de carga foi considerado nulo.

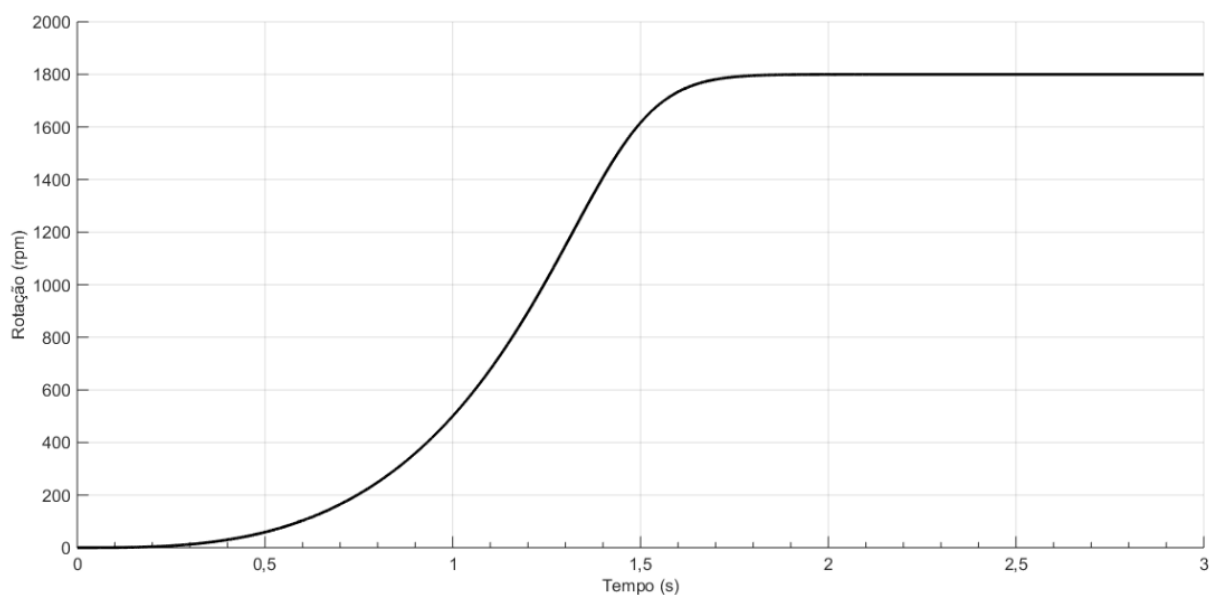
Figura 80: Torque para partida suave de inclinação 0,5 para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Através da Figura 81, pode-se verificar o comportamento da velocidade durante a partida suave. Nota-se que a máquina acelera, de forma mais suave, até atingir a velocidade síncrona.

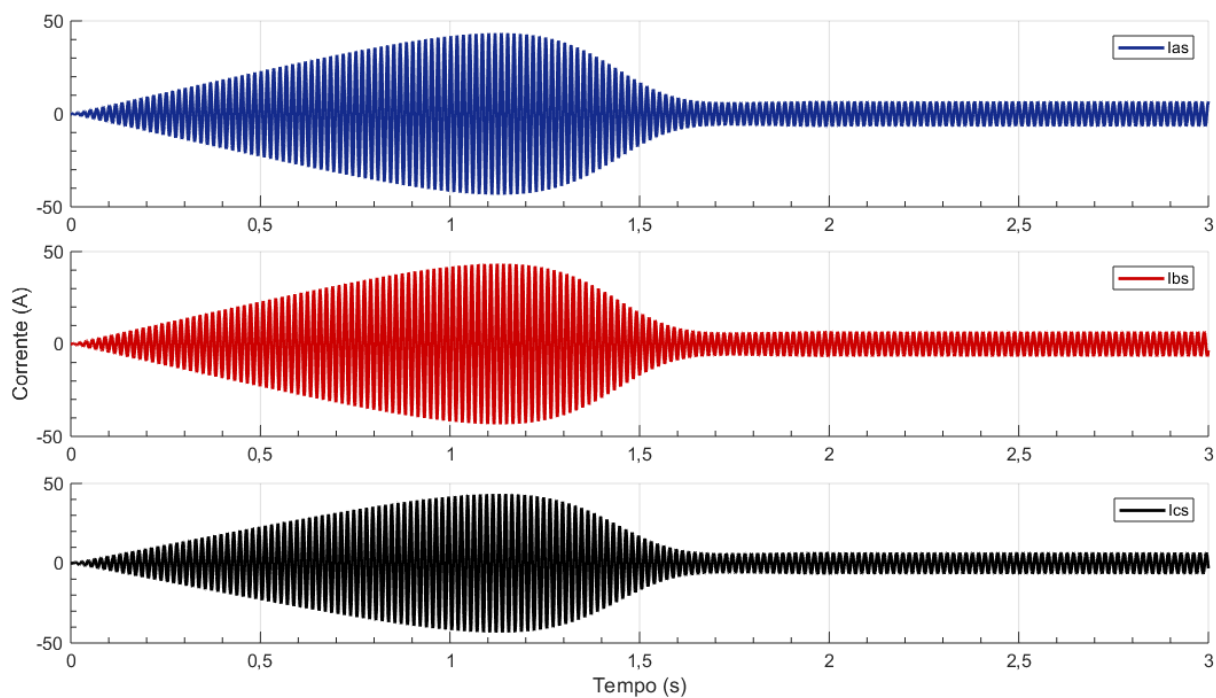
Figura 81: Velocidade para partida suave de inclinação 0,5 para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

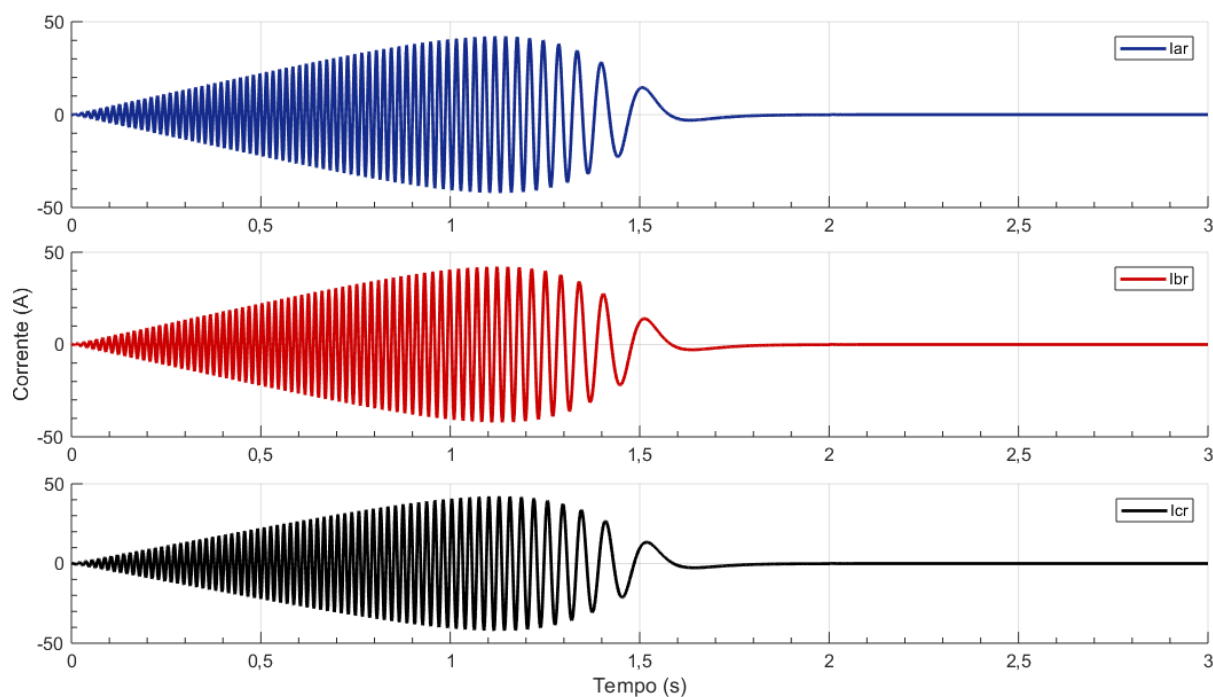
Analisando as correntes no estator (Figura 82) e no rotor (Figura 83), conclui-se que, durante a simulação da partida suave, tanto as correntes do estator quanto as do rotor apresentam um transitório mais brando.

Figura 82: Correntes do estator para partida suave de inclinação 0,5 para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Figura 83: Correntes do rotor para partida suave de inclinação 0,5 para máquina 1.



FONTE: Autores (2019).

Conclui-se, através dos resultados obtidos pelos dois testes de partida suave, que quanto menor a inclinação, mais suave é o período transitório.

Assim, finaliza-se a etapa de teste e simulações do modelo proposto. Conclui-se, por meio dos resultados obtidos, que o modelo implementado possibilita o estudo transitório do motor, pois, durante a realização de diversos testes pode-se acompanhar, em tempo real, o comportamento de todas as variáveis envolvidas no funcionamento do motor de indução trifásico.

7 CONCLUSÃO

Devido sua simples construção, baixo custo de manutenção, baixo custo de produção e robustez, o motor de indução trifásico é empregado em grande escala tanto no setor industrial quanto no setor residencial. Entretanto, durante o funcionamento da máquina, ela está sujeita a vários problemas, que podem causar prejuízos, como: variação de torque de carga, mudança de velocidade, entre outros. Essas adversidades causam um período transitório no motor que não pode ser estudado através dos modelos estáticos convencionais. Visando entender melhor o comportamento da máquina, durante um transitório, foi testado um modelo, já desenvolvido, de análise dinâmica.

O modelo dinâmico é de extrema importância, pois permite verificar o comportamento de todas as variáveis envolvidas no funcionamento de um motor durante, por exemplo, um aumento repentino de torque de carga. A elaboração e entendimento de um modelo dinâmico é uma tarefa difícil, visto que é necessário a utilizar a teoria dos eixos de referência, conteúdo que normalmente não é abordado durante cursos de graduação. Essa teoria consiste em, por meio da Transformada de Park, transformar um sistema trifásico de coordenadas estáticas em um sistema bifásico de coordenadas em quadratura com eixos que giram na velocidade síncrona da máquina, o que torna as variáveis envolvidas, anteriormente variantes no tempo, constantes.

A modelagem da máquina no software *MATLAB/Simulink* foi efetuada através de blocos simples de soma, subtração, divisão, multiplicação e integração. Este procedimento foi validado através da comparação das simulações realizadas com simulações apresentadas na literatura, utilizando-se os mesmos parâmetros do motor.

Foram realizadas simulações com: aumento repentino do torque de carga, diminuição repentina do torque de carga, afundamento temporário de tensão de alimentação, curto circuito trifásico e partida suave. Os resultados destas simulações se mostraram condizentes com o comportamento esperado de uma máquina assíncrona trifásica. A presença de uma elevada corrente durante a partida do motor, a queda de velocidade gerada pelo aumento repentino do torque de carga, o aumento da velocidade causado pela redução abrupta do torque de carga, o aumento das correntes motivado pelo afundamento das tensões, o desaparecimento das correntes causado pela falta de tensão de alimentação durante uma falta trifásica e partida suave das correntes do

motor na simulação de partida suave são alguns dos fatores observados. Assim, pôde-se ratificar o conhecimento teórico sobre a máquina assíncrona adquirido durante a construção desse trabalho.

Diante de todos os fatores expostos, foi possível observar que o modelo dinâmico apresenta grande utilidade e importância, uma vez que o mesmo possibilita compreender melhor o comportamento de um motor de indução trifásico durante um período transitório gerada por uma determinada situação. Assim é possível implementar esse modelo em diversas aplicações reais, como em processos de extrema sensibilidade que permitem pouca perturbação durante seu procedimento, de modo a reduzir o tempo de projeto e algum prejuízo que poderia vir a ocorrer. Além disso, uma excelente alternativa que almeja melhorar ainda mais o modelo dinâmico é a implementação de um processo de controle. Desta forma é possível, além de verificar a conduta do motor ao longo da ocorrência de uma perturbação, controlar as variáveis da máquina de modo a fazer com que elas retornem ao seu estado natural no menor tempo, reduzindo assim os danos e prejuízos que poderiam vir a ocorrer. Outra possibilidade de trabalho futuro é a simulação de faltas monofásicas, que envolvem correntes de sequência negativa, alterando o comportamento das tensões nos eixos $qd0$. Por fim, sugere-se também, como continuidade na mesma linha de raciocínio, a modelagem dinâmico de uma máquina síncrona, assim se tornará possível a análise do que ocorre durante seu período transitório causado por uma situação adversa.

REFERÊNCIAS

- BASTOS, João Pedro Assumpção. **Eletromagnetismo para engenharia, estática e quase estática**. 3ª ed. Florianópolis: Ed. Da UFSC, 2012.
- BIM, E. **Máquinas Elétricas e Acionamentos**. 3ª ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2014.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 5ª ed. Porto Alegre: AMGH Editora Ltda, 2013.
- DEL TORO, V. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. Rio de Janeiro: LTC Editora Ltda, 1999.
- Empresa de Pesquisa Energética. Anuário Estatístico de Energia Elétrica. 2017.
- FITZGERALD, S. J; KINGSLEY, C. Jr.; UMANS, S.D. **Máquinas Elétricas**. 7ª ed. Porto Alegre: Bookman, 2014.
- HUGHES, Austin. **Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications**. 3. ed. Oxford: Newnes, 2006.
- KOSOW, I.L. **Máquinas Elétricas e Transformadores**. 9ª ed. São Paulo: O Globo, 1993.
- KRAUSE, P.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S.; PEKAREK, S. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 3ª ed. Indiana: IEEE, 2013.
- Ministério de Minas e Energia. Plano Nacional de Eficiência Energética. 2011.
- ONG, Chee-mun. **Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink**. New Jersey: Prentice Hall, 1998.
- TOLIYAT, Hamid A.; KLIMAN, Gerald B. **HANDBOOK OF ELECTRIC MOTORS**. 2. ed. New York: Taylor & Francis Group, 2004.
- SADOWSKI, N. **Máquinas Elétricas - (Transitório, Regime Permanente e Acionamento)**. Florianópolis, 2012.