



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
Câmpus de Ilha Solteira

LEANDRO COVRE CHIARI

DIFERENTES FORMAS DE CONTROLE E ACIONAMENTO DE MÁQUINAS TRIFÁSICAS

Ilha Solteira - SP

2023

LEANDRO COVRE CHIARI

DIFERENTES FORMAS DE CONTROLE E ACIONAMENTO DE MÁQUINAS TRIFÁSICAS

Trabalho de graduação apresentado à Faculdade de Engenharia do Câmpus de Ilha Solteira - UNESP como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Prof. Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro
Orientador

Ilha Solteira - SP
2023

FICHA CATALOGRÁFICA
Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

C532d Chiari, Leandro Covre.
Diferentes formas de controle e acionamento de máquinas trifásicas /
Leandro Covre Chiari. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2023
94f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) -
Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2023

Orientador: Jean Marcos de Souza Ribeiro

Inclui bibliografia

1. Máquinas de indução trifásica. 2. Controle escalar. 3. Controle vetorial. 4.
Acionamento eletrônico.



ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Aos vinte e nove dias do mês de setembro do ano de dois mil e vinte e três, o discente **Leandro Covre Chiari**, matriculado sob o nº 161053009, tendo como banca examinadora o seu orientador, o *Prof. Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro*, o *Prof. Dr. Carlos Antonio Alves* e o *Doutorando Rodrigo Serra Daltin*, apresentou o Trabalho de Graduação intitulado "ANÁLISE DAS DIFERENTES FORMAS DE CONTROLE E ACIONAMENTO DE MÁQUINAS TRIFÁSICAS DE CORRENTE ALTERNADA", obtendo a nota 10 (DEZ) e conceito A PROVA DO.

Prof. Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro
- orientador-

Leandro Covre Chiari
- discente-

Prof. Dr. Carlos Antonio Alves
- Membro da Banca -

Doutorando Rodrigo Serra Daltin
- Membro da Banca -

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por me proteger e proteger as pessoas que eu amo, iluminar e me ajudar a superar os desafios.

Aos meus pais **Cleusa** e **Ivan**, por todo amor, carinho, apoio, esforços e sacrifícios que fizeram para me proporcionarem uma educação e permitir trilhar o caminho que faço hoje.

Ao meu irmão **Lucas**, que sempre foi uma inspiração na minha vida e que teve um papel crucial para a construção do meu caráter. Por me proporcionar momentos únicos de risadas, experiências e empatia.

A todos os meus grandes amigos e companheiros que fiz na Unesp de Ilha Solteira em especial a turma 2016/1 de Engenharia Elétrica, pelos caminhos que percorremos juntos, superando desafios e, acima de tudo, pelos maravilhosos momentos que compartilhamos. Que nossa amizade nunca acabe.

Ao meu orientador **Prof. Dr. Jean Ribeiro**, pelo companheirismo, conselhos, compreensão e apoio durante o tempo de faculdade.

Aos meus professores, aos técnicos e funcionários da Unesp e a todos que, de alguma forma, contribuíram para a minha formação acadêmica e crescimento pessoal.

Aos meus amigos da minha cidade de São Carlos que me apoiaram durante os meus 3 anos de cursinho e que contribuíram com inúmeras histórias e risadas.

RESUMO

Neste trabalho são apresentados os conceitos de motores de indução trifásicos (MIT) para se familiarizar e ser possível apresentar a modelagem matemática desse equipamento e de seus controles. As análises se remetem as técnicas mais popular de controle de velocidade empregada para o MIT; entre elas a partida direta, controle escalar e controle vetorial. Em geral compara-se as tensões, correntes, torques, fluxo e velocidades para os diferentes tipos de controle verificando suas vantagens, desvantagens e custo para a sua construção. Para sistemas eletromecânicos, a representação matemática é complexa e inviável para aplicações no domínio do tempo. Com um *software* que seja possível parametrizações de integrais, derivadas, matrizes etc, tornou-se possível realizar esses modelos no MATLAB/SIMULINK e chegar-se em uma conclusão de aplicação para cada controle.

Palavras-chave: Máquinas de indução trifásica, Controle Escalar, Controle Vetorial, Acionamento Eletrônico

ABSTRACT

Initially, the concepts of machines and three-phase induction motors (MIT) are presented in order to become familiar with them and to be able to present the mathematical parameterization of this equipment and its controls. The analyses refer to the most popular speed control techniques used for the MIT; among them are direct starting, scalar control, and vector control. In general, the voltages, currents, torques, flow, and speeds for the different types of control are compared, verifying their advantages, disadvantages, and cost for their construction. For electromechanical systems, the mathematical representation is complex and not feasible for time domain applications. With a *software* that can parameterize integrals, derivatives, matrices, etc, it became possible to realize these models in MATLAB/SIMULINK and reach an application conclusion for each control.

Keywords: Three-Phase Induction Machines, Scalar Control, Vector Control, Electronic Drive

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Componente alternada
CC	Componente contínua
CV	Cavalo Vapor
D	Ganho Derivativo
$d - q$	Referência de rotação síncrona em quadratura de eixos
$d^e - q^e$	Referência de rotação síncrona direta
$d^s - q^s$	Referência de rotação estacionária direta
F_{md}	Fluxo concatenado para o eixo d
F_{mq}	Fluxo concatenado para o eixo q
FT	Função de transferência
FTCE	Faculdade de Ciências, Tecnologia e Educação
I	Ganho do Integrador
i_{qr}	Corrente no rotor no eixo q^e
i_{qs}	Corrente no estator no eixo q^e
i_{dr}^s	Corrente do rotor no eixo d^s
i_{ds}^s	Corrente do estator no eixo d^s
LC	<i>Slide Mode Control</i>
L_{dm}	Indutância de magnetização do eixo d^e
L_{lr}	Indutância de do rotor
L_{ls}	Indutância de do estator
L_m	Indutância de magnetização
MIT	Motor de Indução Trifásico
MRAC	<i>Model Reference Adaptive Control</i>
NBR	Norma Brasileira
P	Ganho Proporcional
PID	Proporcional Integrador Derivador
PID-d	Variáveis do eixo d^e
PID-q	Variáveis do eixo q^e
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>

Ψ	Fluxo concatenado aplicado no SIMULINK
R_s	Resistência do estator
R_r	Resistência do rotor
s	Escorregamento
SMC	<i>Sliding Mode Control</i>
syn	<i>Synchronous</i>
T_e	Torque elétrico
T_l	Torque de carga
USJT	Universidade São Judas Tadeu
V_{dr}	Voltagem no rotor do eixo d
V_{ds}	Voltagem no estator do eixo d
V_{qr}	Voltagem no rotor do eixo q
V_{qs}	Voltagem no estator do eixo q
ω_r^*	Frequência angular de rotação desejada
ω_b	Frequência angular de base
ω_e	Frequência angular elétrica do estator
ω_r	Frequência angular de rotação
ω_{sl}	Frequência angular de escorregamento
X_{ds}	Reatância do síncrona do eixo d^e
X_{lr}	Reatância concatenada do rotor
X_{ls}	Reatância concatenada do estator
X_{qs}	Reatância síncrona do eixo q^e
X_r	Reatância do rotor
X_s	Reatância do estator
X_s	Reatância do estator
Ψ_{qr}^s	Fluxo concatenado do rotor no eixo q^s
Ψ_{qs}^s	Fluxo concatenado do estator no eixo q^s
Ψ_{dr}	Fluxo concatenado do rotor no eixo d
Ψ_{ds}	Fluxo concatenado do estator no eixo d
Ψ_m	Fluxo concatenado do entreferro
Ψ_r	Fluxo concatenado do rotor
Ψ_s	Fluxo concatenado do estator

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Funcionamento do Motor	14
Figura 2 - Classificação dos Motores Elétricos.....	15
Figura 3 - Detalhamento construtivo do MIT	17
Figura 4 - Rotor Gaiola de Esquilo	18
Figura 5 - Rotor Bobinado	18
Figura 6 - Fluxo de um Motor de 2 Polos	19
Figura 7 (a), (b), (c) - Campo Girante no Estator em Diferentes Instantes	20
Figura 8 - Princípio de Funcionamento MIT	21
Figura 9 - Eixos de uma Máquina Simétrica Trifásica de 2 Polos	22
Figura 10 - Circuito Equivalente de uma Máquina Simétrica Trifásica de 2 Polos	22
Figura 11 - Transformada de Clarke e Park	25
Figura 12 - Transformação de eixos estacionários a_s, b_s, c_s para os eixos q_s, d_s	27
Figura 13 - Transformação de Clarke.....	28
Figura 14 - Transformações dos Eixos para a Velocidade Síncrona Girante	29
Figura 15 - Transformação de Park.....	30
Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).	30
Figura 16 - Circuito Dinâmico $d_e - q_e$ Equivalente	31
Figura 17 - Transformação para Referência Síncrona Girante.....	32
Figura 18 - Implementação da (35) no SIMULINK	34
Figura 19 - Modelo dinâmico da Máquina de Indução.....	34
Figura 20 - Diagrama de Bloco da Equação 49.....	35
Figura 21 - Diagrama de bloco da Equação 49 com Modificações	36
Figura 22 - Diagrama de Blocos do Modelo da Máquina de Indução Trifásica no SIMULINK	37
Figura 23 - Definição de Sistema	38
Figura 24 - Sistema de Malha Aberta.....	38
Figura 25 - Sistema de Malha Fechada	39
Figura 26 - Controlador PID	41
Figura 27 - Resposta do Controlador PID a um Sinal de Entrada Degrau	41
Figura 28 - Característica do Motor de Indução	42
Figura 29 - Controle v_{olts}/Hz em Malha Aberta.....	43
Figura 30 - Representação Toque - Velocidade.....	44
Figura 31 - Aplicação de w_e sobre o Motor de Indução Trifásico.....	44
Figura 32 - Controle Escalar de Malha Fechada.....	45

Figura 33 - Princípios fundamentais do Controle Vetorial	46
Figura 34 - Controle Vetorial – Modelo de Tensão.....	48
Figura 35 - Controle Vetorial – Modelo de Corrente.....	50
Figura 36 - Controle Vetorial – Orientado pelo Fluxo do Rotor.....	51
Figura 37 - Fluxo dos Fasores dq e ds	52
Figura 38 - Diagrama Fasorial – Controle Indireto	53
Figura 39 - Diagrama de bloco do Controle Vetorial Indireto	54
Figura 40 - Fasores com Orientação do Fluxo do Estator	56
Figura 41 - Diagrama de Desacoplamento via Feedforward	57
Figura 42 - Controle Vetorial Através da Orientação do Fluxo do Estator.....	58
Figura 43 - Sinais de Velocidade e Carga para o MIT.....	59
Figura 44 - Diagrama Elétrico para a Partida Direta.....	61
Figura 45 - Partida Direta do Motor de Indução Trifásico no Simulink	61
Figura 46 - Parâmetros do Motor de Indução Trifásico	62
Figura 47 - Tensão (a) e Corrente (b) Sem zoom	62
Figura 48 - Tensão e Corrente Com Zoom	63
Figura 49 - Torque Elétrico e Torque de Carga para a Partida Direta.....	64
Figura 50 - Controle Escalar para o Motor de Indução Trifásico	65
Figura 51 - Parâmetros Para o Controle Escalar.....	66
Figura 52 - Diagrama para o Boost de Partida.....	66
Figura 53 - Tensões para o Controle Escalar.....	67
Figura 54 - Correntes para o Controle Escalar.....	68
Figura 55 - Torque Elétrico e Torque de Carga para o Controle Escalar	69
Figura 56 - Velocidades para o Controle Escalar	69
Figura 57 - Tensão de Controle para a Técnica do Controle Escalar.....	70
Figura 58 - Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Rotor – Modelo de Corrente .	71
Figura 59 - Valores PID's para Controle Vetorial – Modelo de Corrente.....	72
Figura 60 - Diagrama de Bloco – Controle Modelo de Corrente.....	73
Figura 61 - Diagramas de Bloco da Equação (74)	73
Figura 62 - Diagrama de Bloco para Conversão CC – AC	74
Figura 63 - Tensões para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Corrente	74
Figura 64 - Correntes para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Corrente.....	74
Figura 65 - Torque para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Corrente	75

Figura 66 - Fluxo do Rotor o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Corrente	75
Figura 67 - Velocidades para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Corrente.....	76
Figura 68 - Tensões de Quadratura e Direta para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Corrente	77
Figura 69 - Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Rotor– Modelo de Tensão	78
Figura 70 - Diagrama de Bloco para Velocidade Síncrona	79
Figura 71 - Diagrama Sistema de Partida – Modelo Tensão.....	79
Figura 72 - Tensões para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão	79
Figura 73 - Correntes para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão.....	80
Figura 74 - Torque para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão	80
Figura 75 - Fluxo do Rotor para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão.....	81
Figura 76 - Velocidades para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão.....	81
Figura 77 - Tensões de Quadratura e Direta para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão	82
Figura 78 - Parâmetros para o Controle Vetorial – Fluxo do Estator.....	83
Figura 79 - Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade.....	84
Figura 80 - Diagrama de Bloco – Controle Vetorial – Fluxo do Estator	85
Figura 81 - Diagrama de bloco PID para Controle Vetorial Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade.....	85
Figura 82 - Tensões para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade.....	86
Figura 83 - Correntes para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade.....	86
Figura 85 - Fluxo do Estator para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade	87
Figura 86 - Velocidades para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão.....	88
Figura 87 - Velocidade do Rotor – Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade.....	88
Figura 88 - Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Modelo Sensorless	89
Figura 89 - Velocidades para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do estator – Modelo Sensorless.....	90

Figura 90 - Diagrama de bloco PID para Controle Vetorial Fluxo do Estator – Modelo Sensorless.....	90
Figura 91 - Velocidades na malha de Controle para o Fluxo do Estator – Modelo Sensorless.....	91
Figura 92 - Velocidades no MIT para o Fluxo do Estator – Modelo Sensorless.....	91
Figura 93 - Velocidades na malha de Controle para o Fluxo do Estator – Modelo Sensorless com Zoom.....	92
Figura 94 - Torque para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Modelo Sensorless.....	93
Figura 95 - Fluxo do Estator para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Modelo Sensorless.....	93
Figura 96 - Tensões para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Modelo Sensorless.....	94
Figura 97 - Tensões para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Modelo Sensorless.....	94

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros do controlador PID

83

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	14
2 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	17
2.1 Aspectos Construtivos	17
2.2 Princípio de Funcionamento	19
2.3 Modelamento Matemático do Motor de Indução Trifásico	21
2.4 Transformada de Clarke e Park	25
2.4.1 Transformada de Clarke	25
2.4.2 Transformada de Park	28
2.4.3 Matriz de Transformação para a referência síncrona girante	31
2.5 Modelo matemático adotando o SIMULINK	32
3 O CONTROLE DE TORQUE E VELOCIDADE PARA O MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	38
3.1 O Controlador Proporcional (P)	39
3.2 O Controlador Integral (I)	40
3.3 O Controlador Derivativo (D)	40
3.4 O Controlador PID	40
3.5 Controle Escalar	41
3.6 Controle Vetorial	45
3.6.1 Modelo de Tensão	47
3.6.2 Modelo de Corrente	49
3.6.3 Controle Vetorial Direto Orientado pelo Fluxo do Rotor	50
3.6.4 Controle Vetorial Indireto Orientado pelo Fluxo do Rotor	52
3.6.5 Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator	55
4 MODELAGENS E RESULTADOS	59
4.1 Partida Direta	60
4.2 Controle Escalar	65
4.3 O Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor	71
4.3.1 Controle Vetorial – Modelo de Corrente	71
4.3.2 Controle Vetorial – Modelo de Tensão	78
4.4 Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Modelo Tensão	83
4.4.1 Feedback de Velocidade	84
4.4.2 Sem Feedback de Velocidade	89
5 CONCLUSÕES	95
REFERÊNCIAS	97

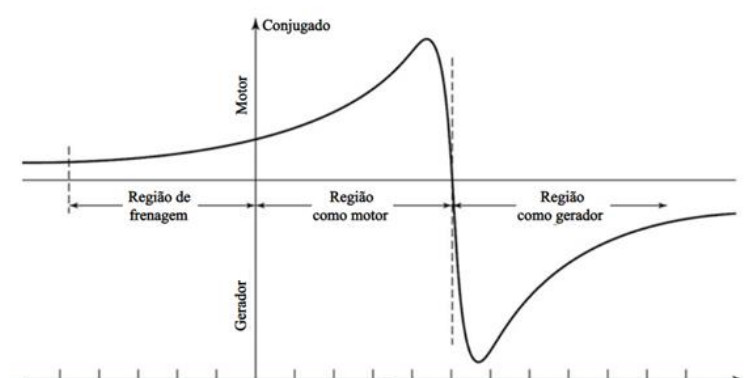
1 INTRODUÇÃO

O campo para as pesquisas que desenvolveram os motores elétricos iniciava-se com as evidências do eletromagnetismo por volta de 1820 onde o dinamarquês Hans Christian Ørsted verificou que ao colocar uma bússola sob um fio que passava corrente elétrica, ocorria um desvio na agulha dessa bússola (KOSTENKO, 1969).

Diversos pesquisadores contribuíram para a estruturação do motor elétrico, logo não há um consenso a respeito do inventor para esta máquina, mas possuíam um objetivo em comum: a conversão de energia elétrica em mecânica e vice-versa. Elevadores, bombas, eletrodomésticos, geradores elétricos, ventiladores, transporte são uma pequena parcela da utilidade destas máquinas (FITZGERALD, 2006).

Por muito tempo as máquinas de corrente contínua e máquinas síncronas foram predominantes na indústria mundial. Entretanto, hodiernamente com a implantação da eletrônica de potência e dos sistemas de processamento tornou-se viável a conversão de sinais contínuos para alternados. Em consequência disso, os motores se tornaram viáveis e predominantes nas fábricas. Além disso, pode operar nos quatro quadrantes: gerador, motor, aceleração e frenagem; se sobressaindo pelo baixo custo de aquisição, manutenção, montagem e simplicidade em relação aos motores de corrente contínua (HUGHES, 2006). Na Figura 1 é ilustrada a faixa de operação do motor.

Figura 1 - Funcionamento da Máquina de Indução



Fonte: adaptado de HUGES (2006).

São numerosas as características das máquinas elétricas, entretanto, para diferenciá-las pode-se analisar sua fonte de energia, a qual pode ser de corrente alternada ou de corrente contínua. Outrossim, são categorizados como motor síncrono

e motor de indução os quais podem ser monofásicos ou trifásicos. Os trifásicos são mais empregados, pois apresentam uma maior eficiência na transmissão, geração e distribuição de energia em corrente alternada. Na Figura 2 são observadas as classificações de motores elétricos.

Figura 2 - Classificação dos Motores Elétricos



Fonte: adaptado de FILHO (2017).

Existem várias maneiras de controlar o MIT e à medida que a tecnologia avança, novas formas de usá-lo surgem com frequência, cada uma com seus próprios desafios, benefícios e desvantagens. Uma das formas mais comuns de usá-lo na indústria é o *Sensorless*, um controle de malha aberta em que o inversor não tem retroalimentação do eixo do motor.

A resolução define que a qualidade do serviço público de transmissão de energia elétrica deve ser medida com base na disponibilidade e na capacidade operativa das instalações de transmissão. Caso ocorra indisponibilidade de função de transmissão (FT), aplicam-se as penalidades previstas na Resolução Normativa nº 63, de 12 de maio de 2004 (ANEEL, 2004).

Obter o modelamento matemático adequado ao sistema é o primeiro passo para implementar o controle de um processo. Essa etapa exige um detalhamento completo do processo a ser controlado, o que pode ser desafiador em casos de alta complexidade.

Este trabalho tem como objetivo ilustrar as vantagens e desvantagens dos diferentes tipos de controle para o motor de indução trifásico.

No Capítulo 2, encontra-se uma breve, porém informativa, descrição acerca dos motores de indução trifásicos. Nesse contexto são abordadas as diversas partes componentes que constituem tais motores, bem como é apresentado o embasamento equacional essencial para compreender e modelar o funcionamento destes durante os processos de simulação. Além disso, é detalhado a transformada de Clarke e Park essenciais para o entendimento de parametrização da máquina.

No Capítulo 3 são apresentados de maneira simples e objetiva o controlador proporcional, integral, derivativo e sua combinação, PID. Outrossim, os conceitos fundamentais relacionados a diferentes abordagens de controle tanto as convencionais quanto as mais avançadas são abordados nesse capítulo. Essas abordagens são cuidadosamente conectadas aos modelos de controle desenvolvidos especificamente para os motores de indução trifásicos para este trabalho de graduação; entre eles têm-se a partida direta, controle escalar em malha aberta, controle vetorial orientado pelo fluxo do rotor e do estator, com e sem retroalimentação e métodos de corrente e tensão para adquirir esses fluxos.

No Capítulo 4 é apresentada uma exposição detalhada das etapas executadas para a realização de cada uma das simulações empreendidas. A sequência das simulações abrange diversos cenários, a começar pela simulação da estratégia de partida direta do motor. Prossegue-se com a simulação do controle escalar em duas variantes: com e sem o *Boost*. Além disso, são abordadas as simulações relacionadas ao Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Rotor, nos modos de corrente e tensão. O Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator também é contemplado, tanto em sua configuração com realimentação de velocidade quanto no modo *Sensorless*, que dispensa o uso de sensor de velocidade. A análise dos resultados provenientes dessas simulações constitui a base para a realização de comparações aprofundadas entre os desempenhos das distintas abordagens de controle e seus respectivos controladores. Estas comparações assumem a posição de destaque como o objetivo primordial desta pesquisa, permitindo um discernimento crítico e embasado acerca das vantagens e desvantagens inerentes a cada estratégia de controle.

No Capítulo 5 são expostas as conclusões finais deste trabalho de graduação.

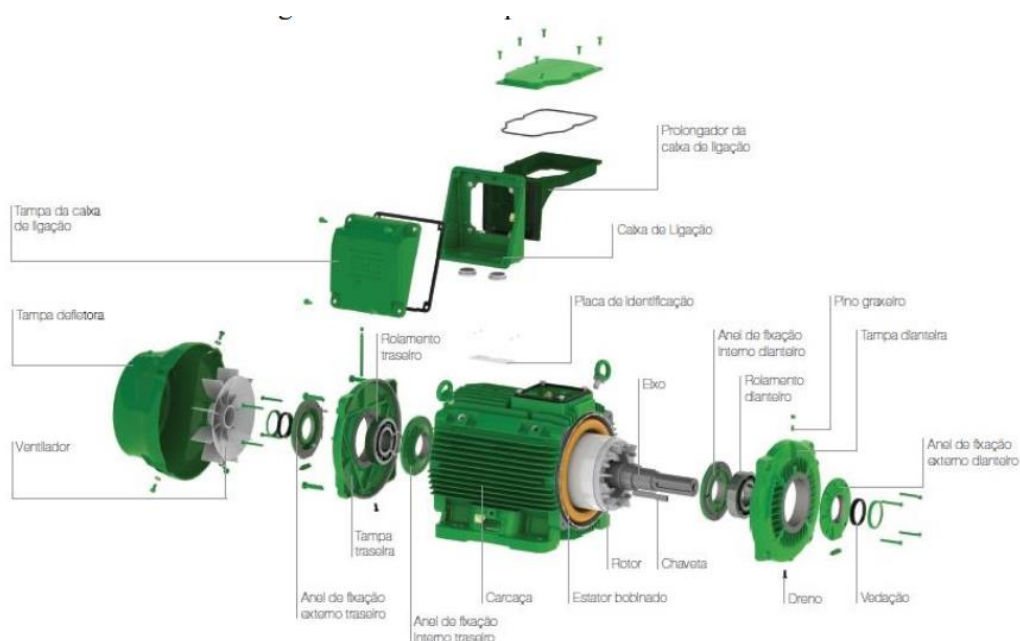
2 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Neste capítulo aborda-se uma análise da composição física, princípio de funcionamento e equacionamentos do MIT.

2.1 Aspectos Construtivos

O motor de indução trifásico é dividido em duas partes principais: a parte móvel, o rotor, e a parte fixa, o estator. Contudo, esse motor possui certos elementos construtivos distintos das outras máquinas. Na Figura 3 é ilustrado o detalhamento do MIT.

Figura 3 - Detalhamento construtivo do MIT



Fonte: (WEG, 2021).

Conforme visto na Figura 3 é importante destacar as seguintes componentes:

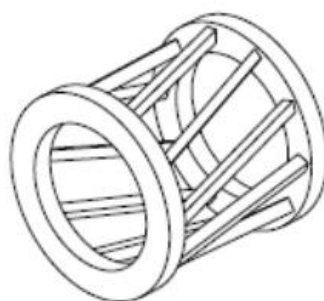
- Estator: carcaça (grau de proteção e refrigeração), núcleo de chapa, enrolamento trifásico.
- Rotor: eixo, núcleo de chapas, barras e anéis de curto circuito.
- Outras partes: tampas, caixas de ligação, ventilador, rolamentos, placa de identificação.

É importante ressaltar que as partes estáticas são destinadas em uma carcaça, a qual tem o objetivo de proteção e refrigeração, evitando interações indesejadas com o rotor.

As correntes alternadas são aplicadas diretamente no enrolamento do estator e por indução gera-se corrente no rotor. De maneira análoga, isso acontece em um transformador; portanto, o MIT pode ser analisado como um transformador generalizado em que a potência elétrica é transformada entre o rotor e o estator, juntamente com mudança de frequência

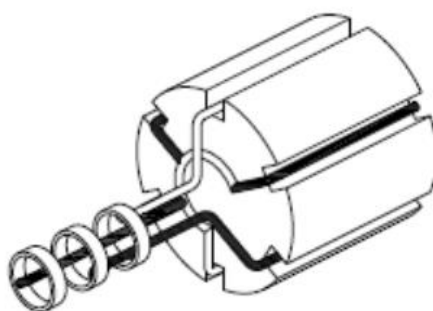
Conforme ilustrado na Figura 2, os motores de indução trifásico assíncronos podem ser de gaiola de esquilo ou de rotor bobinado; nas Figuras 4 e 5 são ilustrados esses rotores.

Figura 4 - Rotor Gaiola de Esquilo



Fonte: (BIM, 2012).

Figura 5 - Rotor Bobinado



Fonte: (BIM, 2012).

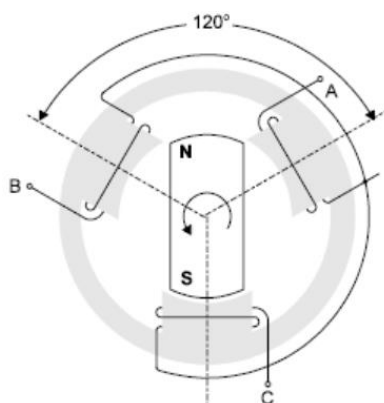
Pode-se observar que nos rotores bobinados os condutores de cobre que formam uma bobina são colocados em diversas ranhuras e podem ser ligados em estrela ou triângulo caso existirem três bobinas. Devido a características construtivas os bobinados são poucos utilizados no setor industrial. Desse modo, os rotores gaiola de esquilo, os quais apresentam condutores em barras curto-circuitadas em cada terminal por anéis terminais contínuos, se sobrepõem pelo preço e confiabilidade.

2.2 Princípio de Funcionamento

Ao conectar-se uma fonte de corrente alternada nos terminais do estator gera-se, nos enrolamentos do estator uma corrente alternada a qual produz um fluxo magnético rotacional variante. A velocidade do campo girante é síncrona, ou seja, é simultânea a frequência da fonte. Outrossim, a direção do fluxo muda a cada instante da corrente. Na figura 7 é possível analisar como se comporta o campo girante do estator.

Para um conjunto de bobinas espaçadas de 120° no estator, o fluxo finalizará a rotação para cada ciclo de tensão fornecida; essa é a configuração mais simples de um MIT, apresentando 2 polos onde o fluxo está contido em dois polos. Essas características podem ser observadas na Figura 6.

Figura 6 - Fluxo de um Motor de 2 Polos



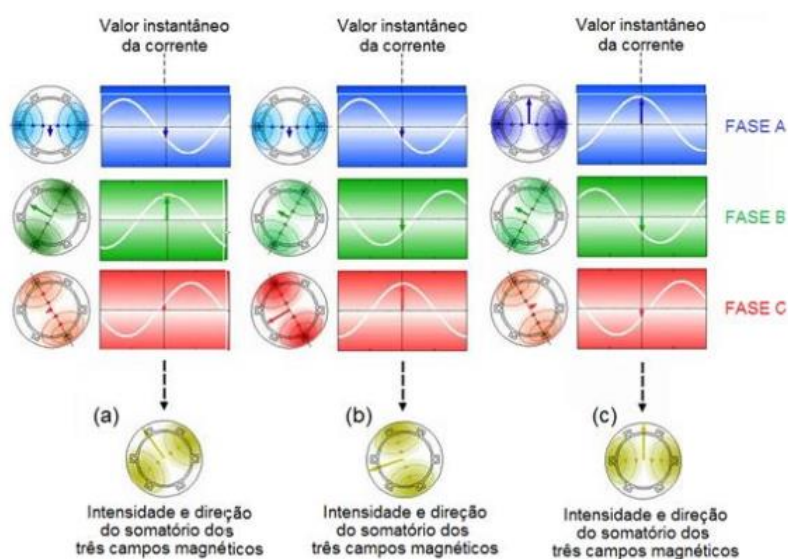
Fonte: (BARNES, 2003).

Para um motor de 4 polos, os enrolamentos estariam reorganizados, ocupariam metade das ranhuras; assim haveria espaço para outro conjunto de ranhuras e o campo magnético passaria a ter 4 polos.

A velocidade de rotação síncrona (w_0) do fluxo no estator é proporcional à frequência (f) fornecida pela fonte e inversamente proporcional ao número de polos

$$w_0 = 120 \frac{f}{p} \quad (1)$$

Figura 7 (a), (b), (c) - Campo Girante no Estator em Diferentes Instantes

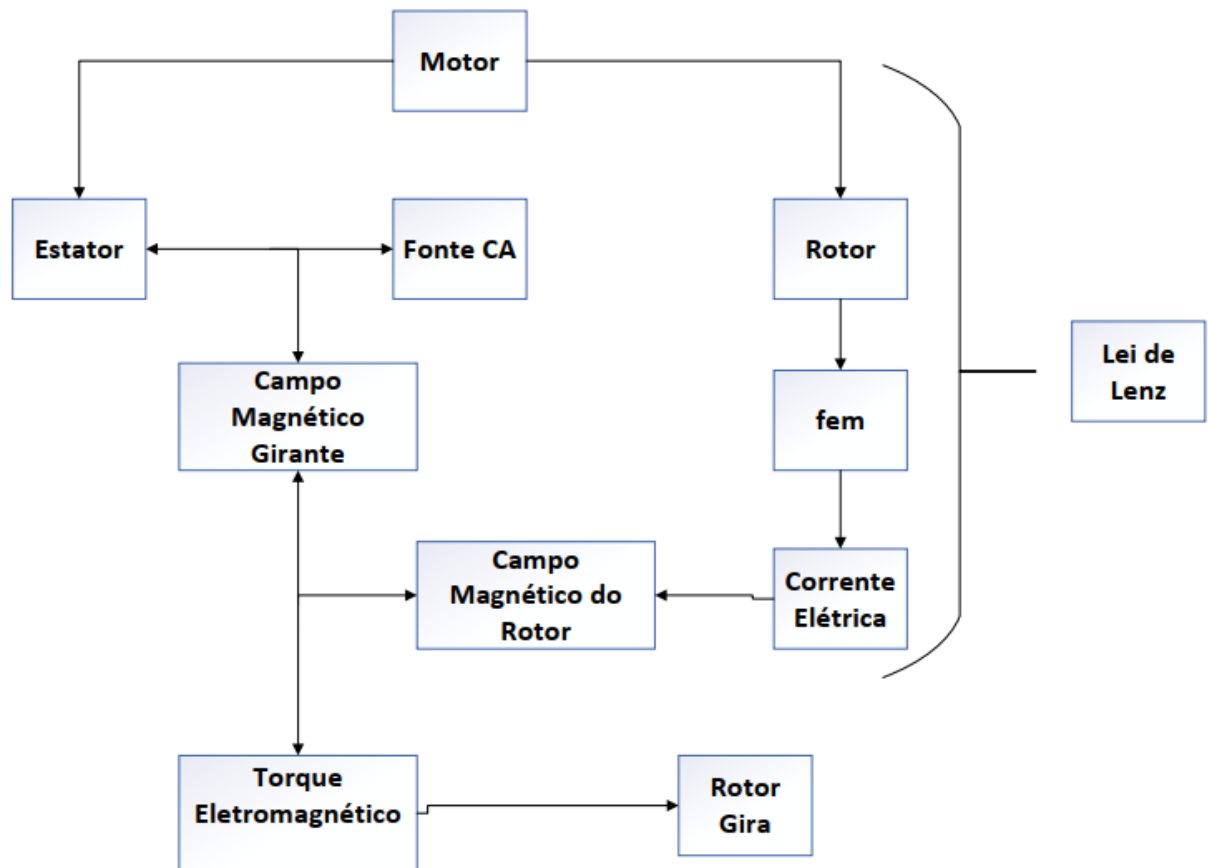


Fonte: KNUPPE (2013).

Analizando a Figura 7, observa-se que em determinados instantes as amplitudes das correntes nas fases "a", "b" e "c" são diferentes e o somatório vetorial das 3 fases resulta na intensidade e direção do campo resultante. Para a Figura 7(a) a amplitude da fase "b" é a responsável por estabelecer a direção da resultante, pois nesse instante a magnitude é superior as demais fases. De maneira análoga isso acontece para as resultantes nas Figuras 7(b,c). Salienta-se que o módulo do vetor campo magnético se mantém constante, apenas sua direção varia ao longo do tempo, garantindo assim sua característica de campo girante.

Para gerar o fluxo de corrente no rotor, deve haver primeiramente uma corrente no estator. De acordo com a Lei de Faraday, esse fluxo girante no estator induzirá tensão nos enrolamentos do rotor, e, por estarem curto-circuitados (gaiola de esquilo), induzirá também corrente alternada e consequentemente, seu próprio campo magnético. A interação entre os dois campos magnéticos produz uma força rotacional e, descrito pela Lei de Lenz, pode acelerar o rotor. Na figura 8 resume-se esse processo.

Figura 8 - Princípio de Funcionamento MIT



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Caso o rotor atinja a velocidade síncrona a tensão será zero; uma vez que na velocidade síncrona a frequência da tensão induzida sobre este torna-se muito pequena. Assim, a corrente será nula e a força rotacional, torque, deixará de existir. Logo, para gerar-se o torque o rotor precisa estar rodando a uma diferente da velocidade síncrona, pode ser maior ou menor; mas nunca igual. Essa divergência entre as velocidades é denominada escorregamento do motor “s”.

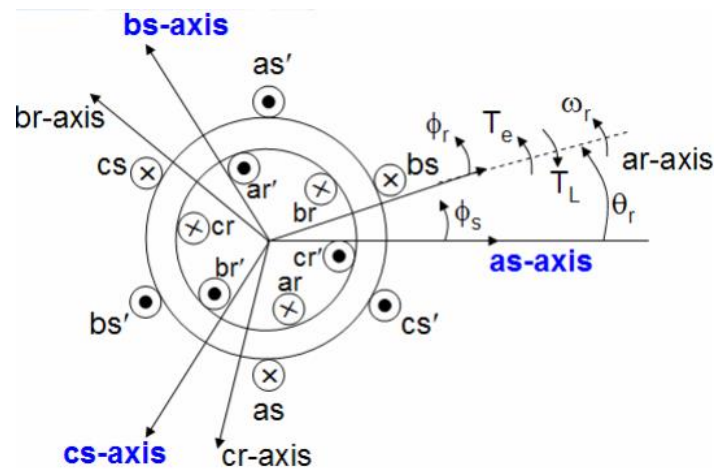
Os motores de indução são conhecidos como motores assíncronos justamente por essa diferença entre a velocidade do rotor w_r e do estator w_s .

$$w_r = w_0(1 - s). \quad (2)$$

2.3 Modelamento Matemático do Motor de Indução Trifásico

O enrolamento de uma máquina de indução trifásica com dois polos e referência abc pode ser expresso na Figura 9.

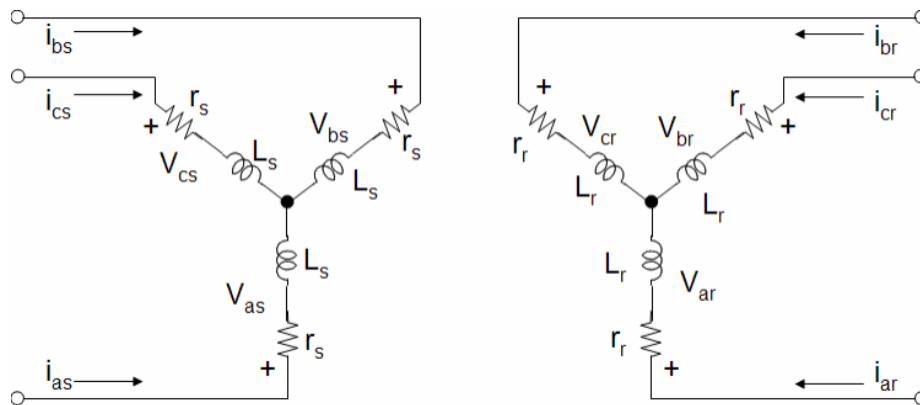
Figura 9 - Eixos de uma Máquina Simétrica Trifásica de 2 Polos



Fonte: adaptado de KRAUSE (2002).

O circuito de uma máquina de indução trifásica com dois polos e referência abc pode ser constituído na Figura 10.

Figura 10 - Circuito Equivalente de uma Máquina Simétrica Trifásica de 2 Polos



Fonte: adaptado de KRAUSE (2002).

Na Figura 10 nota-se um arranjo dos enrolamentos de um MIT com dois polos conectados em Y. Além disso, os enrolamentos do estator são idênticos senoidalmente distribuídos e defasados de 120° . De maneira análoga essa configuração é espelhada no rotor.

No modelo dinâmico, as tensões são apresentadas em (3) e (4):

$$V_{abcs} = r_s i_{abcs} + p \lambda_{abcs}, \quad (3)$$

$$V_{abcr} = r_r i_{abcr} + p \lambda_{abcr}. \quad (4)$$

A denotação dos parâmetros associados ao circuito do estator é “s” e do rotor é “r”. Sendo assim, têm-se:

- V_{abcs} : matriz de tensão no estator;
- V_{abcr} : matriz de tensões no rotor;
- p : derivada no tempo;
- r_s : matriz de resistência no estator;
- r_r : matriz de resistência do rotor;
- i_{abcs} : matriz de corrente no estator;
- i_{abcr} : matriz de corrente no rotor.

Para um sistema magnético linear, o fluxo pode ser definido por (5) (KRAUSE, 2002).

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Para a máquina de indução ou síncrona trifásica as matrizes L_s , L_r , L_{sr} , L_{rs} e L_{sr} são expressas por (6-8) respectivamente (KRAUSE, 2002).

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$L_{sr} = L_{rs} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Em (6)-(8) têm-se:

- L_{ls} : indutância própria dos enrolamentos do estator;
- L_{lr} : indutância própria e mútua dos enrolamentos do rotor;
- L_{ms} : indutância mútua dos enrolamentos do estator;
- L_{mr} : indutância mútua dos enrolamentos do rotor;
- L_{sr} : amplitude de indutância mútua entre os enrolamentos do rotor e os do estator.
- θ_r : ângulo entre o eixo elétrico do rotor e do estator

A energia armazenada no campo de acoplamento pode ser escrita pela equação do torque (9).

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) (i_{abcs})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L'_{sr}] i'_{abcr}. \quad (9)$$

A equação da energia armazenada (9) também pode ser escrita na sua forma íntegra através de (10).

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) L_{ms} \left\{ i_{as} \left(i'_{ar} - \frac{1}{2} i'_{br} - \frac{1}{2} i'_{cr} \right) + i_{bs} \left(i'_{br} - \frac{1}{2} i'_{ar} - \frac{1}{2} i'_{cr} \right) + i_{cs} \left(i'_{cr} - \frac{1}{2} i'_{br} - \frac{1}{2} i'_{ar} \right) \right\} \sin \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} [i_{as} (i'_{br} - i'_{cr}) + i_{bs} (i'_{cr} - i'_{ar}) + i_{cs} (i'_{ar} - i'_{br})] \cos \theta_r. \quad (10)$$

Relacionando a equação (9) com a equação (2), ou seja, torque elétrico e velocidade do rotor é possível representar a equação do torque elétrico com a inércia do eixo do rotor expressa em (11).

$$T_e = J \left(\frac{P}{2}\right) pwr + T_L. \quad (11)$$

Para (11) têm-se:

- T_L : torque proveniente da carga;
- J : inércia do eixo do rotor.

Na análise da máquina de indução é mais prudente transformar as variáveis associadas com os enrolamentos do rotor simétricos para referência arbitrária; uma vez que, em (10) nota-se muitas variáveis o que torna o controle complexo e subjetivo a erros. Em virtude disso, através de um referencial estacionário para o campo girante é possível transformar as variáveis CA para CC, facilitando o controle do MIT.

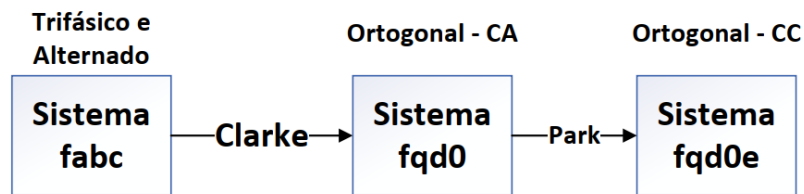
Além disso, as indutâncias das máquinas síncronas e de indução são função da velocidade do rotor, portanto os coeficientes das equações diferenciais, de tensão, que descrevem o comportamento destas máquinas são variantes no tempo (equações 6,7 e 8). Essa transformação resulta na eliminação das mútuas (KOSOW, 2005).

2.4 Transformada de Clarke e Park

As transformadas de Clarke e Park possuem a finalidade de simplificar as operações de sinais trifásicos alternados em sistema de controle. Após a conversão, é garantido sinais contínuos ortogonais menos complexos do que o sistema trifásico e alternado; sem privar-se dos parâmetros de ângulo, amplitude, tensão e frequência.

Isso é possível através da mudança arbitrária de referência do observador, de estacionário para girante (KRAUSE, 2002). Na Figura 11 é ilustrado o processo dessas transformações.

Figura 11 - Transformada de Clarke e Park



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

2.4.1 Transformada de Clarke

Em resumo, a transformada de Clarke pode ser definida como um método para representar um sistema trifásico em componentes bipolares, ou seja, em um sistema ortogonal. Para esse propósito, é necessário deixar o eixo d-q estático sobre o eixo a através dos seguintes equacionamentos:

$$f_{qd0} = K f_{abc} , \quad (12)$$

sendo

$$(f_{qd0})^T = [f_q f_d f_0] , \quad (13)$$

$$(f_{abc})^T = [f_a f_b f_c] , \quad (14)$$

$$K_s = (2/3) \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$w = \frac{d\theta}{dt}. \quad (16)$$

É possível escrever a matriz inversa de K_s da seguinte maneira, sendo θ o ângulo de transformação.

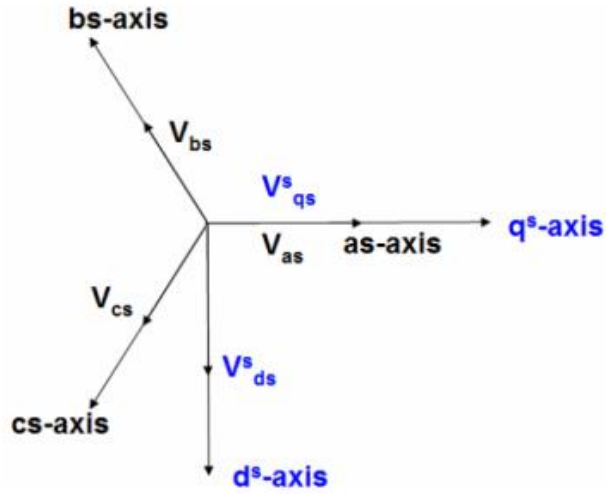
$$(K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

sendo:

- f : tradução para fluxo magnético, corrente, tensão, carga elétrica;
- s : variáveis, parâmetros e transformações associadas com circuitos estacionários;
- w : velocidade da referência.

Na Figura 12 ilustra-se essa transformação dos eixos estacionários para sendo $\theta = 0$ e $w = 0$, sendo assim a referência é fixada sobre o estator. Essa transformação de variável é possível realizar para qualquer tipo de forma de onda. Entretanto, é preferível para um sistema de sequência abc simétrico e equilibrado, sistema senoidal defasados 120° (KRAUSE, 2002). Na Figura 13 é exemplificada essa transformação; os valores são genéricos somente para ilustração do comportamento das formas de ondas da tensão.

Figura 12 - Transformação de eixos estacionários a_s, b_s, c_s para os eixos q_s, d_s



Fonte: adaptado de BOSE (2001).

Tomando a orientação θ para os eixos q_s e d_s vistos na Figura 10 é possível representar as tensões V_q^s e V_d^s em componentes as, bs e cs por meio de (18).

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{0s}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}, \quad (18)$$

sendo:

- V_{qs}^s : tensão estacionária em quadratura do estator;
- V_{ds}^s : tensão estacionária direta do rotor;
- V_{0s}^s : tensão estacionária em componente zero do estator.

Para alinhar o eixo q_s com o “as” é necessário que $\theta = 0$. Assim, é possível desenvolver (19) através de (18).

$$V_{qs}^s = \frac{2}{3} V_{as} - \frac{1}{3} V_{bs} - \frac{1}{3} V_{cs} = V_{as}, \quad (19)$$

$$V_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} V_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cs}, \quad (20)$$

$$V_{0s}^s = \frac{1}{2} V_{as} + \frac{1}{2} V_{bs} + \frac{1}{2} V_{cs} = 0. \quad (21)$$

As equações (19-21) são verdadeiras se e somente se admitir-se um sistema trifásico abc equilibrado e balanceado conforme (22) (KRAUSE, 2002).

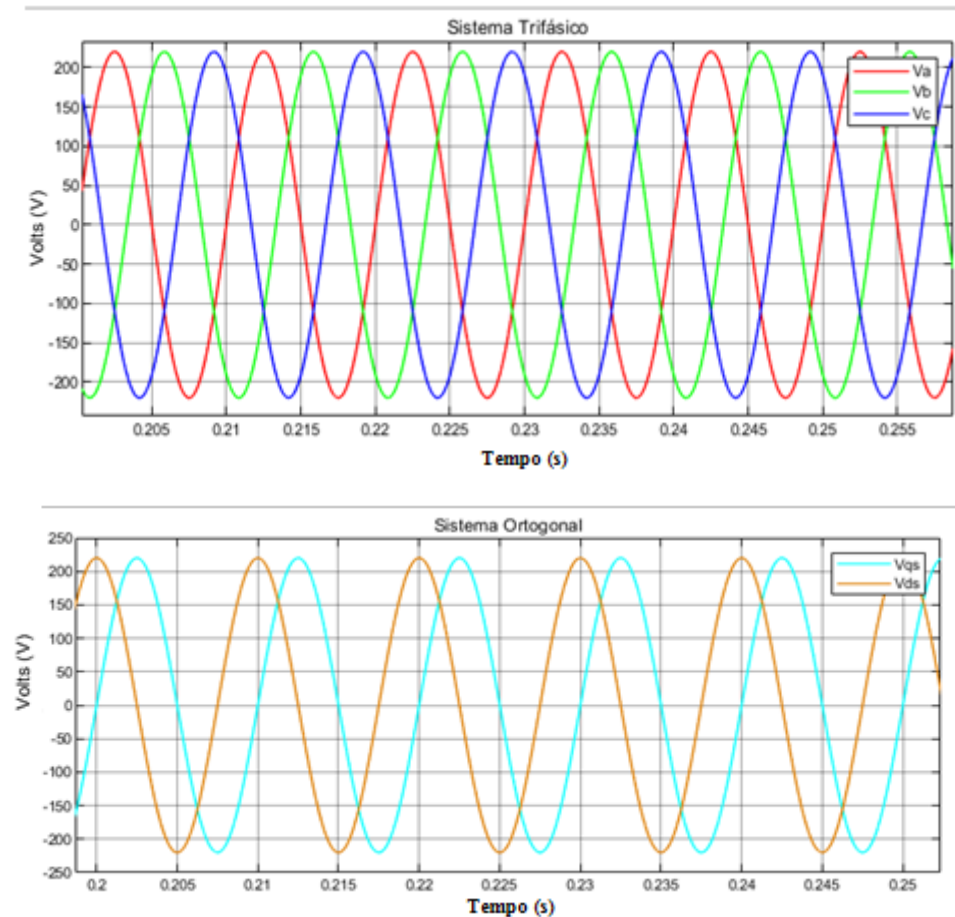
$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t + \phi) \\ \cos(\omega_e t - \frac{2}{3\pi} + \phi) \\ \cos(\omega_e t + \frac{2}{3\pi} + \phi) \end{bmatrix}, \quad (22)$$

sendo:

- ω_e : velocidade síncrona girante;
- V_m : tensão média do sinal;
- ϕ : fase do sinal e constante.

Na Figura 13 é possível observar a transformação de Clarke em uma forma de onda genérica com valores arbitrários.

Figura 13 - Transformação de Clarke



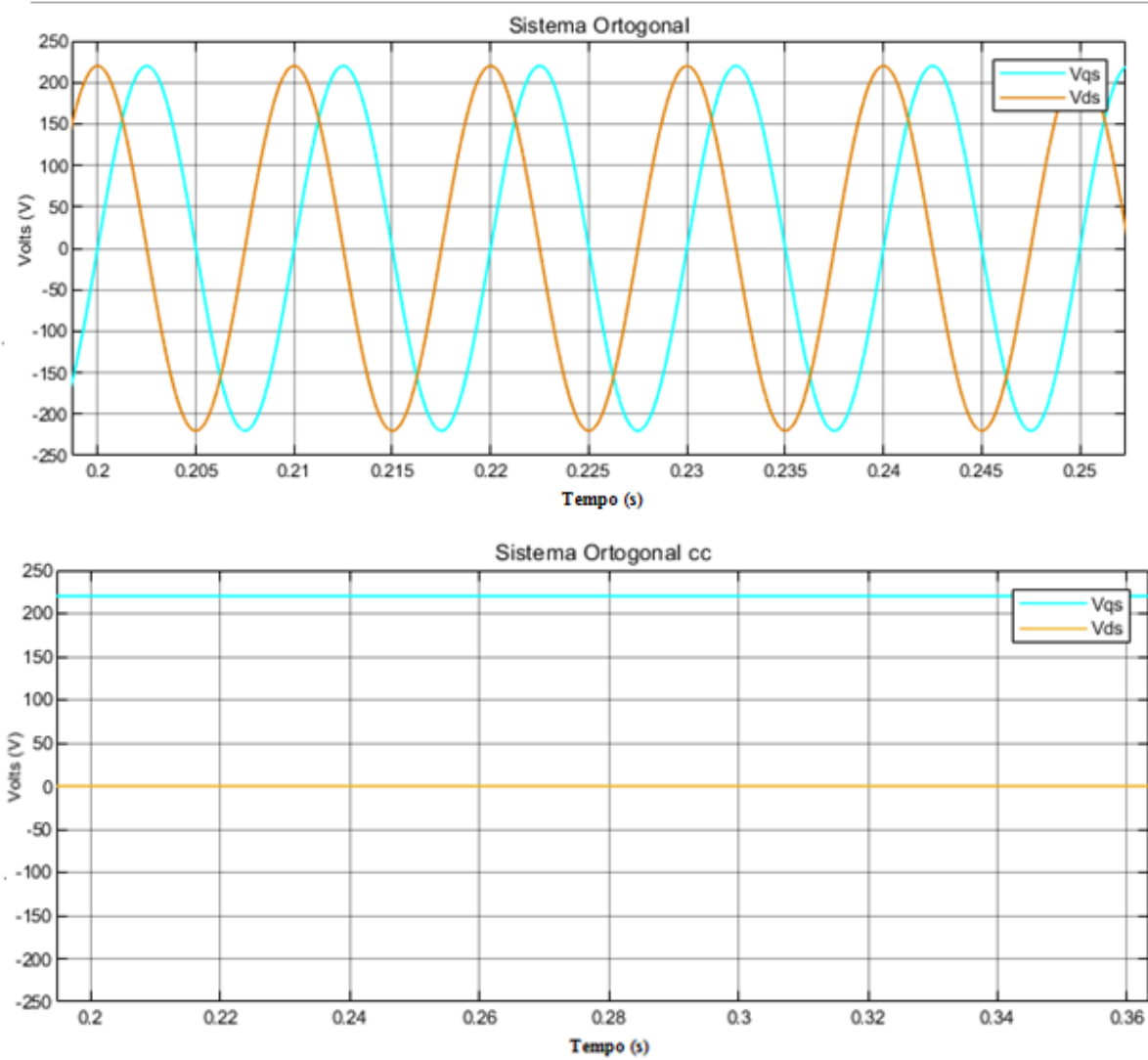
Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

2.4.2 Transformada de Park

Como observado na secção 2.4.1, com a transformada de Clarke é possível torna-se um sistema trifásico simétrico e equilibrado em um sistema ortogonal.

girantes q^e d^e com os eixos estagnados. (BOSE, 2001). Na Figura 15, é ilustrada essa transformação do eixo ortogonal alternado para contínuo.

Figura 15 - Transformação de Park



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Com (23-24) e com a velocidade do rotor sendo w_r , é possível reescrever as equações das tensões da seguinte maneira:

$$V_{qs}^e = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + w_e \Psi_{ds}, \quad (25)$$

$$V_{ds}^e = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - w_e \Psi_{qs}, \quad (26)$$

$$V_{qr}^e = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (w_e - w_r) \Psi_{dr}, \quad (27)$$

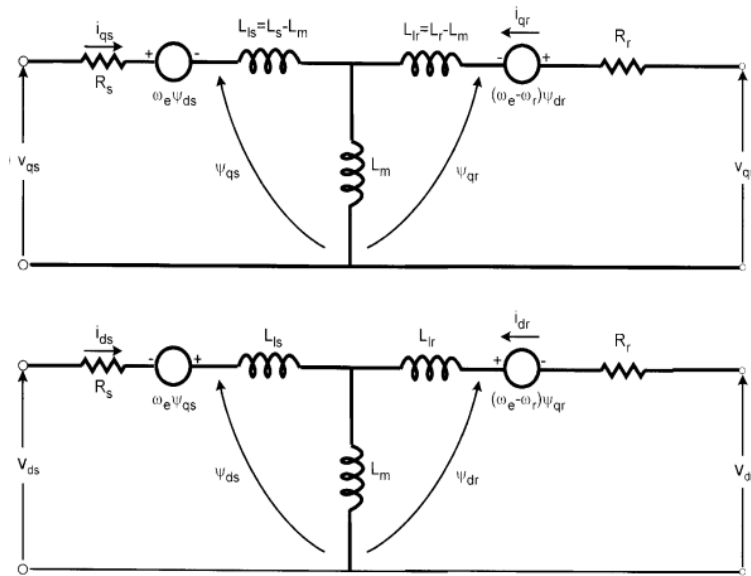
$$V_{dr}^e = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (w_e - w_r) \Psi_{qr}, \quad (28)$$

sendo:

- Ψ_{qs} : fluxo concatenado em quadratura do estator;
- Ψ_{ds} : fluxo concatenado direto do estator;
- Ψ_{qr} : fluxo concatenado em quadratura do rotor;
- Ψ_{dr} : fluxo concatenado direto do rotor.

Com (25-28), é possível reescrever o circuito equivalente conforme ilustrado na Figura 16.

Figura 16 - Circuito Dinâmico $d^e - q^e$ Equivalente



Fonte: (BOSE, 2001).

As tensões no rotor de um motor de indução trifásico gaiola de esquilo assumem valor nulo, assim as tensões de quadratura e direta na velocidade síncrona girante são iguais a zero $V_{qdr}^e = 0$.

Com isso, pode-se reescrever a equação do torque (10) através de (29):

$$T_e = \frac{3}{4} (\Psi_{ds}^s i_{qs}^s - \Psi_{qs}^s i_{ds}^s), \quad (29)$$

sendo:

- i_{qs}^s : corrente estacionária em quadratura do estator;
- i_{ds}^s : corrente estacionária direta do estator;

2.4.3 Matriz de Transformação para a referência síncrona girante

Uma maneira de realizar a transformação f_{abc} para f_{dq0} na referência síncrona girante é utilizando a matriz de transformação conforme (30).

$$f_{dq0} = K_r(\beta_e) f_{abc}, \quad (30)$$

$$K_r(\beta_e) = \begin{bmatrix} \cos(\beta_e) & \cos\left(\beta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\beta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\beta_e) & \sin\left(\beta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\beta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (31)$$

É possível realizar transformação inversa da seguinte forma:

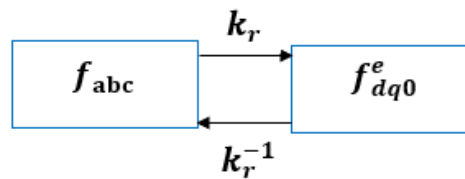
$$f_{abc} = [K_r(\beta_e)]^{-1} f_{dq0}, \quad (32)$$

$$[K_r(\beta_e)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\beta_e) & \sin(\beta_e) & 1 \\ \cos\left(\beta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\beta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\beta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\beta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}, \quad (33)$$

$$\beta_e = \theta - \theta_e. \quad (34)$$

De maneira sucinta é possível ilustrar esse procedimento de acordo com a Figura 17.

Figura 17 - Transformação para Referência Síncrona Girante



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

2.5 Modelo matemático adotando o SIMULINK

O *software* SIMULINK é uma ferramenta de simulação integrada no *software* MATLAB, o qual permite modelar, simular e analisar sistemas dinâmicos. Em virtude disso, uma vasta variedade de sistemas pode ser empregados e simulados. Sistemas de controle, sistema logísticos, sistema de processamento, sistemas dinâmicos, sistemas contínuos e discretos no tempo, entre outros.

O SIMULINK utiliza uma interface gráfica. Os modelos são criados em diagramas de blocos; diferente MATLAB que usa linha de comandos. Essas duas ferramentas podem se comunicar entre si e facilitar nos equacionamentos matemáticos.

Sendo assim é possível expressar o circuito da Figura 16, com alguns ajustes nos equacionamentos, no programa SIMULINK. (35-46), desenvolvidas por (BURAK, 2009), são essenciais para o início da parametrização.

$$\frac{dF_{qs}}{dt} = w_b \left[V_{qs} - \frac{w_e}{w_b} F_{ds} + \frac{R_s}{X_{ls}} \left(\frac{X^*_{ml}}{X_{lr}} F_{qr} + \left(\frac{X^*_{ml}}{X_{ls}} - 1 \right) F_{qs} \right) \right], \quad (35)$$

$$\frac{dF_{ds}}{dt} = w_b \left[V_{ds} - \frac{w_e}{w_b} F_{qs} + \frac{R_s}{X_{ls}} \left(\frac{X^*_{ml}}{X_{lr}} F_{dr} + \left(\frac{X^*_{ml}}{X_{ls}} - 1 \right) F_{ds} \right) \right], \quad (36)$$

$$\frac{dF_{qr}}{dt} = w_b \left[-\frac{(w_e - w_r)}{w_b} F_{dr} + \frac{R_r}{X_{lr}} \left(\frac{X^*_{ml}}{X_{lr}} F_{qs} + \left(\frac{X^*_{ml}}{X_{lr}} - 1 \right) F_{qr} \right) \right], \quad (37)$$

$$\frac{dF_{dr}}{dt} = w_b \left[\frac{(w_e - w_r)}{w_b} F_{qr} + \frac{R_r}{X_{lr}} \left(\frac{X^*_{ml}}{X_{lr}} F_{ds} + \left(\frac{X^*_{ml}}{X_{lr}} - 1 \right) F_{dr} \right) \right], \quad (38)$$

$$F_{mq} = X^*_{ml} \left[\frac{F_{qs}}{X_{ls}} + \frac{F_{qr}}{X_{lr}} \right], \quad (39)$$

$$F_{md} = X^*_{ml} \left[\frac{F_{ds}}{X_{ls}} + \frac{F_{dr}}{X_{lr}} \right], \quad (40)$$

$$i_{qs} = \frac{1}{X_{ls}} (F_{qs} - F_{mq}), \quad (41)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{X_{ls}} (F_{ds} - F_{md}), \quad (42)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{X_{lr}} (F_{qr} - F_{mq}), \quad (43)$$

$$T_e = \frac{3P}{4w_b} (F_{ds} i_{qs} - F_{qs} i_{ds}), \quad (44)$$

$$T_e - T_l = J \left(\frac{P}{2} \right) \frac{dw_r}{dt}, \quad (45)$$

$$\frac{1}{X^*_{ml}} = \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X_{lr}} + \frac{1}{X_m}. \quad (46)$$

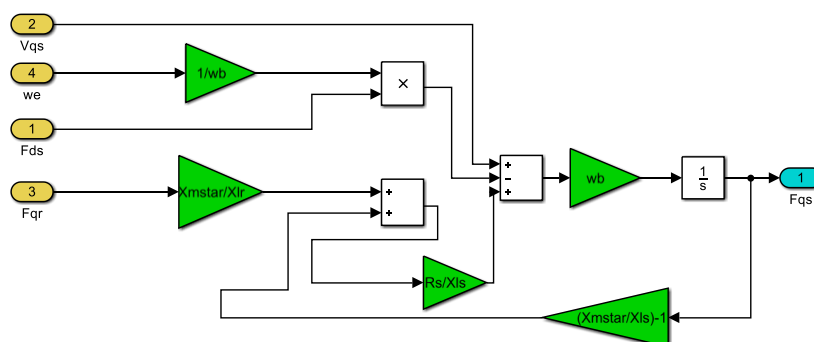
Fazendo um ajuste têm-se:

- w_b : frequência da máquina;
- X_{ls} : impedância do estator;
- X_{lr} : impedância do rotor;
- X^*_{ml} : impedância mútua.

Utilizando o diagrama de bloco do SIMULINK é possível implementar (35) descrita por Burak. Na Figura 18, é demonstrada essa aplicação.

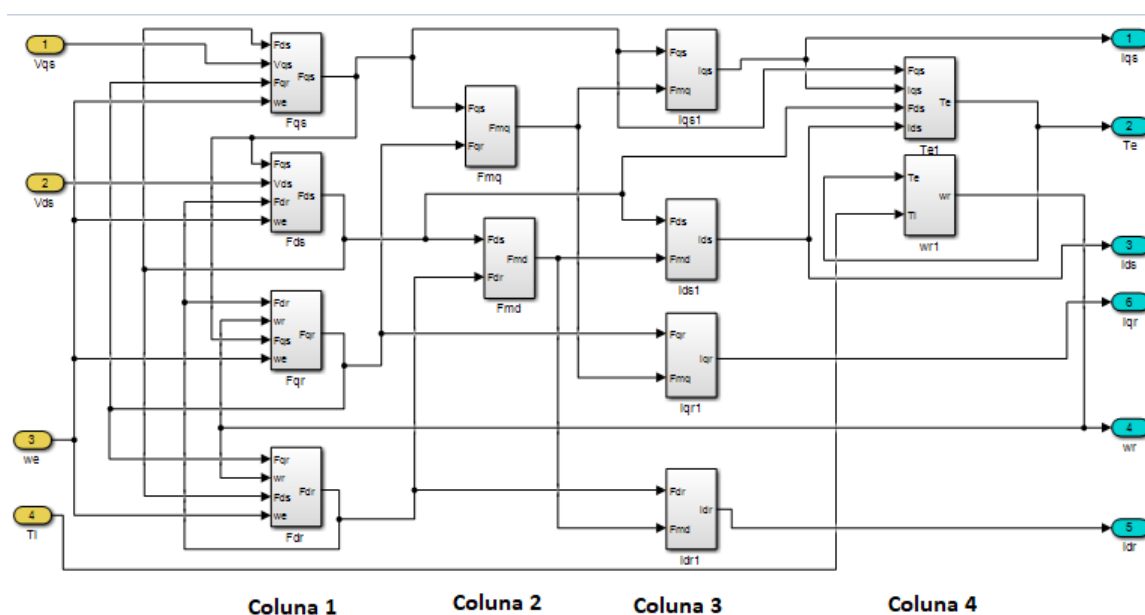
Para aplicação no SIMULINK, com adaptações feitas por Burack (2009) com base no Krause (KRAUSE, 2002) é possível a implementação matemática do modelo dinâmico da máquina de indução. Na Figura 18 é ilustrada essa aplicação.

Figura 18 - Implementação da (35) no SIMULINK



Fonte: Elaborado pelo autor no SIMULINK com base em BURAK (2009).

Figura 19 - Modelo dinâmico da Máquina de Indução



Fonte: Elaborado pelo autor no SIMULINK com base no BURAK (2009).

É possível observar na Figura 19 as colunas dos blocos; sendo assim têm-se (BURACK, 2009):

- Coluna 1: (35-38) representadas em bloco;
- Coluna 2: (39-40) representadas em bloco;
- Coluna 3: (41-44) representadas em bloco;
- Coluna 4: (45-46) representadas em bloco.

O modelo dinâmico representado na Figura 19 apresenta as tensões V_{qs} e V_{ds} de entrada. Porém, como já dito esse motor deve ter as tensões V_{abc} como referência. Em consequência disso, utiliza-se (19-20) como auxílio para realizar a conversão para a tensão de referência. Isso só é possível de ser feito, através de um vetor unitário $((\cos(\theta_e), \sin(\theta_e)))$.

Com isso, têm-se:

$$V_{qs} = V_{an} \cos(\theta_e) + \frac{1}{\sqrt{3}} (V_{bn} - V_{cn}) \sin(\theta_e), \quad (47)$$

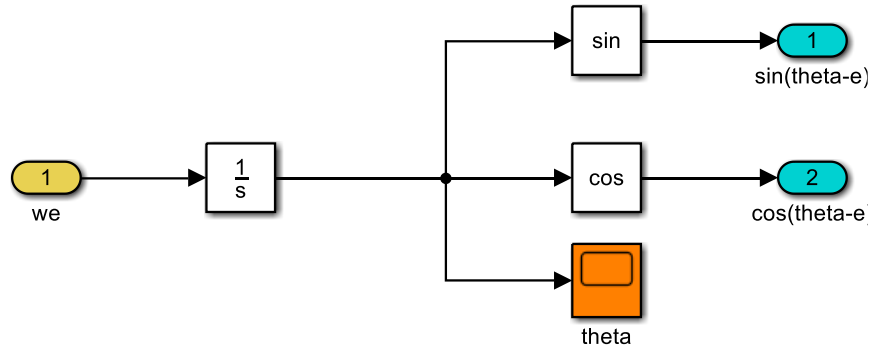
$$V_{ds} = V_{an} \sin(\theta_e) - \frac{1}{\sqrt{3}} (V_{bn} - V_{cn}) \cos(\theta_e). \quad (48)$$

Para obter o vetor unitário é necessário realizar a seguinte operação:

$$\theta_e = \int w_e dt. \quad (49)$$

Na Figura 20, é demonstrado essa aplicação através do diagrama de bloco.

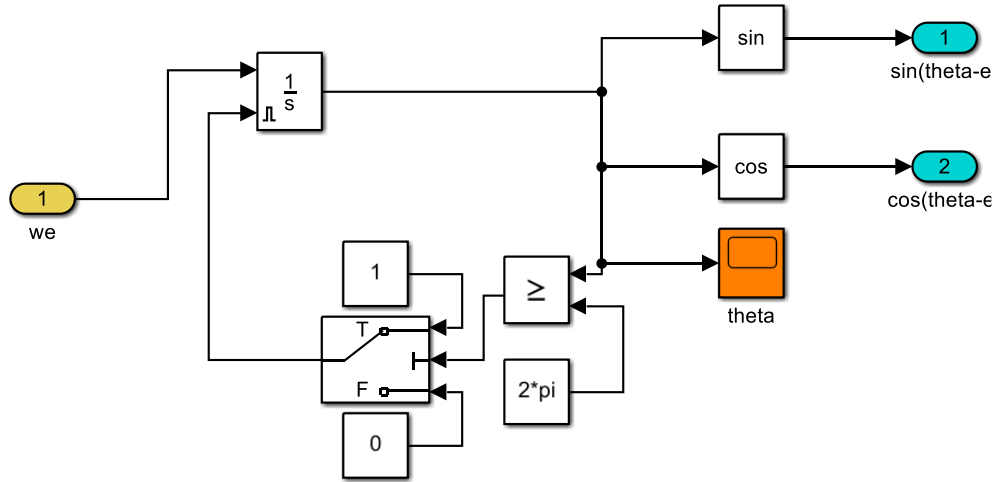
Figura 20 - Diagrama de Bloco da Equação 49



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

É importante ressaltar que o resultado da integral deve estar sempre entre 0 e 2π . Sendo assim é necessário fazer algumas modificações no diagrama de bloco. Na Figura 21, é ilustrado o procedimento de resetar o valor da integral quando o ângulo atingir 2π .

Figura 21 - Diagrama de bloco da Equação 49 com Modificações



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Para os sinais de saída i_{qs} e i_{ds} é necessário também realizar a transformação de maneira análoga aos sinais de entrada. Sendo assim, têm-se:

$$i_{qs}^s = i_{qs} \cos(\theta_e) + i_{ds} \sin(\theta_e), \quad (50)$$

$$i_{ds}^s = -i_{qs} \sin(\theta_e) + i_{ds} \cos(\theta_e). \quad (51)$$

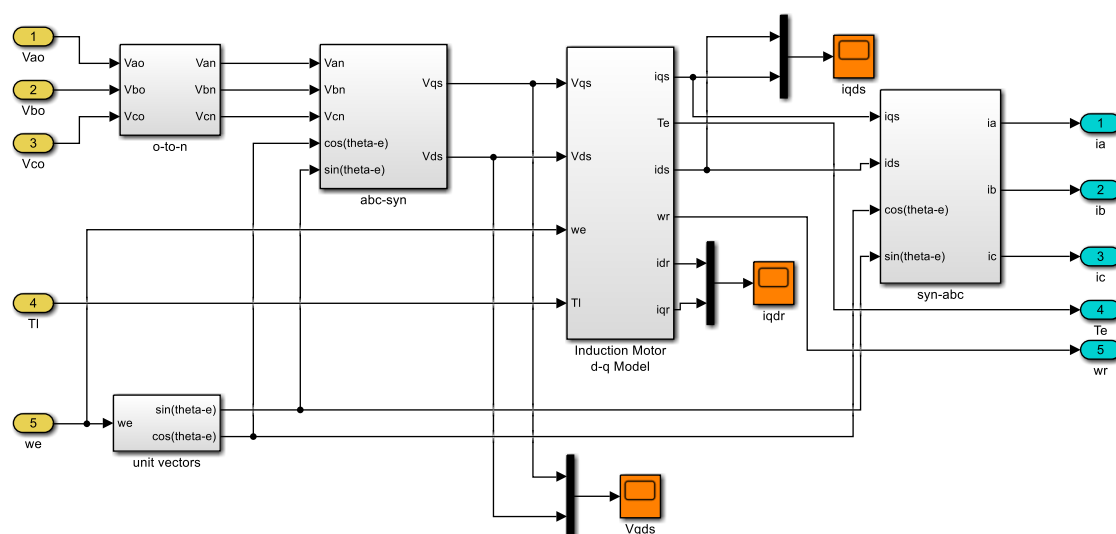
$$\begin{bmatrix} ia \\ ib \\ ic \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \end{bmatrix}. \quad (52)$$

Outro ajuste a ser realizado para as simulações é assumir o sistema com neutro isolado. Em virtude disso, têm-se:

$$\begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vao \\ Vbo \\ Vco \end{bmatrix}. \quad (53)$$

Através destas equações e dos ajustes realizados é factível a implementação total da máquina de indução trifásica no SIMULINK. Na Figura 22 é ilustrada essa implementação.

Figura 22 - Diagrama de Blocos do Modelo da Máquina de Indução Trifásica no SIMULINK



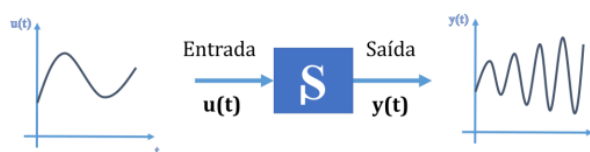
Fonte: Elaborado pelo autor no SIMULINK com base no BURAK (2009).

O diagrama de blocos representado na Figura 22 foi empregado em todas as simulações nas quais ele se encontra integrado como um componente identificado pelo nome "MIT". Portanto, torna-se essencial realizar as devidas parametrizações a fim de permitir a incorporação do motor no *software* e viabilizar a condução de operações e simulações como se houvesse uma máquina física à disposição.

3 O CONTROLE DE TORQUE E VELOCIDADE PARA O MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Sistema é qualquer coisa que interage com o meio ambiente, recebendo deste informações ou ações chamadas entradas ou excitações e reagindo sobre ele dando uma resposta ou saída (OGATA, 2002). Isto está sintetizado na figura 23.

Figura 23 - Definição de Sistema

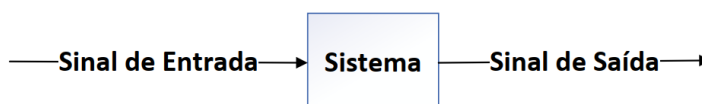


Fonte: adaptado de OGATA (2002).

O controle efetivo de sistemas requer que os sistemas sejam compreendidos e modelados. Além disso, a engenharia de controle deve considerar muitas vezes o controle de sistemas mal conhecidos. O controle de um sistema baseia-se em medir uma variável de interesse do sistema e, a partir desta leitura, atuar sobre o mesmo de forma a conduzir o valor medido até um certo valor desejado (OGATA, 2002). O controle pode ser feito através de um sistema de malha aberta ou malha fechada.

O controle em malha aberta consiste em aplicar um sinal de controle pré-determinado, esperando-se que ao final de um determinado tempo a variável controlada atinja um determinado valor ou apresente um determinado comportamento. Neste tipo de sistema de controle não são utilizadas informações sobre evolução do processo para a determinar o sinal de controle a ser aplicado em um determinado instante. Ou seja, não há retroalimentação. Esse processo é possível ser observado na Figura 24.

Figura 24 - Sistema de Malha Aberta



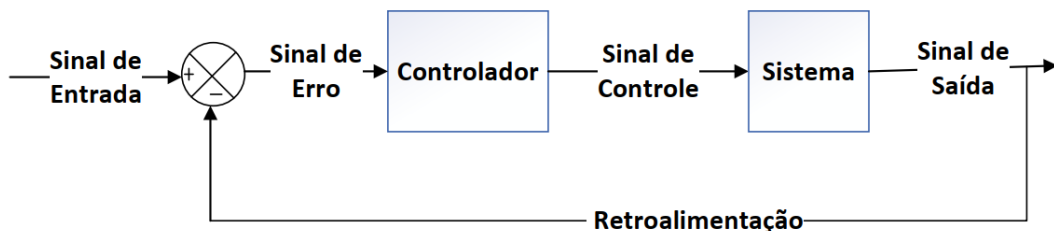
Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Para o sistema de malha fechada, entretanto, as informações sobre como a saída de controle está evoluindo são utilizadas para determinar o sinal de controle que deve ser aplicado ao processo em um instante específico. Isto é feito a partir de uma

realimentação da saída para a entrada. Em geral, a fim de tornar o sistema mais preciso e de fazer com que ele reaja a perturbações externas, o sinal de saída é comparado com um sinal de referência e o desvio (erro) entre estes dois sinais é utilizado para determinar o sinal de controle que deve efetivamente ser aplicado ao processo.

Assim, o sinal de controle é determinado de forma a corrigir este desvio entre a saída e o sinal de referência. O dispositivo que utiliza o sinal de erro para determinar ou calcular o sinal de controle a ser aplicado à planta é chamado de controlador ou compensador. Esse processo é possível ser observado na Figura 25.

Figura 25 - Sistema de Malha Fechada



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Aplicando essas definições para o controle do torque e da velocidade no MIT, tanto de malha aberta quanto de malha fechada, têm-se o controle escalar e o controle vetorial respectivamente.

3.1 O Controlador Proporcional (P)

O controle é realizado com base no erro medido, ou seja, diferença entre o valor desejado e o valor medido da variável desejável. (54) ilustra esse controle.

$$e(t) = y_{ref} - y(t). \quad (54)$$

Para promover a estabilidade do sistema, uma vez que, sinal gerado é proporcional têm-se o seguinte sinal de entrada:

$$u(t) = K_p e(t), \quad (55)$$

sendo:

- K_p : ganho do proporcional

É importante ressaltar que na presença de perturbações, não é possível obter erro de regime permanente nulo, além de que, para altos valores de K_p , o sistema pode se tornar instável, em especial se a frequência do controlador digital não for alta.

3.2 O Controlador Integral (I)

A expressão matemática para o controle integral é dada por (56).

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dx, \quad (56)$$

sendo:

- K_i : ganho do integrador.

Por meio de (56), é possível observar que o sistema fique mais lento, pois a resposta dependerá da acumulação do sinal de erro na entrada. Mas isso pode levar a um erro em regime permanente nulo, pois não é necessário um sinal de entrada para haver saída no controlador e nem acionamento do atuador, após o período transitório.

3.3 O Controlador Derivativo (D)

A expressão matemática para o controle integral é dada por (57):

$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (57)$$

sendo:

- K_d : ganho do derivador.

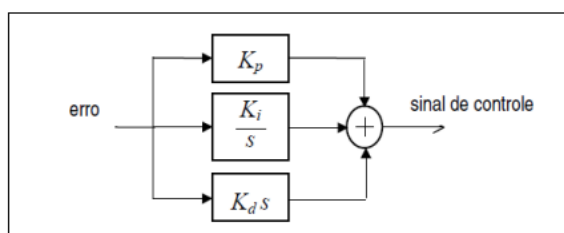
A vantagem deste termo no controle é a velocidade de resposta, que se deve à imediata reação do diferenciador. Entretanto, é muito suscetível a ruídos de alta frequência, o que pode levar a distúrbios durante o processo de controle.

3.4 O Controlador PID

Graças a simplicidade de aplicação, o controlador PID é aplicável na maioria dos sistemas de controle; são utilizados mais da metade dos controladores industriais. O Controle PID é gerado através das combinações dos controladores proporcional, integral e derivativo.

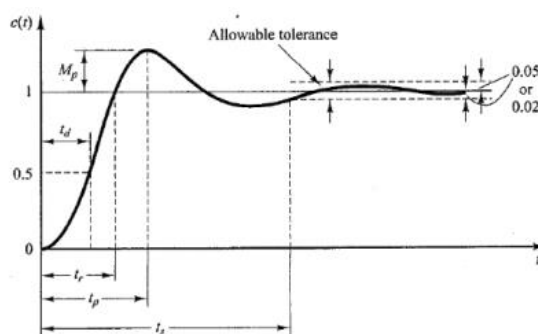
Assim, é possível que o sinal de controle resultante tenha valores diferentes de zero mesmo quando o sinal de erro atual é zero; elevar ou diminuir o valor do sinal de entrada de forma a reduzir a diferença entre os valores de saída e de referência, levando-a a tender a zero e resposta rápida ao sinal de entrada (OGATA, 2002). Na Figura 26, é ilustrada essa combinação e, na Figura 27 é ilustrada a resposta do controlador PID a um degrau.

Figura 26 - Controlador PID



Fonte: adaptado de OGATA (2002).

Figura 27 - Resposta do Controlador PID a um Sinal de Entrada Degrau



Fonte: Adaptada de OGATA (2002).

Existem outros tipos de abordagens para controladores como lógica fuzzy, o controle adaptativo de referência do modelo (MRAC), o controle de modo deslizante (SMC) e outras filosofias. Entretanto, como não foram utilizadas neste trabalho não será detalhado sua metodologia, definições e aplicações.

3.5 Controle Escalar

O controle escalar é um tipo de sistema de controle amplamente utilizado em diversas aplicações para regular um único parâmetro, como temperatura, pressão ou velocidade. Bose (2002), em seu trabalho sobre "Engenharia de Controle: Uma Abordagem Moderna", destaca a importância de o controle escalar como um componente fundamental da engenharia de controle. Mesmo que apresente simplicidade, baixo custo e operação confiável sendo fácil sua implementação e requer recursos mínimos de hardware e *software*. Entretanto, as dinâmicas do sistema devem ser bem compreendidas e previsíveis. Em virtude disso, está perdendo espaço para o controle vetorial, devido ao seu alto desempenho deste modelo.

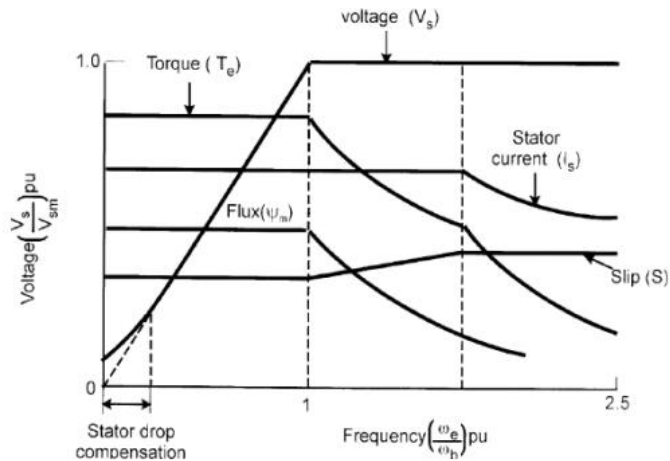
O controle escalar, também chamado de *volts/Hz*, de malha aberta é amplamente utilizado em aplicações de ajuste de velocidade, ou seja, frequência ajustável, em motores de indução trifásicos (MITs). No entanto, é necessário que a

tensão seja proporcional à frequência para manter o fluxo constante no estator, considerando a resistência do estator nula $R_s = 0$. Assim, ao elevar ao quadrado, (25-26) o fluxo e a frequência podem se relacionar conforme (58) (BOSE, 2001).

$$\Psi_s = \frac{V_s}{\omega_e}. \quad (58)$$

Isso pode ser visualizado na figura torna-se mais explícita, $\Psi_s = V_s/\omega_e$, conforme demonstrado na Figura 28. É importante ressaltar que na prática não é possível considerar a resistência do estator nula, em virtude disso há um prejuízo no torque.

Figura 28 - Característica do Motor de Indução



Fonte: (BOSE, 2001).

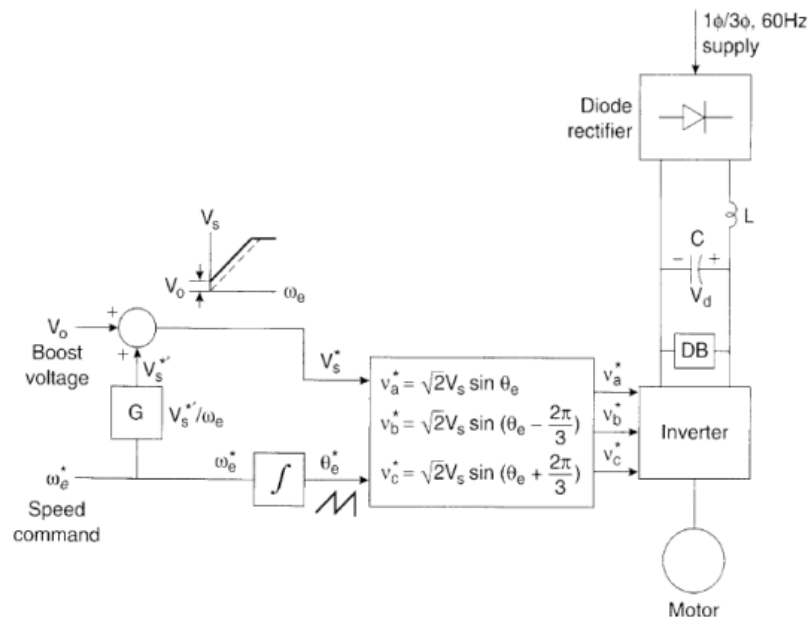
Esse tipo de controle pode ser construído através do diagrama de blocos da figura 29. O circuito elétrico consiste em um retificador a diodos de um sinal mono ou trifásico CA, um filtro LC, e um inversor de tensão à PWM. Nas aplicações com inversor alimentado por tensão, o sistema de controle *volts/Hz* funciona ajustando a tensão e a frequência de saída do inversor. A tensão de saída do inversor é controlada variando a amplitude da forma de onda de modulação por largura de pulso (PWM) que é aplicada aos interruptores do inversor. A frequência de saída é administrada variando a frequência de comutação da forma de onda PWM. A relação *volts/Hz* é proporcional ao fluxo magnético no motor e é necessária para manter uma saída de torque constante do motor; assim é determinada pelas características do motor e geralmente é definida pelo usuário ou determinada pelos requisitos da aplicação.

O sistema de controle *volts/Hz* no modo de malha aberta opera sem feedback do motor, o que significa que ele não mede diretamente a velocidade do motor, ω_r . Em vez disso, ele assume que a velocidade do motor é diretamente proporcional à

frequência, ω_e , da tensão aplicada ao motor. Essa suposição é válida apenas para aplicações em que a carga do motor é constante e o motor não está sujeito a variações significativas na carga.

O fluxo na máquina é mantido constante através do ganho G , que gera a Tensão de Fase V_s diretamente do comando de frequência. Em baixas frequências, a resistência do estator tende a enfraquecer o fluxo, devido à maior absorção de tensão sobre o estator (Stator Drop). Por isso, é adicionada a Tensão de “Boost” V_0 , idealmente apenas em baixas rotações, para manter o fluxo e, conseqüentemente, o torque total em baixas velocidades. O sinal ω_e^* é integrado para gerar o sinal de ângulo θ_e^* , que produz as respectivas senoidais de um sistema abc, de acordo com Bose (2001).

Figura 29 - Controle *volts/Hz* em Malha Aberta

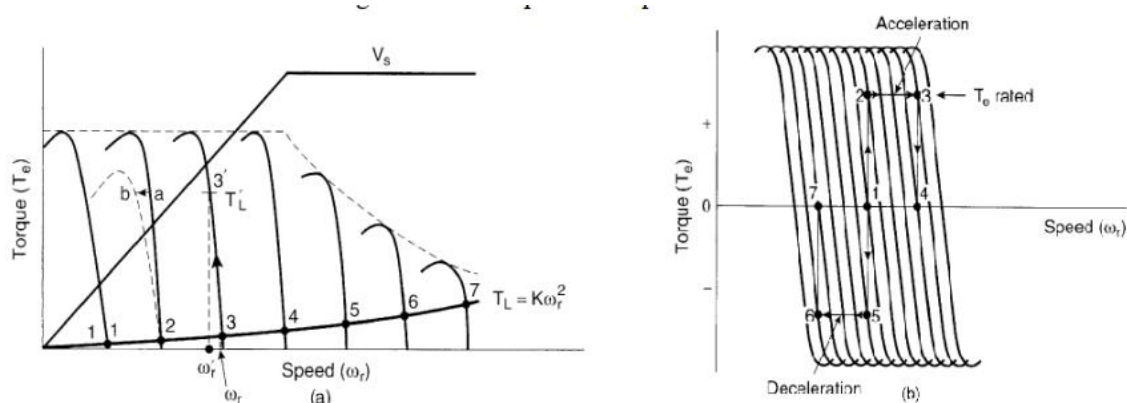


Fonte: (BOSE, 2001).

O gráfico Torque/Velocidade da Figura 30a ilustra o desempenho de uma carga T_l . Considerando o ponto inicial de operação como 3, se o torque da carga for aumentado em T_l com o mesmo comando de frequência, a velocidade diminuirá de ω_r para ω_r' . Reduzindo a tensão, e por conseqüência, o comando de frequência para o ponto de operação 2, a velocidade diminuirá significativamente. Esse princípio pode ser utilizado para acelerar ou desacelerar a máquina. Na Figura 30b, é representado o momento de inércia do eixo para uma máquina de dois polos em que o torque elétrico positivo constante e abrupto (mas limitado) causa uma mudança no comando de frequência e, conseqüentemente, a aceleração da máquina até a velocidade

desejada, em que o torque elétrico se torna zero abruptamente. Analogamente é possível desacelerar, entretanto com torque negativo (BOSE, 2001).

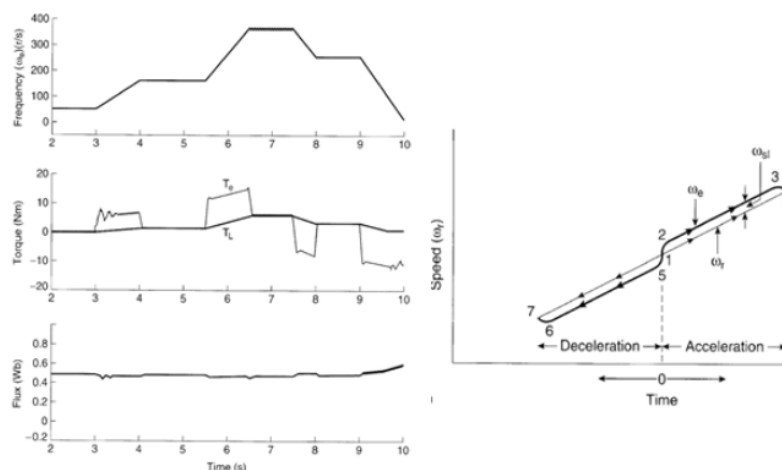
Figura 30 - Representação Torque - Velocidade



Fonte: Modificado de BOSE (2001).

Quando há torque de carga presente na máquina, o rotor não pode operar em sincronismo com a frequência do estator assim, é necessário manter o escorregamento. Para gerar torques acelerantes e desacelerantes, o sistema deve ajustar a frequência síncrona, w_e de acordo com a necessidade, o que está associado às tensões de referência geradas no controle *volts/Hz*. Na Figura 3, é mostrado de forma temporal o efeito da variação de w_e sobre o MIT, ilustrando os momentos de aceleração, torque elétrico é maior do que o torque de carga, e de desaceleração, torque elétrico é menor do que o torque de carga (BOSE, 2001).

Figura 31 - Aplicação de w_e sobre o Motor de Indução Trifásico

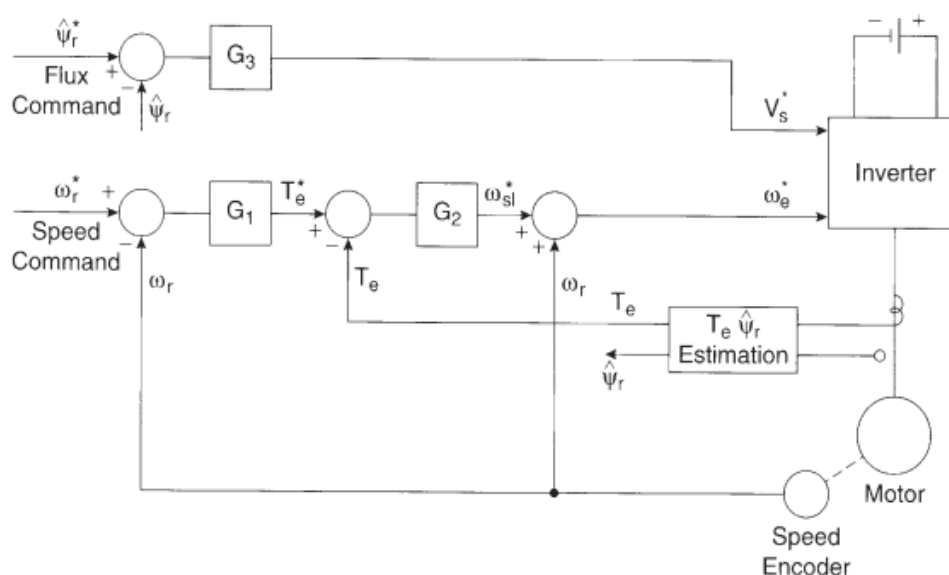


Fonte: (BOSE, 2001).

Uma forma de aprimorar o controle de volts/Hz em malha aberta é por meio do uso do controle em malha fechada, como mostrado na Figura 32. Esse tipo de controle pode corrigir variações no fluxo do rotor, evitando variações sistemáticas na

velocidade e no torque, que podem ser causadas pelo efeito do estator em baixas rotações. Outrossim, o controle em malha fechada gera um sinal de erro adicional ao sinal de velocidade medida por sensores no rotor, conhecido como erro de escorregamento w_{sl} . Esse erro é usado pelos controladores PI como referência para a velocidade e o torque desejados pelo usuário. Para obter os sinais de realimentação necessários, são usados modelos matemáticos que consideram os sinais de tensão e corrente medidos (BOSE, 2001).

Figura 32 - Controle Escalar de Malha Fechada



Fonte: (BOSE, 2001).

3.6 Controle Vetorial

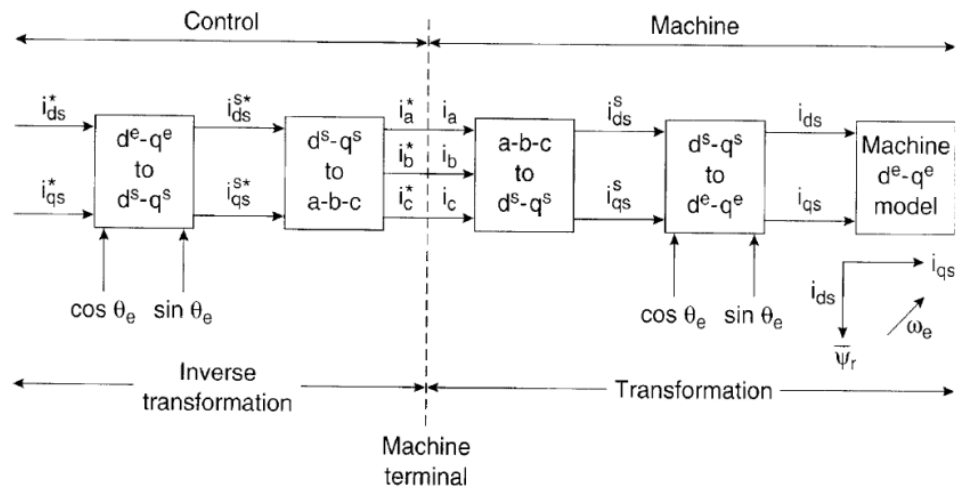
As técnicas de controle vetorial para máquinas de indução são mais eficientes em comparação ao método de controle escalar V/F (tensão/frequência), pois apresentam desempenho superior tanto em condições de regime permanente quanto durante transições; além de não apresentarem efeito de acoplamento (torque e fluxo não são funções das tensões). Isso é alcançado por meio do controle independente do torque e do fluxo (BARBI, 1985).

A técnica de controle vetorial, também denominada controle por orientação de campo, foi proposta por Blaschke em 1972. Basicamente, ela envolve o controle dos vetores que representam as correntes do estator da máquina.

Adotando-se o mesmo princípio de controle das máquinas CC com excitação separada, o controle vetorial é capaz de operar com o vetor ortogonal desacoplado entre fluxo e torque.

A representação do modelo da máquina na referência síncrona girante, Figura 33, permite expressar os princípios fundamentais do controle vetorial. Nessa representação o inversor (sistema de potência) é omitido porque considera-se o sistema unitário, assim as correntes de excitação da máquina são diretamente correspondentes às do controlador.

Figura 33 - Princípios fundamentais do Controle Vetorial



Fonte: (BOSE, 2001).

Conforme mostrado no Capítulo 2.5 as correntes i_{abc} são transformadas como ilustra a parte direita da figura. Para que as correntes de controle i_{ds}^* e i_{qs}^* correspondam às correntes da máquina i_{ds} e i_{qs} , respectivamente, o controle requer duas etapas de transformação inversa. Outrossim, o vetor unitário é utilizado para garantir o alinhamento correto entre a corrente i_{ds} e o vetor de fluxo $\bar{\Psi}_r$, assegurando assim a perpendicularidade de i_q . (BOSE, 2001).

Existem variações nos métodos de controle vetorial, que se distinguem principalmente pela maneira como o vetor unitário e o vetor fluxo são calculados. Trivialmente, o cálculo do vetor unitário pode ser feito de duas formas: direta, utilizando o *feedback*, e indireta, utilizando o *feedforward*. Além disso, o cálculo pode ser realizado com base na medição de tensão ou corrente.

3.6.1 Modelo de Tensão

Uma das técnicas utilizada para calcular o fluxo no rotor de uma máquina é a instalação de sensores de tensão e corrente nos seus terminais; o fluxo e outras variáveis elétricas são estimadas por meio de procedimento digital. Bose (2001) expressa matematicamente esse equacionamento para um sistema neutro isolado.

$$i_{qs}^s = i_a, \quad (59)$$

$$i_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} (i_a + 2i_b), \quad (60)$$

$$V_{qs}^s = -\frac{1}{3} (V_{ab} + V_{ac}), \quad (61)$$

$$V_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} V_{bc}, \quad (62)$$

$$\Psi_{ds}^s = \int (V_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt, \quad (63)$$

$$\Psi_{qs}^s = \int (V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt, \quad (64)$$

$$\hat{\Psi}_s = \sqrt{\Psi_{ds}^{s^2} + \Psi_{qs}^{s^2}}, \quad (65)$$

$$\Psi_{qs}^s = \int (V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt, \quad (66)$$

$$\Psi_{dm}^s = \Psi_{ds}^s - L_{ls} i_{ds}^s = L_m (i_{ds}^s + i_{dr}^s), \quad (67)$$

$$\Psi_{qm}^s = \Psi_{qs}^s - L_{ls} i_{qs}^s = L_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s), \quad (68)$$

$$\Psi_{dr}^s = L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s, \quad (69)$$

$$\Psi_{qr}^s = L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s, \quad (70)$$

sendo:

- $\hat{\Psi}_s$: fluxo concatenado no estator.

Por meio da eliminação das correntes do rotor e com o auxílio de (55)-(56), têm-se:

$$\Psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{dm}^s - L_{lr} i_{dm}^s, \quad (71)$$

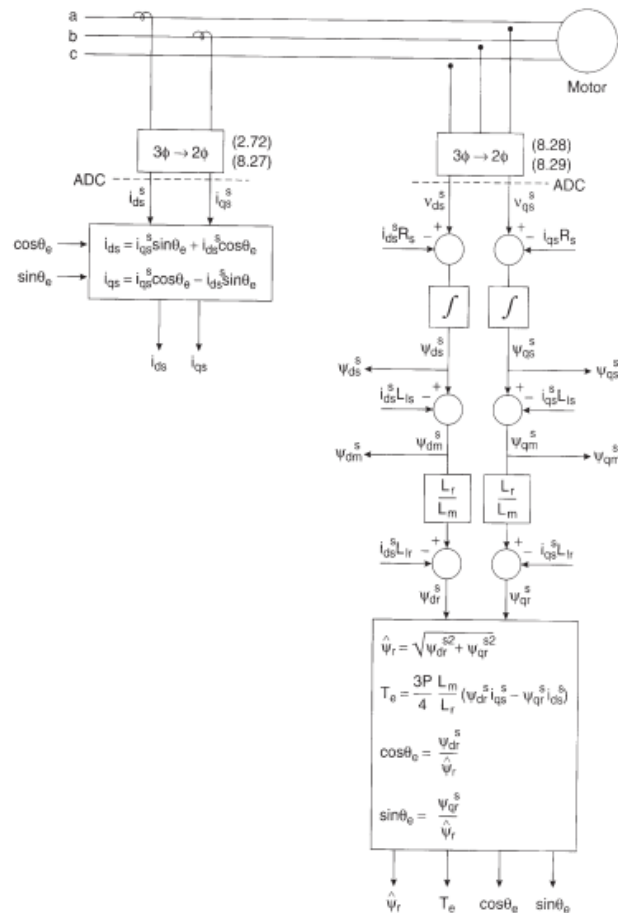
$$\Psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{qm}^s - L_{lr} i_{qm}^s. \quad (72)$$

É possível representar o torque ao fazer a substituição de (71)-(72) em (29). Assim, têm-se:

$$T_e = \frac{3P}{4} \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr}^s i_{qs}^s - \Psi_{qr}^s i_{ds}^s). \quad (73)$$

Esse método de controle e equacionamento é representado pela figura 34.

Figura 34 - Controle Vetorial – Modelo de Tensão



Fonte: (BOSE, 2001).

O controle vetorial modelo de tensão, também conhecido como modelo direto, enfrenta desafios ao operar em baixas frequências e velocidades nulas, devido a certos obstáculos:

- Em baixas frequências, os sinais de tensão V_{ds}^* e V_{qs}^* são baixos. Além disso, a integração ideal torna-se muito difícil porque o offset CC tende a aumentar na saída do integrador.
- Os efeitos das variações de parâmetros R_s , L_{ls} , L_{lr} e L_m tendem a reduzir a acurácia dos sinais estimados. Exclusivamente, a variação da temperatura de R_s torna-se mais presente. Porém, é compensado
- As variações nos parâmetros, como resistências e indutâncias (R_s , L_{ls} , L_{lr} e L_m) afetam a precisão do sinal, causando uma diminuição em sua acurácia. A variação da temperatura da resistência (R_s) do estator é um fator especialmente dominante nesse processo (BOSE, 2001).

Controles em baixas rotações, incluindo a partida em velocidade zero (incluindo startup), são indispensáveis em aplicações industriais. Portanto, este modelo não

pode ser utilizado sozinho para o controle do MIT. No entanto, a principal vantagem desse sistema em relação ao modelo de corrente é que não é necessário usar a velocidade do rotor para estimar os parâmetros, tornando-o uma excelente ferramenta para o controle *Sensorless*.

3.6.2 Modelo de Corrente

Em condições de baixas velocidade, é possível obter as componentes do fluxo do rotor com mais facilidade utilizando apenas os sinais de velocidade e corrente. Assim, torna-se viável utilizar este tipo de controle. Bose (2001) expressa matematicamente esse equacionamento para um sistema neutro isolado.

$$d \frac{\psi_{dr}^s}{dt} + R_r i_{dr}^s - w_r \psi_{qr}^s = 0, \quad (74)$$

$$d \frac{\psi_{qr}^s}{dt} + R_r i_{qr}^s - w_r \psi_{dr}^s = 0. \quad (75)$$

Para conseguir relacionar (74)-(75) o fluxo de (71)-(72), é necessário acrescentar os termos $(L_m R_r / L_r) i_{ds}^s$ e $(L_m R_r / L_r) i_{qs}^s$. Assim, têm-se:

$$d \frac{\psi_{dr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s) + w_r \psi_{qr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds}^s, \quad (76)$$

$$d \frac{\psi_{qr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s) - w_r \psi_{dr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs}^s. \quad (77)$$

Fazendo as substituições tem-se:

$$d \frac{\psi_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s - w_r \psi_{qr}^s - \frac{1}{T_r} \psi_{dr}^s, \quad (78)$$

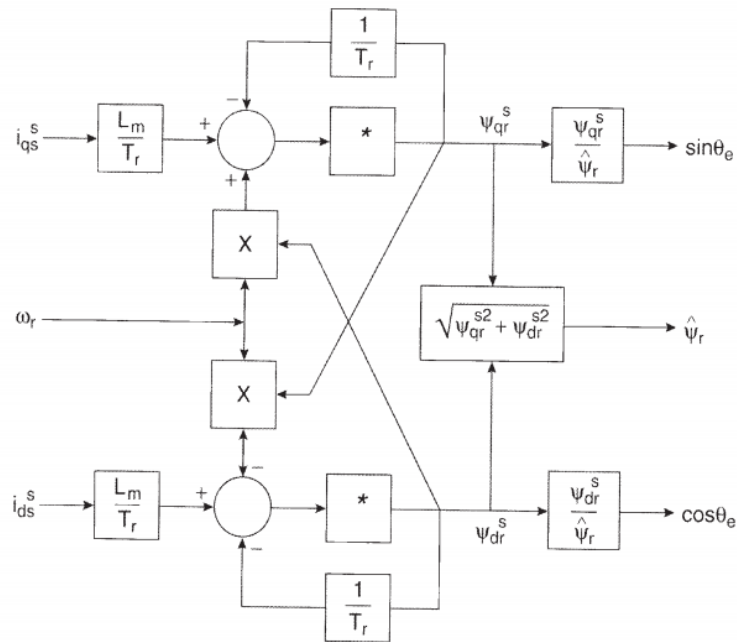
$$d \frac{\psi_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s + w_r \psi_{dr}^s - \frac{1}{T_r} \psi_{qr}^s, \quad (79)$$

sendo:

- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, constante de tempo do rotor.

Esse método de controle e equacionamento é representado pela figura 35.

Figura 35 - Controle Vetorial – Modelo de Corrente



Fonte: (BOSE, 2001).

A obtenção do vetor unitário ocorre pelo fornecimento dos elementos de (78)-(79). Os outros sinais são obtidos a partir desses elementos, seguindo a analogia apresentada no modo de tensão, ilustrado na Figura 34.

Para que o fluxo seja obtido neste modelo é necessário um sensor de velocidade que possa operar em baixas rotações, permitindo que ele atue em qualquer velocidade. No entanto, mesmo operando nessa faixa de velocidade, a precisão da estimativa do fluxo pode ser facilmente afetada por variações nos parâmetros da máquina, especialmente na resistência do rotor, devido ao efeito da temperatura (BOSE, 2001).

Em virtude disso, pode-se resumir os modelos de tensão e corrente para a sua utilização da seguinte maneira:

- Baixas velocidades – modelo de corrente;
- Altas velocidades – modelo de tensão.

3.6.3 Controle Vetorial Direto Orientado pelo Fluxo do Rotor

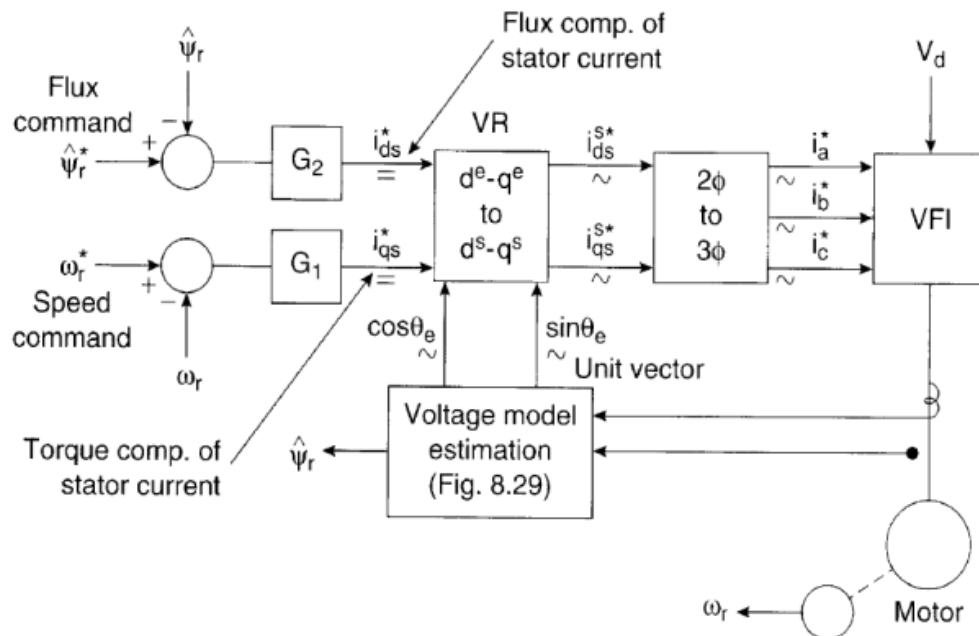
O princípio de controle por orientação de campo tem como base a comparação com o motor CC de excitação separada, no qual é possível controlar de forma independente tanto o fluxo quanto o torque (Novotny, 1996).

O controle independente do fluxo e do torque de um motor de indução pode ser alcançado quando o sistema de coordenadas síncrono é referenciado à posição espacial do fluxo do rotor. Nesse sistema, as coordenadas síncronas giram com a mesma velocidade angular do vetor de fluxo do rotor.

No começo da seção de controle vetorial, foi mostrado que os parâmetros fundamentais de controle são i_{ds}^* e i_{qs}^* . Tais parâmetros são representados como grandezas em corrente contínua no sistema de referência síncrono por meio da utilização de um vetor unitário são convertidos para valores estacionários para finalmente, serem transformados em sinais de comando para o inversor.

Conforme mencionado anteriormente, o fluxo do rotor é obtido por meio das técnicas de tensão/corrente. A fim de controlar o fluxo do rotor, um laço de controle é adicionado com a ação do controlador (G_2), levando em consideração o efeito de desacoplamento, de modo que o controle do fluxo afetará somente o parâmetro i_{ds} . Mantendo o fluxo constante, o torque se torna proporcional a i_{qs} , fazendo com que, além de manter a velocidade constante na referência, o laço de velocidade atue sobre o torque da máquina. Na Figura 36, é ilustrado esse controle. (BOSE, 2001).

Figura 36 - Controle Vetorial – Orientado pelo Fluxo do Rotor



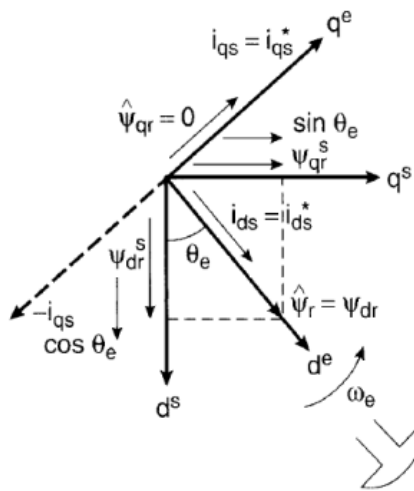
Fonte: (BOSE, 2001).

É imprescindível que a corrente i_{ds} esteja alinhada corretamente com o fluxo $\hat{\Psi}_r$ e que i_{qs} seja perpendicular a eles para que esse tipo de controle funcione de forma

eficiente. Esse alinhamento com auxílio de Ψ_{dr}^s e Ψ_{qr}^s é ilustrado na figura 37. O sistema de coordenadas d^e - q^e , frame, gira na velocidade síncrona w_e em relação ao sistema de coordenadas estacionário d^s - q^s , e em qualquer momento, a posição angular do eixo d^e em relação ao eixo d^s é dada por $\theta_e = w_e t$. Com essa configuração o fluxo $\hat{\Psi}_r$ é alinhado com o eixo d^e e é igual a Ψ_{dr}^s ; Ψ_{qr}^s é zero e substituindo em (73) o torque se torna em função de i_{qs} (BOSE, 2001).

$$T_e = \frac{3P}{4} \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr}^s i_{qs}^s). \quad (80)$$

Figura 37 - Fluxo dos Fasores d^e - q^e e d^s - q^s



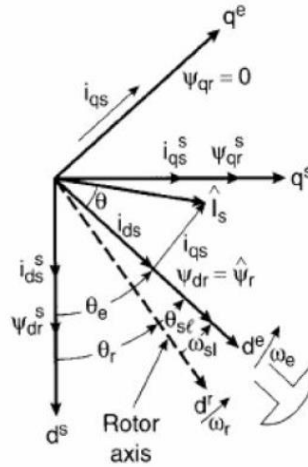
Fonte: (BOSE, 2001).

O frame d^e - q^e está rotacionando na velocidade síncrona w_e em relação ao frame estacionário (d^s - q^s), e em qualquer instante a posição angular do eixo d^e com o eixo d^s será $\theta_e = w_e t$. Nessas condições $\Psi_{dr} = \Psi_r$ e $\Psi_{qr} = 0$, desta maneira em (61) o torque torna-se função de i_{qs} (BOSE, 2001).

3.6.4 Controle Vetorial Indireto Orientado pelo Fluxo do Rotor

O controle vetorial indireto é basicamente semelhante ao controle direto, diferindo apenas na obtenção do vetor unitário. Como visto, o modelo direto usufrui da velocidade síncrona como velocidade de referência para o frame girante, enquanto que o modelo indireto o vetor é gerado de maneira *feedforward*; ou seja, baseia-se na velocidade do rotor. Para o equacionamento é necessário visualizar a figura 38 guiando-se pelo rotor, o escorregamento torna-se visível para as variáveis θ_{sl} , ângulo de escorregamento, e w_{sl} , velocidade de escorregamento (BOSE, 2001).

Figura 38 - Diagrama Fasorial – Controle Indireto



Fonte: (BOSE, 2001).

$$\theta_e = \int w_e dt = \int (w_r + w_{sl}) dt = \theta_r + \theta_{sl}. \quad (81)$$

É importante ressaltar que a corrente i_{ds} precisa estar alinhado com o eixo da velocidade síncrona girante, d^e , e a corrente i_{dr} alinhado com o eixo d^e . Para o controle de desacoplamento, é possível derivar as equações do circuito equivalente da Figura 16. Assim, (82)-(83) do rotor podem ser expressas da seguinte maneira segundo Bose (2001).

$$d \frac{\Psi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - (w_e - w_r) \Psi_{qr} = 0, \quad (82)$$

$$d \frac{\Psi_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + (w_e - w_r) \Psi_{dr} = 0. \quad (83)$$

A expressão do fluxo do rotor pode ser escrita como:

$$\Psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}, \quad (84)$$

$$\Psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}. \quad (85)$$

Isolando as correntes do rotor, têm-se:

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}, \quad (86)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs}. \quad (87)$$

Substituindo em (82)-(83) respectivamente têm-se:

$$d \frac{\Psi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - (w_e - w_r) \Psi_{qr} = 0, \quad (88)$$

$$d \frac{\Psi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + (w_e - w_r) \Psi_{dr} = 0. \quad (89)$$

Pelo desacoplamento, têm-se:

- $\Psi_{qr} = 0$ e conseqüentemente $d\frac{\Psi_{qr}}{dt} = 0$

Substituindo em (88) têm-se:

$$\frac{L_r}{R_r} d\frac{\Psi_r}{dt} + \Psi_r = L_m i_{ds} = 0, \quad (90)$$

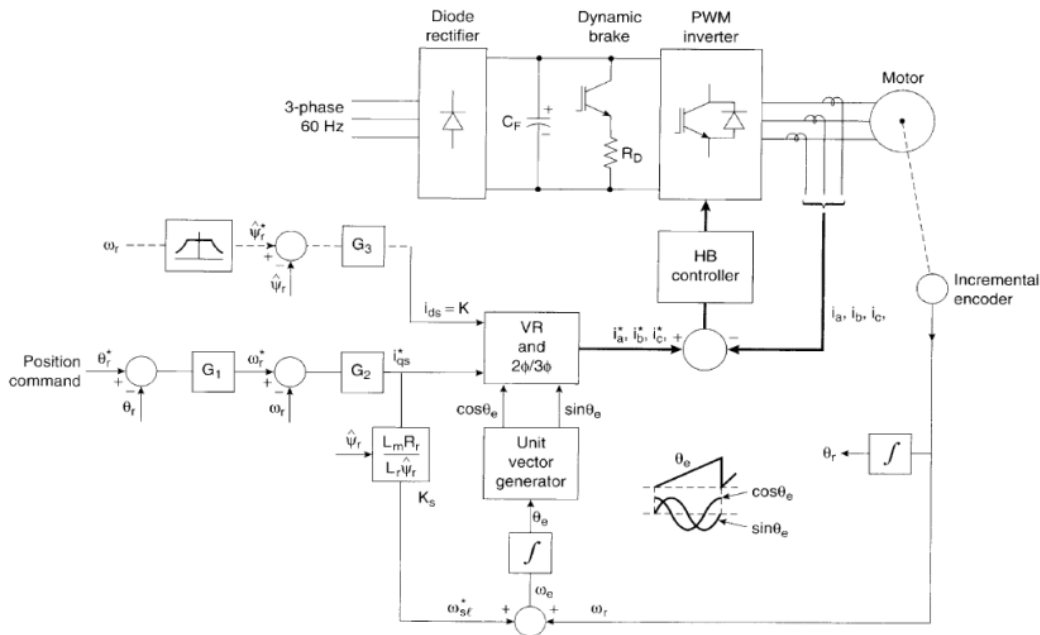
$$w_{sl} = (w_e - w_r) = \frac{L_m R_r}{L_r \Psi_r} i_{qs}. \quad (91)$$

Levando em consideração o fluxo do rotor constante, cujo acontece na maioria dos casos; têm-se.

$$\Psi_r = L_m i_{ds}. \quad (92)$$

Esse equacionamento pode ser implementado para o controle vetorial indireto conforme na figura 39.

Figura 39 - Diagrama de bloco do Controle Vetorial Indireto



Fonte: (BOSE, 2001).

A proposta do controle vetorial indireto consiste em um retificador de diodos e um inversor PWM. O circuito consiste em um retificador de diodo de entrada e um inversor PWM com um freio dinâmico. O loop de controle de velocidade gera o componente de torque da corrente i_{qs}^* como de costume. O componente de fluxo da corrente i_{ds}^* para o fluxo do rotor desejado é determinado a partir de (92) e é mantido constante em malha aberta para simplificação. A variação da indutância de magnetização L_m , causará algum desvio no fluxo. A frequência de escorregamento

w_{sl}^* é gerada a partir de i_{qs}^* , *feedforward*, conforme (91) casando assim com o diagrama de fases da figura 38. O sinal w_{sl}^* é adicionado ao sinal de velocidade w_r para gerar o sinal de frequência w_e , o qual gera o vetor unitário. A transformação de 2Ø-3Ø é análogo da figura 36 (BOSE, 2001).

Assim, observa-se uma semelhança com o controle direto, uma vez que se utiliza a velocidade do rotor como feedback para obter o vetor unitário. No entanto, a diferença reside no fato de que a resposta de controle é utilizada como complemento para determinar este vetor.

3.6.5 Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator

Até o momento só se discutiu o controle vetorial baseado no fluxo do rotor, mas é possível implementar o controle vetorial com base no fluxo do entreferro ou do estator, embora isso acarrete em um efeito de acoplamento que precisa ser compensado. Apesar disso, o controle vetorial baseado no fluxo do estator tem a vantagem de que a precisão na estimativa do vetor de fluxo é afetada somente pela variação na resistência do estator R_s .

Para o equacionamento, Bose (2001) propõe multiplicar (88)-(89) por $T_r = L_r/R_r$. Assim, têm-se:

$$(1 + ST_r)\Psi_{dr} - L_m i_{ds} - T_r w_{sl} \Psi_{qr} = 0, \quad (93)$$

$$(1 + ST_r)\Psi_{qr} - L_m i_{qs} - T_r w_{sl} \Psi_{dr} = 0. \quad (94)$$

Para estas equações Ψ_{dr} e Ψ_{qr} devem ser eliminadas e substituídas por Ψ_{qs} e Ψ_{ds} . O fluxo do estator pode ser escrito através de (95)-(96) através do circuito equivalente da Figura 16.

$$\Psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}, \quad (95)$$

$$\Psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}. \quad (96)$$

Encontrando as correntes em função do fluxo do estator, têm-se:

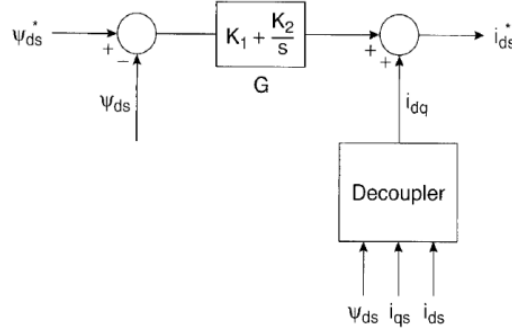
$$i_{dr} = \frac{\Psi_{ds}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} i_{ds}, \quad (97)$$

$$i_{qr} = \frac{\Psi_{qs}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} i_{qs}. \quad (98)$$

Substituindo em (84)-(85) têm-se:

É possível afirmar que há um efeito de acoplamento, uma vez que as variações no comando de torque interferem no fluxo; (104)-(105) representam as variáveis das correntes i_{qs} e i_{ds} . Para suprir isso, Bose (2001) propôs o diagrama da Figura 41.

Figura 41 - Diagrama de Desacoplamento via Feedforward



Fonte: (BOSE, 2001).

Em (106) é ilustrado o desacoplamento após a inserção do diagrama da Figura 41.

$$(1 + \sigma T_r) \Psi_{ds} = L_s [(1 + \sigma T_r) G(\Psi_{ds}^* - \Psi_{ds}) + (1 + \sigma T_r) i_{dq} - \sigma T_r w_{sl} i_{qs}]. \quad (106)$$

sendo:

- G: controlador a escolha do projetista.

Para desacoplar Ψ_{ds} , é necessário que $(1 + \sigma T_r) G(\Psi_{ds}^* - \Psi_{ds}) + (1 + \sigma T_r) i_{dq} - \sigma T_r w_{sl} i_{qs} = 0$ (BOSE, 2001).

Fazendo as substituições nas equações, têm-se:

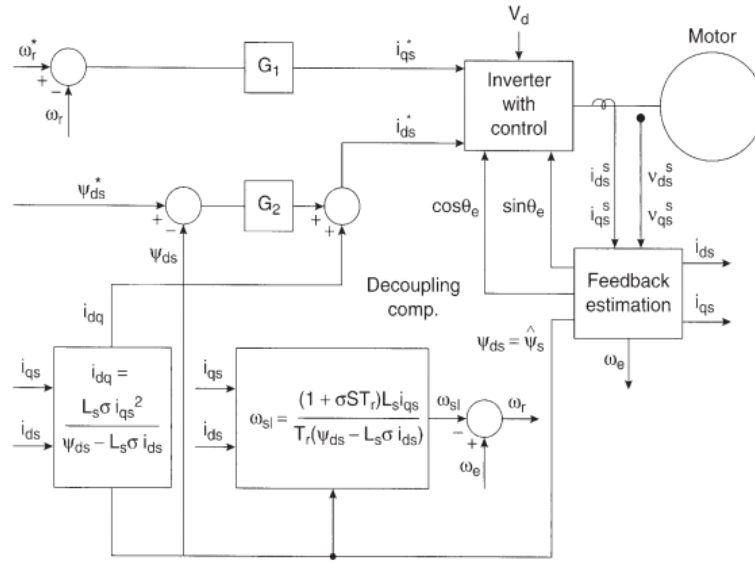
$$i_{dq} = \frac{\sigma T_r w_{sl} i_{qs}}{1 + \sigma T_r}. \quad (107)$$

Com o diagrama de desacoplamento via Feedforward, o torque elétrico pode ser escrito em (108).

$$T_e = \frac{3P}{4} \frac{L_m}{L_r} \Psi_{ds} i_{qs}. \quad (108)$$

A malha do controle vetorial orientado pelo fluxo do estator pode ser observado na Figura 42.

Figura 42 - Controle Vetorial Através da Orientação do Fluxo do Estator



Fonte: (BOSE, 2001).

Por meio da Figura 42, é perceptível que a velocidade síncrona rotativa w_e é um componente da malha de controle e, portanto, deve ser calculada. Utilizando o diagrama fasorial, é possível formular a equação para encontrar o valor de w_e .

$$\cos\theta_e = \frac{\psi_{ds}^s}{\sqrt{\psi_{ds}^{s^2} + \psi_{qs}^{s^2}}} = \frac{\psi_{ds}^s}{\hat{\psi}_s^s}, \quad (109)$$

$$\sin\theta_e = \frac{\psi_{qs}^s}{\hat{\psi}_s^s}, \quad (110)$$

$$\tan\theta_e = \frac{\psi_{qs}^s}{\psi_{ds}^s}. \quad (111)$$

Com essas 3 relações matemáticas é possível derivar a $\tan\theta_e$, encontrar a relação da $\sec\theta_e$ e finalmente encontrar w_e . Logo, têm-se:

$$(\sec^2\theta_e) \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{\psi_{ds}^s \psi_{qs}^s - \psi_{qs}^s \psi_{ds}^s}{(\psi_{ds}^s)^2} = \frac{\hat{\psi}_s^{s^2}}{(\psi_{ds}^s)^2}, \quad (112)$$

$$w_e = \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{(V_{qs}^s - i_{qs}^s R_s) \psi_{ds}^s - (V_{ds}^s - i_{ds}^s R_s) \psi_{qs}^s}{\hat{\psi}_s^{s^2}}. \quad (113)$$

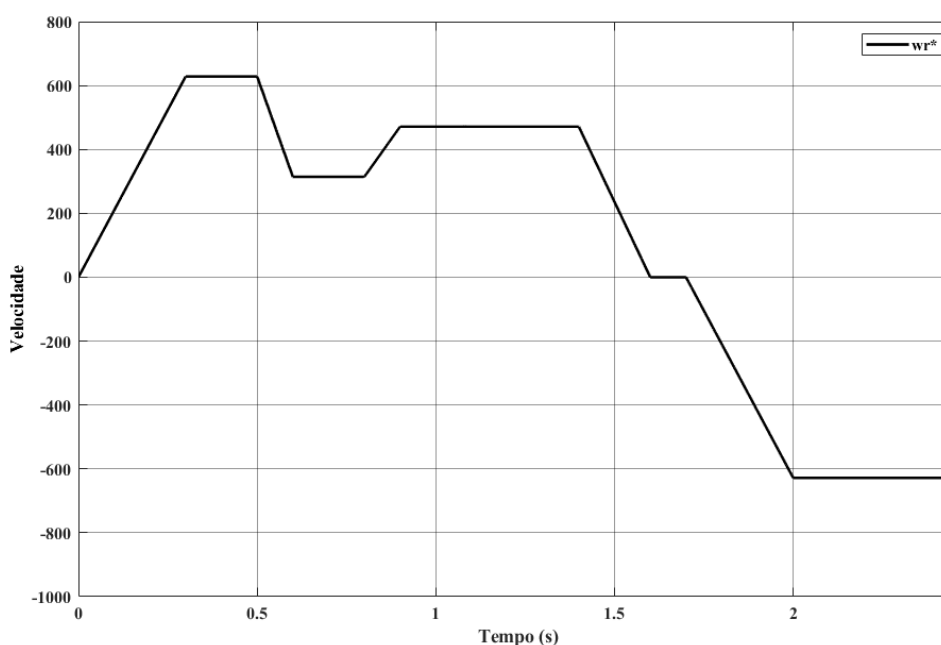
Considerando que a resistência do estator varia conforme a temperatura dos enrolamentos, é possível compensá-la de forma simples. Mesmo que a corrente i_{dq} seja afetada por mudanças nos parâmetros, a precisão é mantida devido ao fato de estar em um loop de controle. Além disso, outra vantagem significativa é a capacidade de funcionar independentemente do feedback da velocidade do rotor, tornando-o um sistema *Sensorless* (BOSE, 2001).

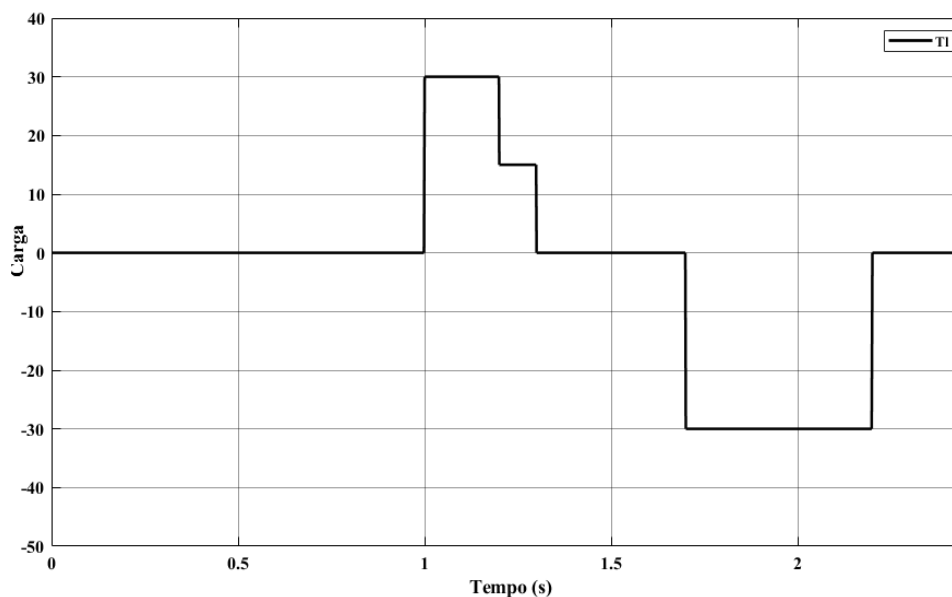
4 MODELAGENS E RESULTADOS

Neste capítulo será realizadas modelagens no SIMULINK para avaliar o funcionamento do motor de indução trifásico para os modelos de controle discutido até o momento. Para não ocorrer chaveamento, o estágio de potência será desconsiderado para que os sinais de controle; correspondendo assim diretamente ao acionamento do motor. As simulações seguirão uma ordem progressiva análoga aos capítulos anteriores, das simulações mais básicas até as mais intrincadas conforme discutido no Capítulo 3.

É importante ressaltar que todas as formas de acionamento utilizaram os mesmos sinais de velocidade, referência ao desejado pelo rotor w_r^* , e carga sobre a máquina, como apresentado na Figura 43; exceto para o acionamento para a partida direta; o qual será detalhada no tópico 4.1. O processo de acionamento do motor será realizado de forma gradual, aumentando progressivamente a velocidade até atingir a velocidade síncrona. Após atingir a velocidade desejada, ocorrerá uma redução na velocidade com um subsequente aumento do impacto da carga. Para evitar danos ao motor, esse aumento será reduzido pela metade. Na etapa final, será realizada a inversão do sentido de rotação do motor e, com uma carga acoplada ao eixo, o motor será forçado a acelerar até atingir novamente a velocidade síncrona. Nesse momento, a carga será desacoplada do motor. Esse processo de acionamento é importante para garantir um funcionamento eficiente e seguro do motor elétrico.

Figura 43 - Sinais de Velocidade e Carga para o MIT





Fonte: Elaborado no Simulink pelo AUTOR (2023).

Seguindo ainda a referência de Burack (2009) a frequência nominal da máquina utilizada foi de $w_b = 628,31853 \frac{rad}{s}$. Através de análise empírica do efeito da carga sobre a corrente e a tensão determinou-se o valor da carga; ou seja, este valor pode não corresponder à carga máxima que a máquina é capaz de suportar.

Na prática, a frequência síncrona necessária para o MIT é encontrada nas tensões que ativam os motores. Porém, o sistema possa ser utilizado em um ambiente virtual é necessário incluir a frequência síncrona diretamente ao modelo matemático do MIT. Portanto, cada modelo deverá gerar essa frequência de forma externa.

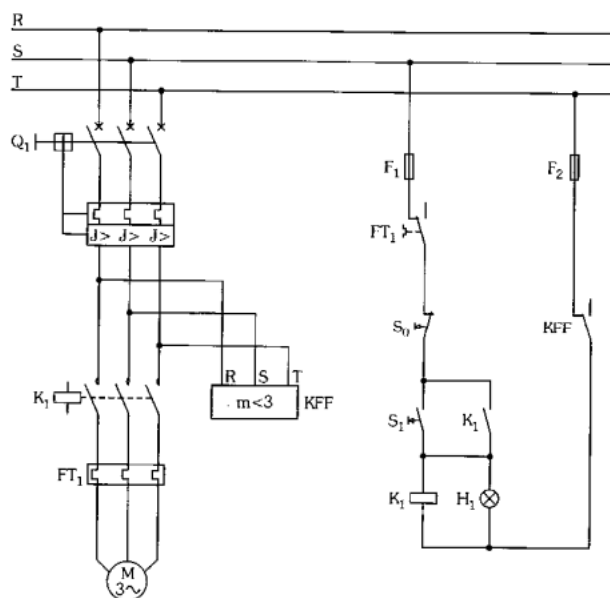
Ao lidar com ambiente virtual e expressão matemática, alguns modelos precisaram ser modificados para que fossem adequados ao ambiente SIMULINK. Entretanto, a relação ao modelo do motor de indução apresentado foi mantida.

4.1 Partida Direta

A maneira mais difundida, e frequentemente empregada para dar partida em motores de indução, é o método de partida direta, ou seja, a plena tensão. Esse método é reconhecido como o mais simples e econômico para iniciar a operação dos motores. Por imposição da concessionária, só podem ser partidos motores abaixo de 5 CV em partidas diretas e abaixo de 10 CV em instalações industriais (FRANCHI, 2014) além de estarem em conformidade com a ABNT NBR 5410 e 17094. Já que não são necessários dispositivos especiais para acionar o motor, a partida direta utiliza apenas componentes básicos como contadores, relés térmicos e de sobrecarga, disjuntores ou chaves interruptoras e fusíveis. Um diagrama elétrico de um motor de

indução funcionando na indústria por meio de partida direta é apresentado na Figura 44.

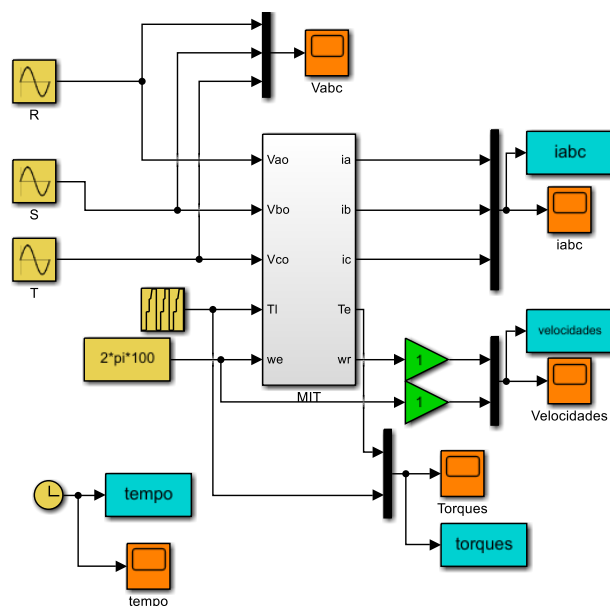
Figura 44 - Diagrama Elétrico para a Partida Direta



Fonte: (FRANCHI, 2014).

Na Figura 45 está representado o modelo de partida do motor de indução trifásico e na Figura 46 os parâmetros da máquina utilizados para a simulação, cuja configuração foi previamente mostrada na Figura 19. O motor é acionado pelas fontes de tensão RST e sofre o efeito da carga descrito na Figura 49b. As fontes de tensão R, S e T são cossenoides defasadas de 120° , ou $2\pi/3$, com amplitude de 220 V e frequência nominal da máquina.

Figura 45 - Partida Direta do Motor de Indução Trifásico no Simulink



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Figura 46 - Parâmetros do Motor de Indução Trifásico

```

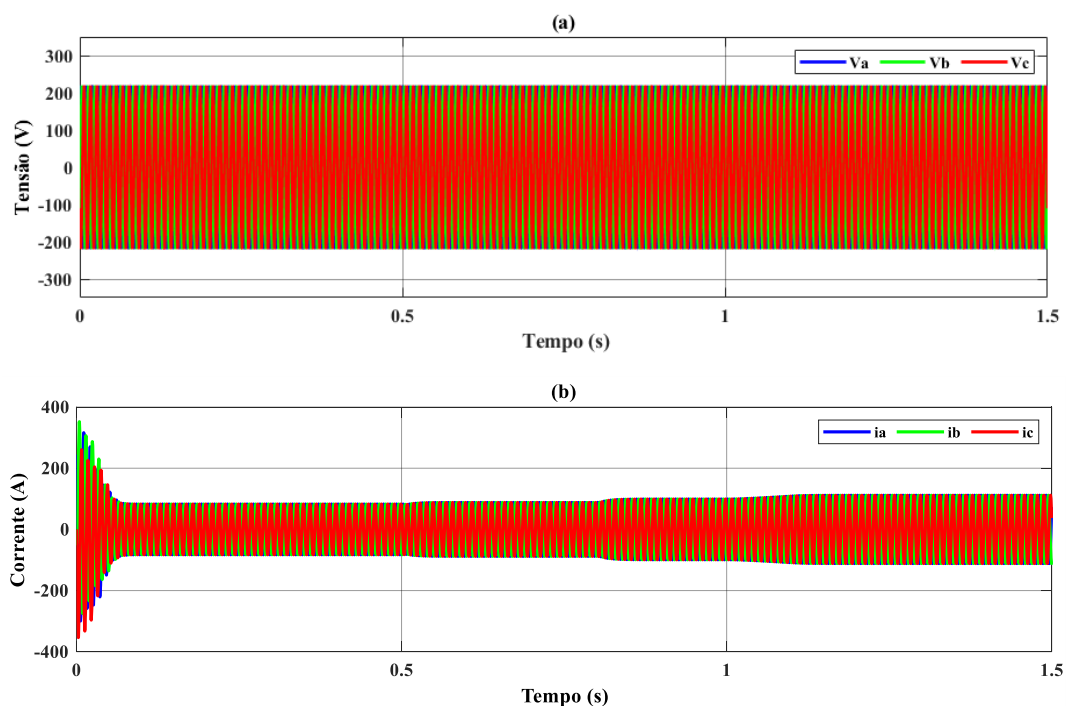
1 %-----Partida Direta-----
2
3 %Limpendo variáveis
4
5 clear all
6 clc
7
8 %Parametros do sistema
9
10 Rr = .39; %resistencia do rotor
11 Rs = .19; %resistencia do estator
12 Lls = .21e-3; %indutancia do estator
13 Llr = .6e-3; %indutancia do rotor
14 Lm = 4e-3; %indutancia mutua
15 fb = 100; %frequencia base
16 p = 4; %numero de polos
17 J = 0.0226; %Momento de inercia
18
19 Lr = Llr + Lm;
20 Tr = Lr/Rr;
21
22 %Calculo de impedancias e velocidade
23
24 wb = 2*pi*fb; %velocidade base
25 Xls = wb*Lls; %impedancia do estator
26 Xlr = wb*Llr; %impedancia do rotor
27 Xm = wb*Lm; %impedancia mutua
28 Xmstar = 1/(1/Xls + 1/Xm + 1/Xlr);
29 Xml = Xmstar;
30
31 PartidaDireta|
32 sim('TG',0.5)
33

```

Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

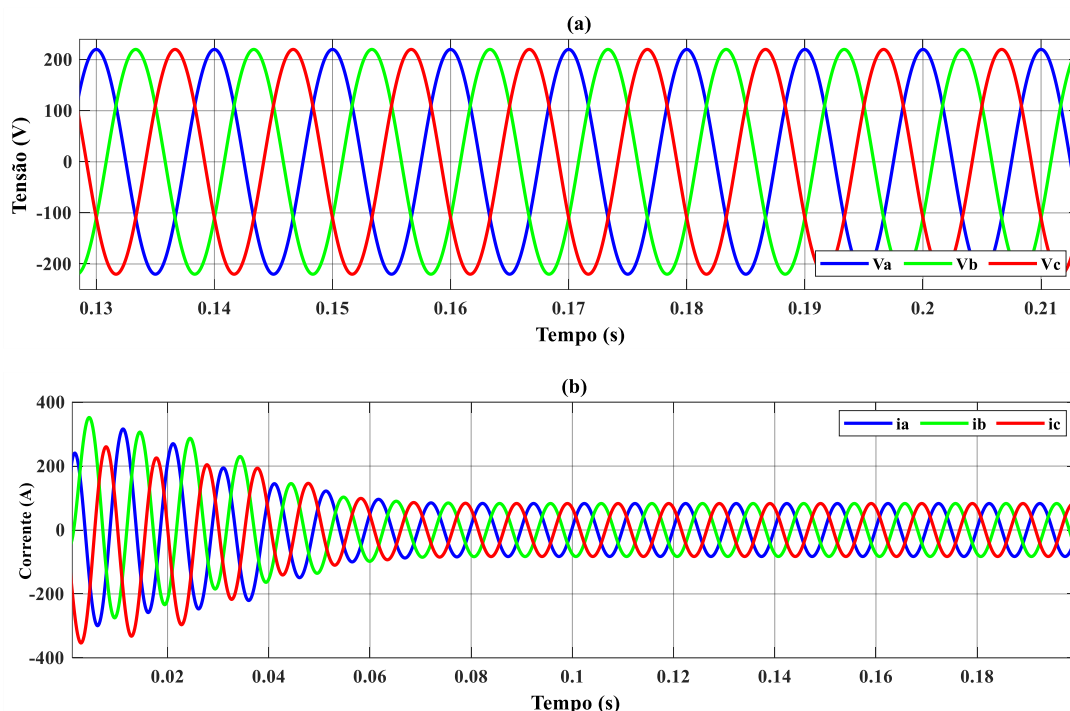
Através dos parâmetros e o circuito finalizado é possível realizar as simulações. Partindo-se o motor no tempo zero gerou-se as formas de onda nas Figuras 47,48, para tensão e corrente, 49 para velocidade e torque.

Figura 47 - Tensão (a) e Corrente (b) Sem zoom



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Figura 48 - Tensão e Corrente Com Zoom

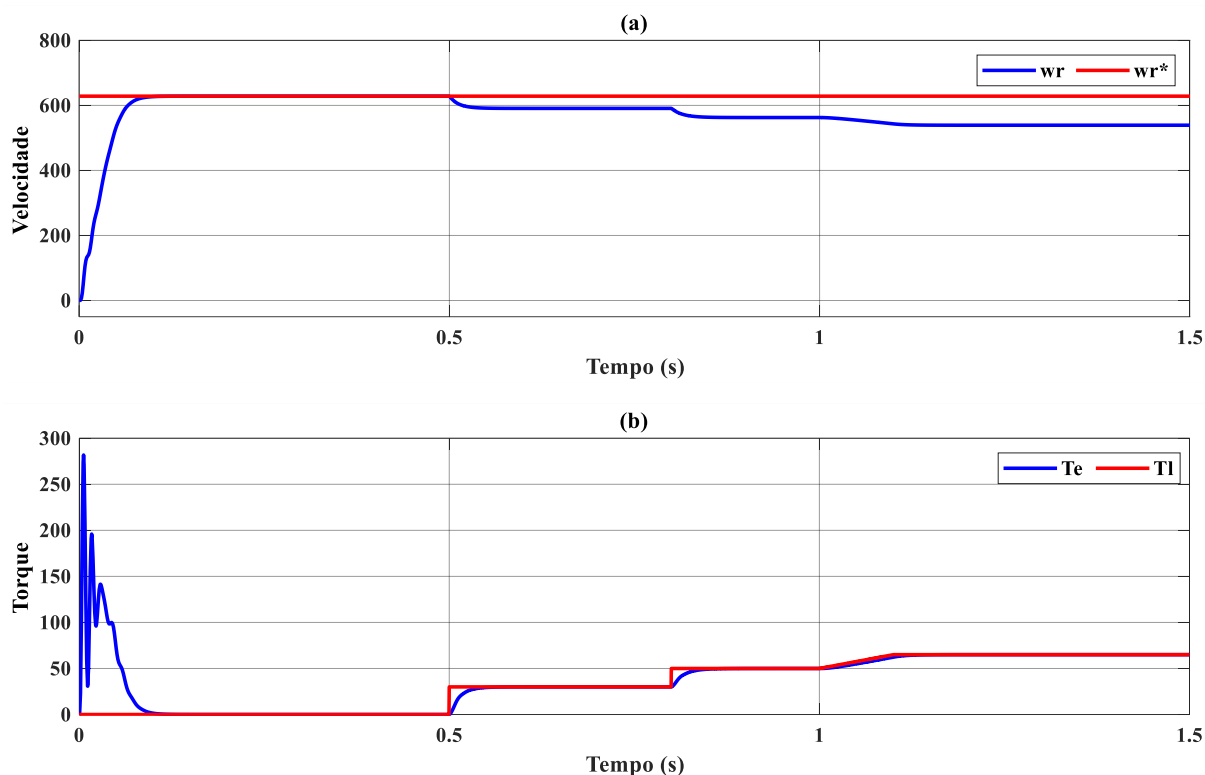


Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

O motor é forçado a operar com a rotação constante, assim como a relação volts/Hz, por conta da amplitude e frequência serem invariáveis a tensão. Isso gera transitórios lentos, ilustrado na Figura 49, onde a tensão do rotor apresenta um *delay* para atingir a velocidade desejada e imposta pela fonte na partida. Durante esse tempo, nota-se, pelas Figuras 47 e 48, que a corrente nesse curto período é extraordinariamente maior em qualquer outro momento. Este período é extremamente crítico em aplicações industriais e recomenda-se não acionar diversos motores simultaneamente.

De maneira análoga, é possível observar o mesmo comportamento para o torque elétrico representado na Figura 43. Assim, observa-se uma relação entre eles e que o torque gerado foi imprescindível para o rompimento inicial da inércia do eixo.

Figura 49 - Torque Elétrico e Torque de Carga para a Partida Direta



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Pela Figura 49 é possível observar que a frequência síncrona é constante w_e ; logo, não efetua-se o controle da velocidade. Por isso que a partida direta foi a única a não foi acionado conforme a Figura 43.

Saindo da inércia, o motor permanece sem carga até, aproximadamente, 0,5 segundos, conhecido como motor a vazio é rotacionado próximo à velocidade síncrona girante. O escorregamento fica muito próximo de zero por ser um modelo ideal, mas na prática isso não acontece. Até esse momento o torque elétrico é nulo pois encontra-se em regime permanente comprovando (11).

Após 0,5 segundos o sistema recebe carga e consequentemente o torque elétrico se eleva. Contudo, não é instantâneo e tem-se um *delay* na resposta do motor. Além disso, observando a Figura 42, a corrente também se eleva, mas não de maneira grotesca e perigosa igual a partida e a velocidade de rotação diminuíram. Nesse momento, o efeito de escorregamento é mais visível observando a diferença entre w_r e w_r^* .

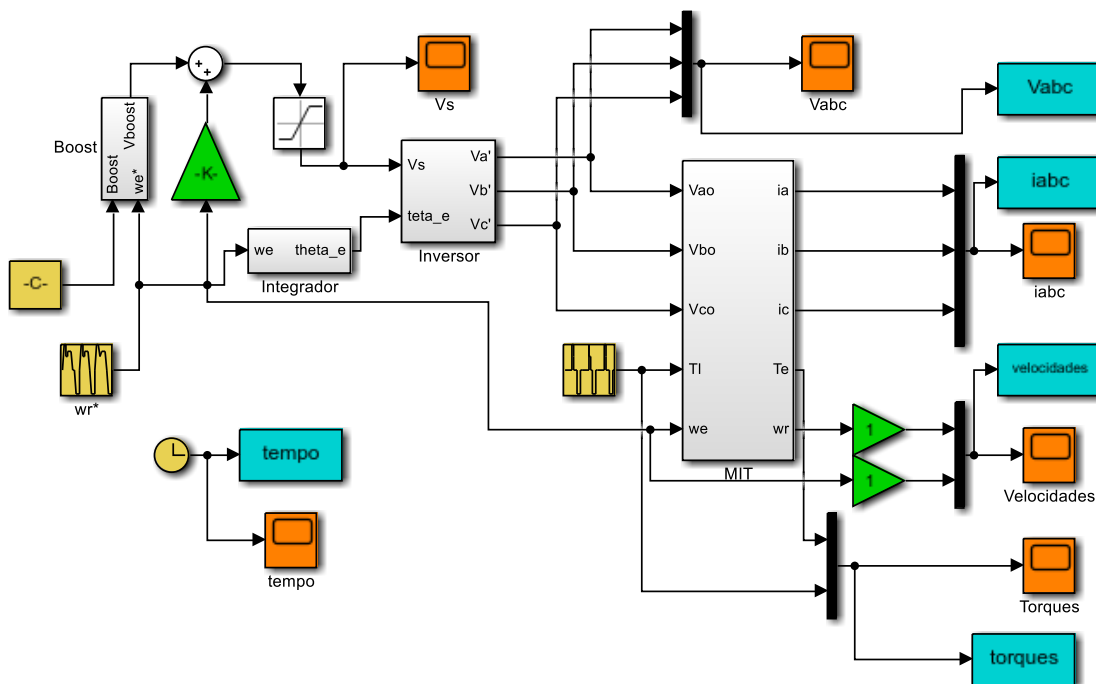
Entre 0,8 e 1,0 segundo inseriu-se de forma linearmente carga ao sistema e foi possível observar que o torque elétrico acompanha essa alteração porque a velocidade do rotor não cai bruscamente.

Para as aplicações industriais é imprescindível as correções para a partida direta. Melhorar o controle da velocidade, sentido de rotação e atenuar a corrente de partida, redução do transitório e manter a velocidade desejada.

4.2 Controle Escalar

O diagrama de bloco para o controle escalar é representado na Figura 50.

Figura 50 - Controle Escalar para o Motor de Indução Trifásico



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Foi acrescentado blocos de integrador, inversor, ganho boost proporcional a k ($220/w_b$) em relação à Figura 45 como alternativa para melhorar os desvios observados para a partida direta.

Para o programa executar é necessário primeiramente acionar os parâmetros da máquina, o qual não se alterou da Figura 46. Mas, acrescentou linhas de código para programar o diagrama de *Boost*, representado na Figura 52, com a % escolhida pelo projetista, representado na Figura 51.

Figura 51 - Parâmetros Para o Controle Escalar

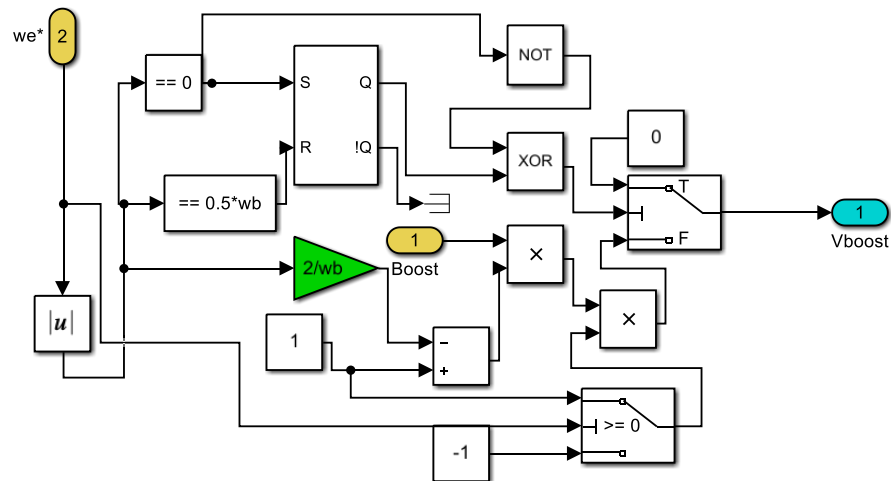
```

1      %-----Controle Escalar-----
2
3
4      % Carregando Variaveis
5
6      clear all
7      clc
8
9      Rr = .39;          %resistencia do rotor
10     Rs = .19;          %resistencia do estator
11     Lls = .21e-3;      %indutancia do estator
12     Llr = .6e-3;      %indutancia do rotor
13     Lm = 4e-3;        %indutancia mutua
14     fb = 100;         %frequencia base
15     p = 4;            %numero de polos
16     J = 0.0226;       %Momento de inercia
17
18     Lr = Llr + Lm;
19     Tr = Lr/Rr;
20
21     %Calculo de impedancias
22
23     wb = 2*pi*fb;      %velocidade base
24     Xls = wb*Lls;      %impedancia do estator
25     Xlr = wb*Llr;      %impedancia do rotor
26     Xm = wb*Lm;        %impedancia mutua
27     Xmstar = 1/(1/Xls + 1/Xm + 1/Xlr);
28     Xml = Xmstar;
29
30     %Tensão de Boost na Partida
31     Vboost = input('Entre com o Boost(%) = ');
32
33     ControleModoEscalar
34     sim('ControleModoEscalar',2.45)
35

```

Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Figura 52 - Diagrama para o Boost de Partida



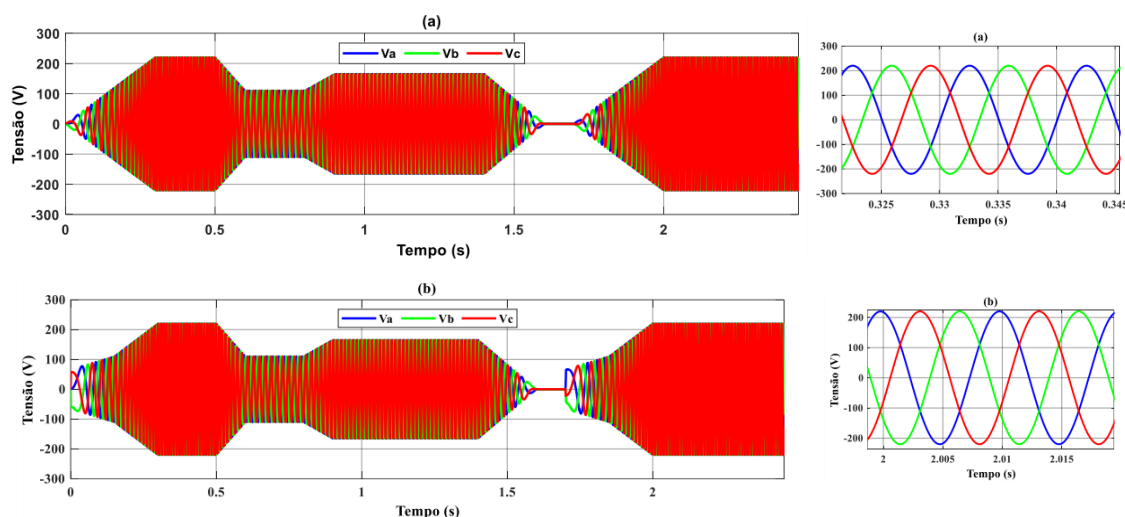
Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

É necessário que o diagrama de bloco funcione para qualquer sentido de giro, aceleração e frenagem, exclusivamente na partida e por isso foi adicionado $|u|$. Além disso, é imprescindível que o sistema não ocorra de maneira brusca como um degrau, assim, foi adicionado um bloco de saturação e um bloco de comparação com a velocidade desejada w_r^* .

Nas Figuras 53-56, são representadas as simulações. As imagens com o título (a) representa o ensaio sem o *boost* e com o título (b) com o *boost* de 30%. O intuito

dessa separação é comparar as diferenças, vantagens e desvantagens de cada parâmetro.

Figura 53 - Tensões para o Controle Escalar

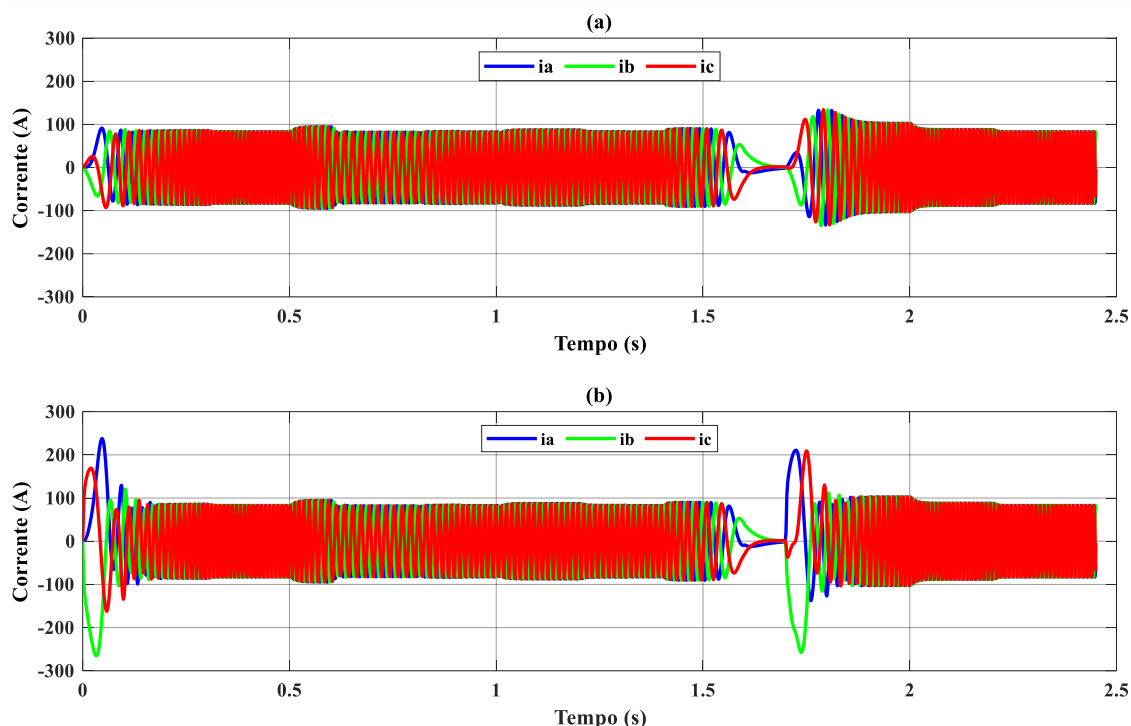


Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

O objetivo de manter a relação volts/Hz constante é observada na Figura 53 correlacionada à Figura 43, ou seja, aumentando-se a carga, a tensão aumenta e mantendo o efeito de carga constante a tensão não se altera. Quando a velocidade desejada do rotor é igual a zero o motor está desligado e isso é possível observar onde as tensões são iguais a zero. No momento que o efeito da carga é negativo, é possível observar a inversão do sentido de rotação do eixo, passando do horário para o anti-horário, o que é evidenciado pela alteração das tensões $v_a/v_b/v_c$ para $v_a/v_c/v_b$.

Por fim, o efeito do controlador *boost* é evidenciado na partida; tanto no sentido horário quanto anti-horário.

Figura 54 - Correntes para o Controle Escalar

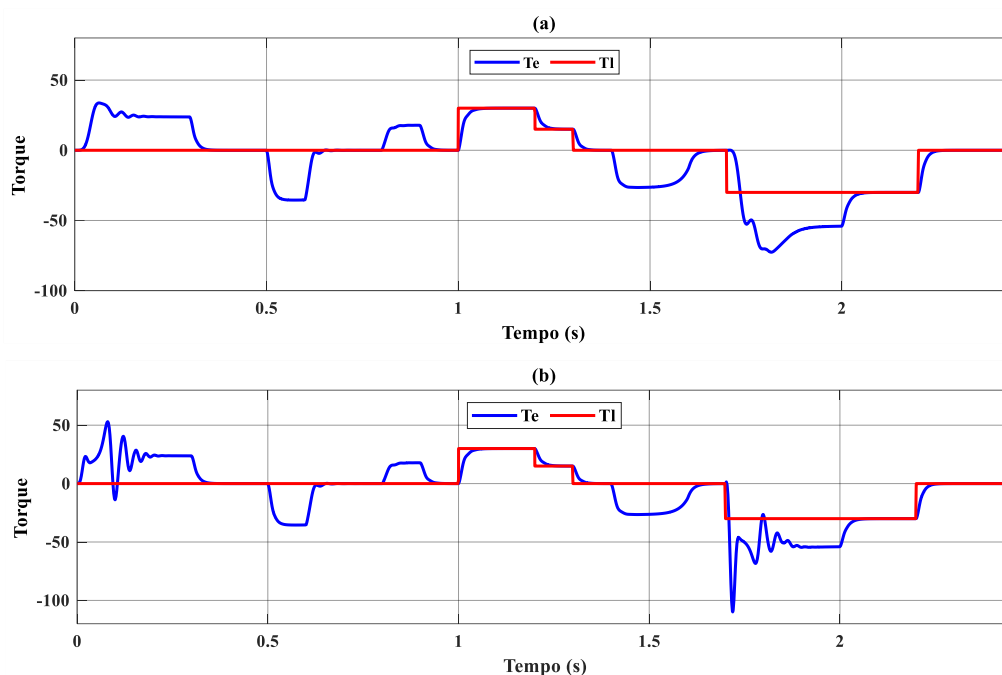


Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Com base na Figura 53 (a), é possível constatar que o processo de partida do motor é realizado de forma progressiva e controlada, em oposição à partida direta que é mais abrupta. Durante a fase de desaceleração, é aplicado o conceito de freios regenerativos, que permite a conversão da energia cinética do motor em energia elétrica; ou seja, o motor gera corrente elétrica para o barramento. Para a Figura 53 (b), entretanto, é evidenciado uma elevação de aproximadamente de 2,5 vezes o valor da corrente nas partidas e posteriormente atingem a velocidade próxima a velocidade síncrona girante.

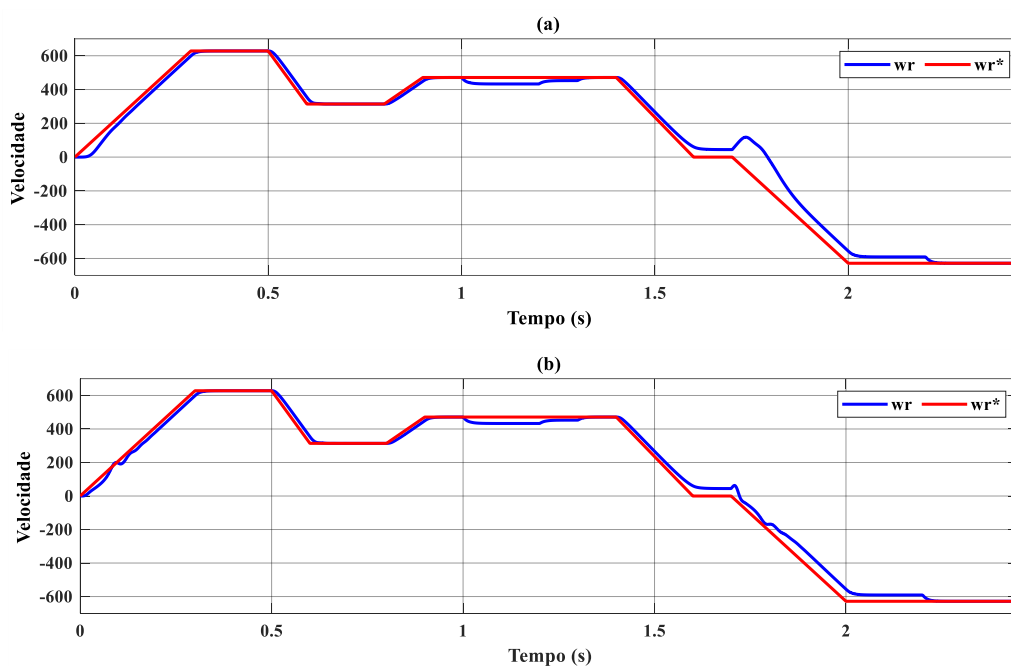
Pela análise da Figura 55, é possível verificar a representação dos torques elétrico e de carga. Observa-se que o torque elétrico apresenta transitórios lentos, o que implica em uma resposta mais gradual no momento em que há o impacto da carga e uma perda abrupta da velocidade. Além disso, nota-se que o comportamento do torque elétrico segue de maneira fidedigna o comportamento da máquina durante a fase de aceleração e desaceleração, inclusive quando há inversão do sentido de rotação ocorrendo inversão no sentido do torque. As velocidades para o controle escalar são observadas na Figura 56.

Figura 55 - Torque Elétrico e Torque de Carga para o Controle Escalar



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Figura 56 - Velocidades para o Controle Escalar



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

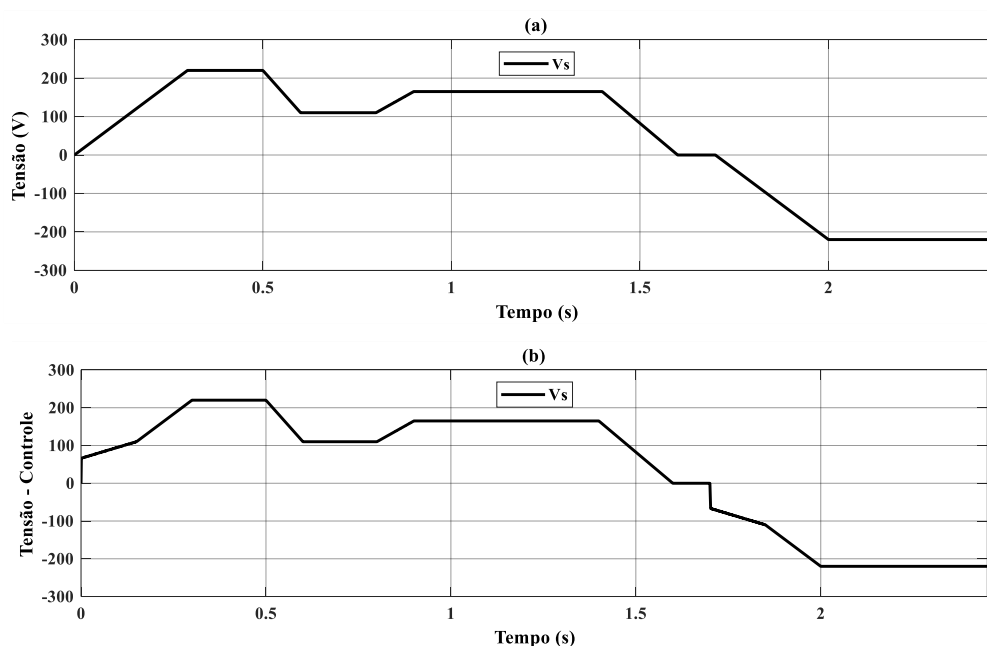
Na Figura 56 são apresentadas restrições no que se refere ao controle de velocidade. Durante o processo de aceleração, especialmente em situações com carga ou impacto de carga, é possível perceber uma significativa diferença entre a velocidade real w_r e a desejada w_r^* ; observa-se assim o efeito do escorregamento. As

empresas que precisam de um controle preciso da velocidade preferem não adotar esse tipo de controle.

Conforme mencionado previamente, é crucial destacar que as simulações podem apresentar divergências em relação ao comportamento observado na prática. No caso em que não há aplicação de boost de tensão e há carga, conforme ilustrado na figura 50a, o *software* interpreta a carga em sentido oposto à rotação. Como resultado, há um atraso para o retorno ao sentido original e, portanto, uma incompetência de manter o controle do eixo mesmo que a velocidade desejada seja nula. No entanto, ao se aplicar o boost de tensão, esse comportamento não é observado e o rotor suporta a carga, acelerando praticamente até a velocidade desejada, sem atrasos ou discrepâncias significativas.

O comportamento e diferença da ação do *boost* é ilustrado na Figura 57. Sem a ação do *boost*, têm-se V_s iniciando com 0 V e com o *boost* de 30% têm-se V_s iniciando com $220 * \frac{30}{100} = 66$ V. Como evidenciado nas Figuras 53-56, nesta condição há impactos significativos nas grandezas elétricas do motor, incluindo tensão, corrente e torque. O componente de tensão, apesar de variar normalmente, apresentou um impacto relativamente baixo. Entretanto, o torque elétrico tornou-se mais intenso durante esse período, e a corrente apresentou um valor muito elevado, resultando em dificuldades semelhantes às observadas na partida direta. Em virtude disso, é necessário buscar outra forma de controle.

Figura 57 - Tensão de Controle para a Técnica do Controle Escalar



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

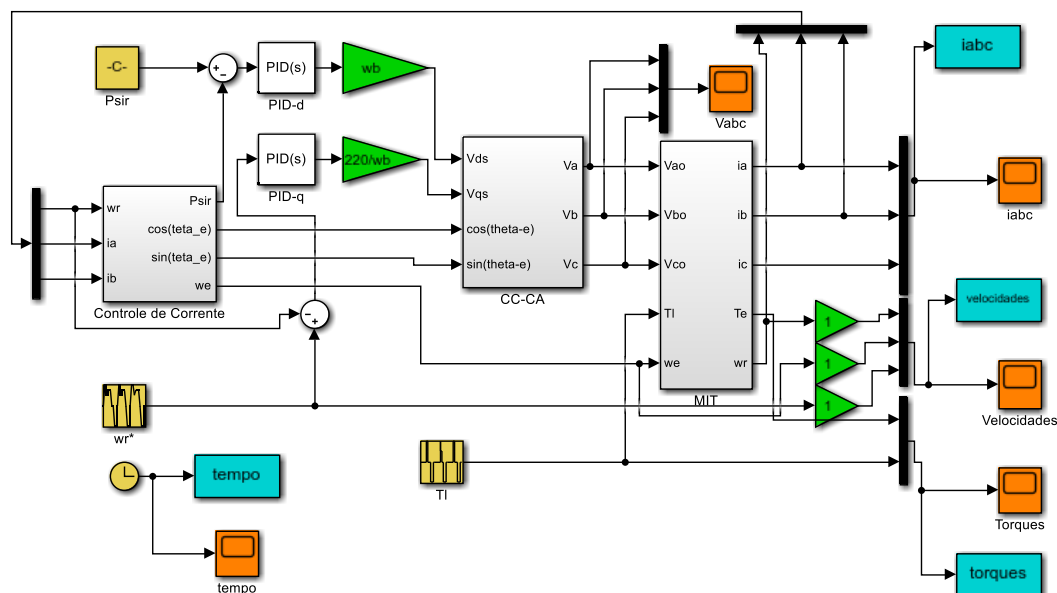
4.3 O Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor

Como visto nos Capítulos 4.1 e 4.2, ainda é necessário outro tipo de controle para suprimir algumas necessidades. Para o controle vetorial com orientação no fluxo do rotor é trivial ter o domínio do fluxo do rotor da máquina. Com a disposição de (92) e com auxílio da partida direta têm-se o valor utilizado como base de $\Psi_r = 0,396$ onde é possível observar através do bloco de constante com o nome “Psir*”. Antes de qualquer simulação, é acionado os parâmetros da máquina; cujo não apresenta em seu código *boost* de tensão. Assim os parâmetros são idênticos a da Figura 46.

4.3.1 Controle Vetorial – Modelo de Corrente

O Controle Vetorial orientado pelo fluxo do rotor modelo de corrente é representado pela Figura 58 com base na figura 35. Utilizou-se o mesmo diagrama do Motor de Indução Trifásicos representados até o momento. Além disso, o sistema de controle é composto por syn-abc, Psir e os controladores PID e controle de corrente e sensor de velocidade w_r^* .

Figura 58 - Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Rotor – Modelo de Corrente

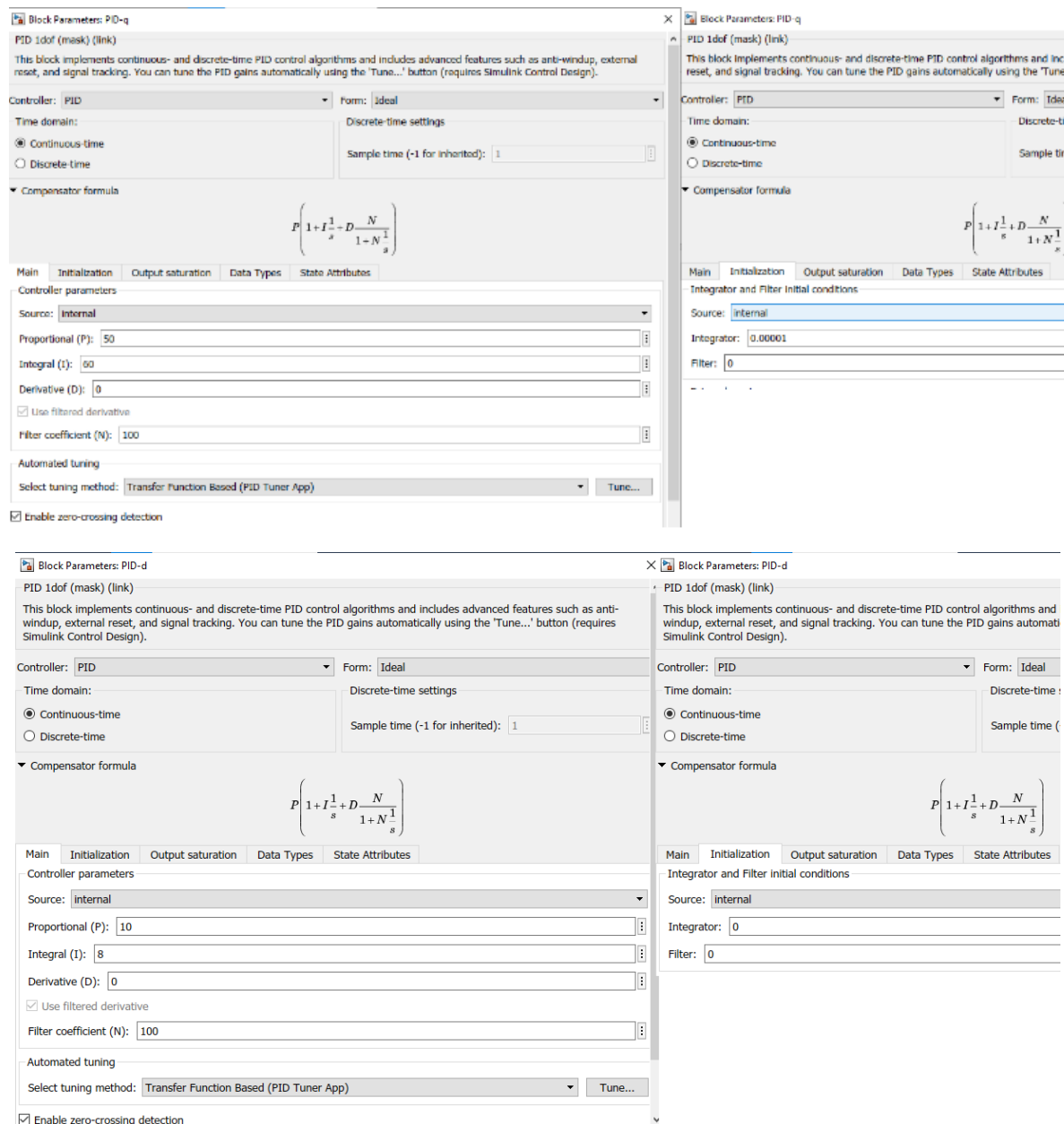


Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Para os valores do controlador PID, foram feitas diversas simulações e obteve-se os melhores números para cada controlador. Ao invés de criar uma tabela para visualização, optou-se por colocar a visualização desses valores pelo Simulink para

peças que nunca usaram o *software* se familiarizarem. Na Figura 59, são mostrados os valores dos controladores.

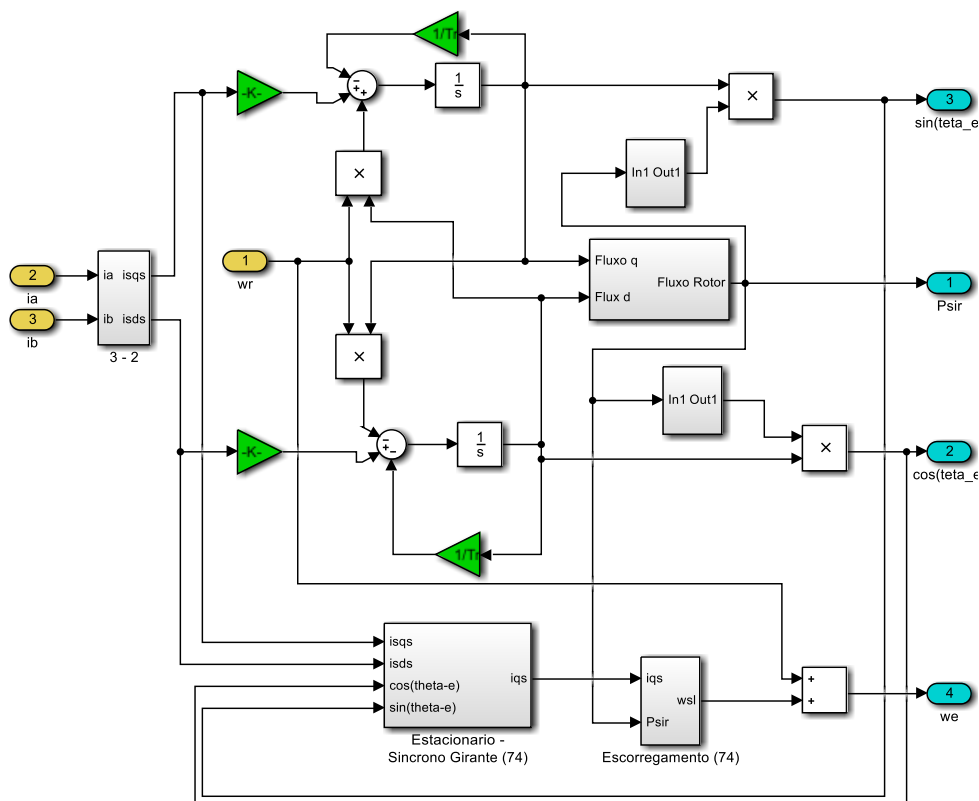
Figura 59 - Valores PID's para Controle Vetorial – Modelo de Corrente



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Observa-se na Figura 58 que a velocidade síncrona girante w_e é obtida pelo diagrama de bloco “Controle de Corrente”. Nesse ponto têm-se uma vantagem desse controlador em relação ao modelo de tensão, cujo será detalhado capítulo 4.3.3. Para a construção desse diagrama de bloco utilizou-se novamente a base da Figura 35.

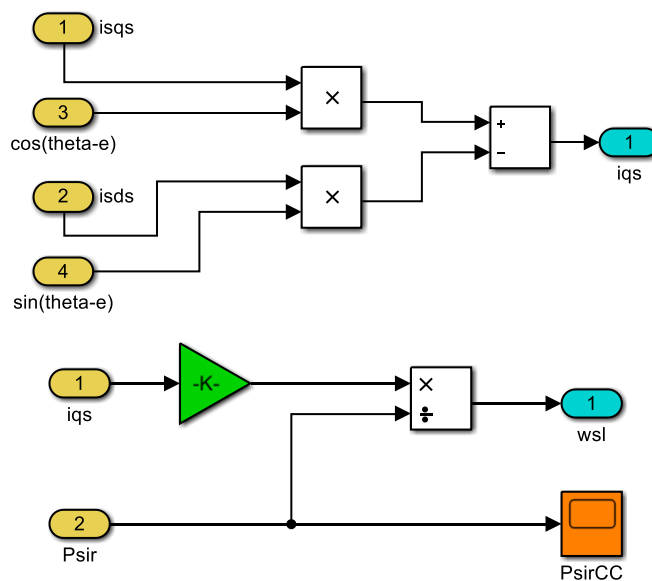
Figura 60 - Diagrama de Bloco – Controle Modelo de Corrente



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

É importante destacar 2 diagramas de bloco da Figura 60, o escorregamento e estacionário síncrono girante ambos construídos com base em (74) e ilustrados na Figura 61.

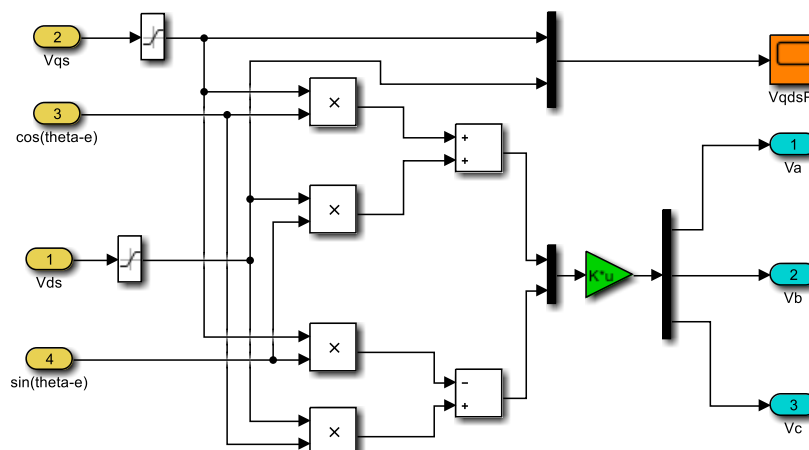
Figura 61 - Diagramas de Bloco da Equação (74)



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Como visto anteriormente, os sinais de controle são efetuados em regime contínuo e deve retornar para alternado. Por isso têm-se o diagrama de bloco “CC – AC” representado na Figura 62 com a mesma analogia de (50-52). Para evitar achatamento dos sinais, foram adicionados saturadores.

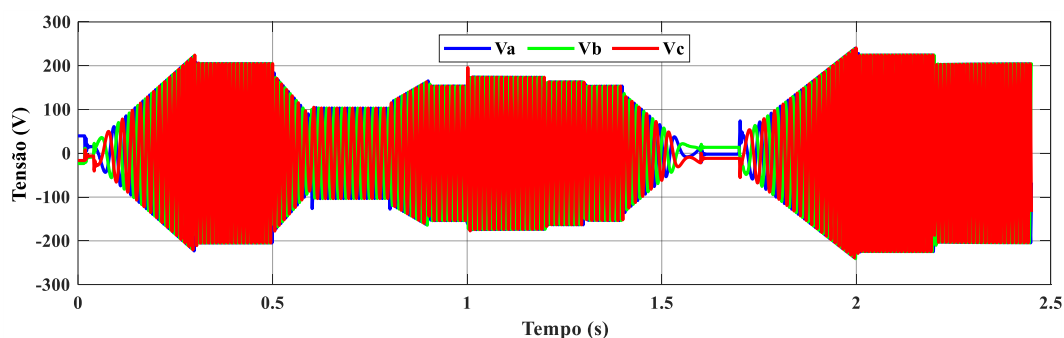
Figura 62 - Diagrama de Bloco para Conversão CC – AC



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

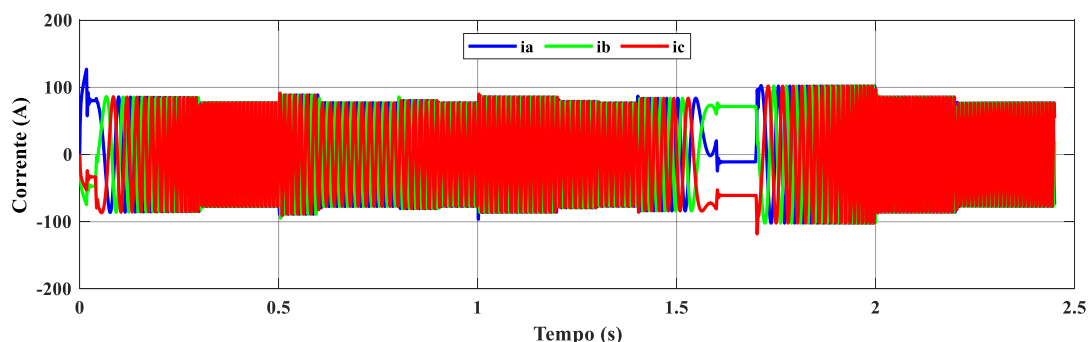
Com a utilização dos diagramas de blocos elaborados, torna-se viável realizar a análise das formas de onda pertinentes a esse tipo de controle.

Figura 63 - Tensões para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Corrente



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Figura 64 - Correntes para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Corrente

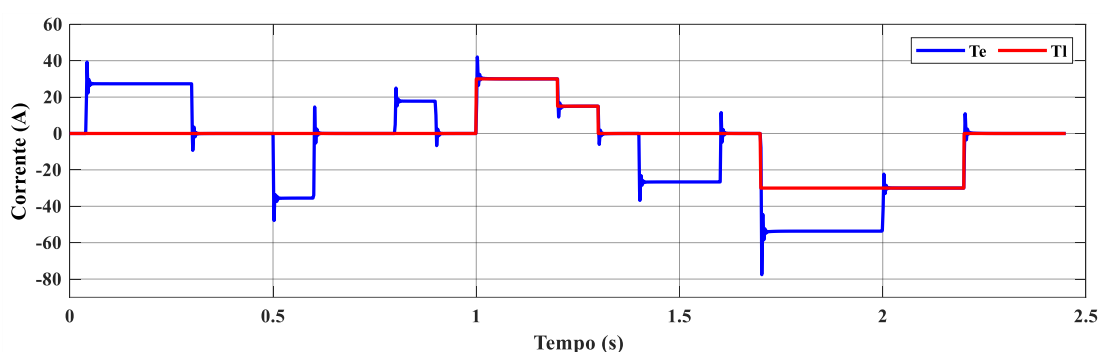


Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Ao analisar-se a Figura 64 têm-se um comportamento análogo ao controle escalar; onde a curva de tensão se comporta de acordo com o sinal de entrada. Entretanto, a curva de corrente exposta na Figura 63, apresenta valores reduzidos na partida e quando a velocidade atinge zero ocasiona a presença de variáveis contínuas.

Em relação ao transitório para o torque elétrico, demonstrado na Figura 67, há uma resposta mais rápida do sistema com carga ou com mudança de velocidade. A redução do tempo do transitório é uma grande vantagem em relação ao controle escalar, porque o sistema se torna mais estável e dinâmico a influências externos.

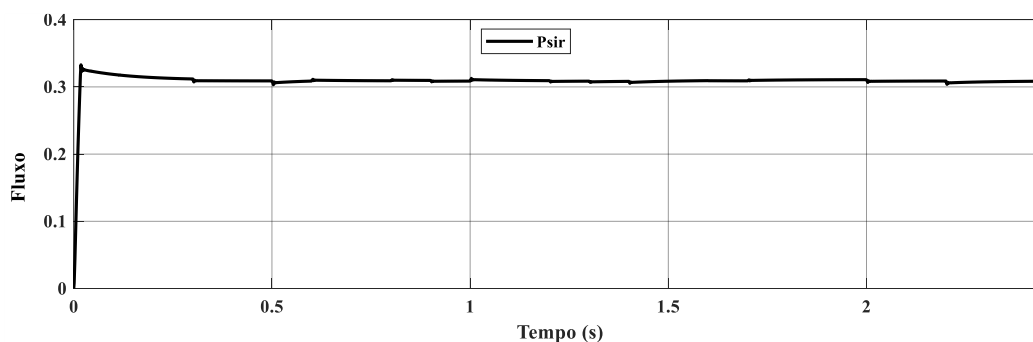
Figura 65 - Torque para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Corrente



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Na teoria, espera-se que o fluxo do rotor se mantenha constante durante o funcionamento do motor. Na Figura 66 é ilustrada claramente essa característica quando aplicamos retroalimentação e um loop de controle.

Figura 66 - Fluxo do Rotor o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Corrente

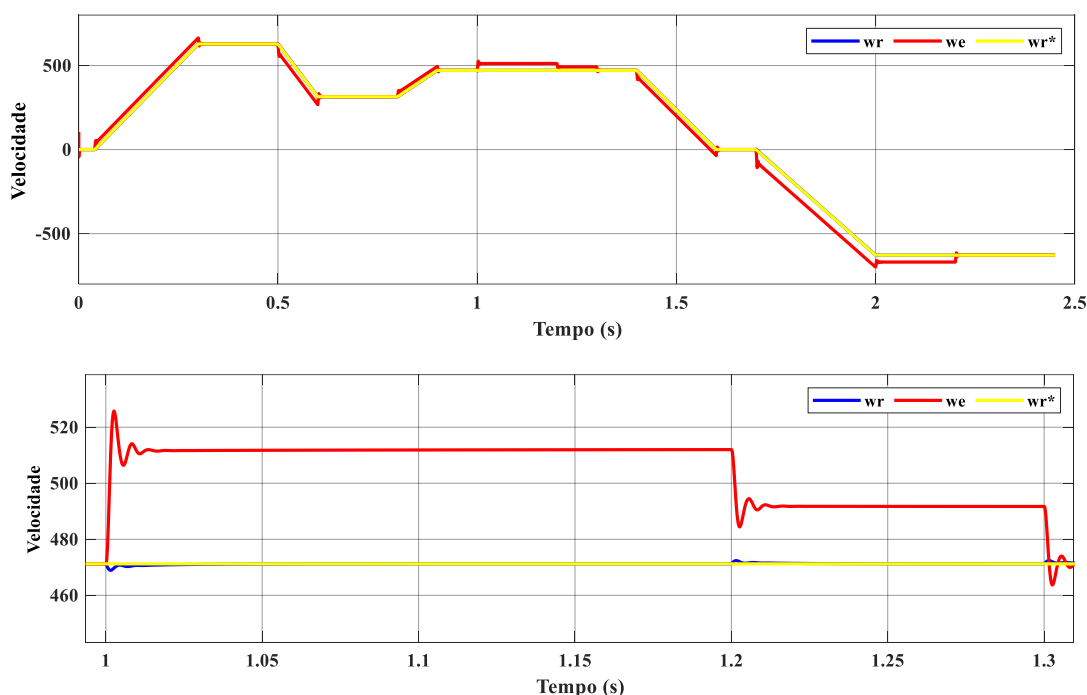


Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Na Figura 66, é assumida uma importância crucial, pois reflete diretamente a teoria apresentada no Capítulo 3.5.2. Espera-se que, ao implementar o controle de forma adequada e com o fluxo constante, o comportamento do sistema análogo ao

ilustrado na Figura 29. Nessa configuração, é possível alcançar um torque elétrico estabilizado e uma resposta dinâmica na velocidade, conforme observado na Figura 67.

Figura 67 - Velocidades para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Corrente



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

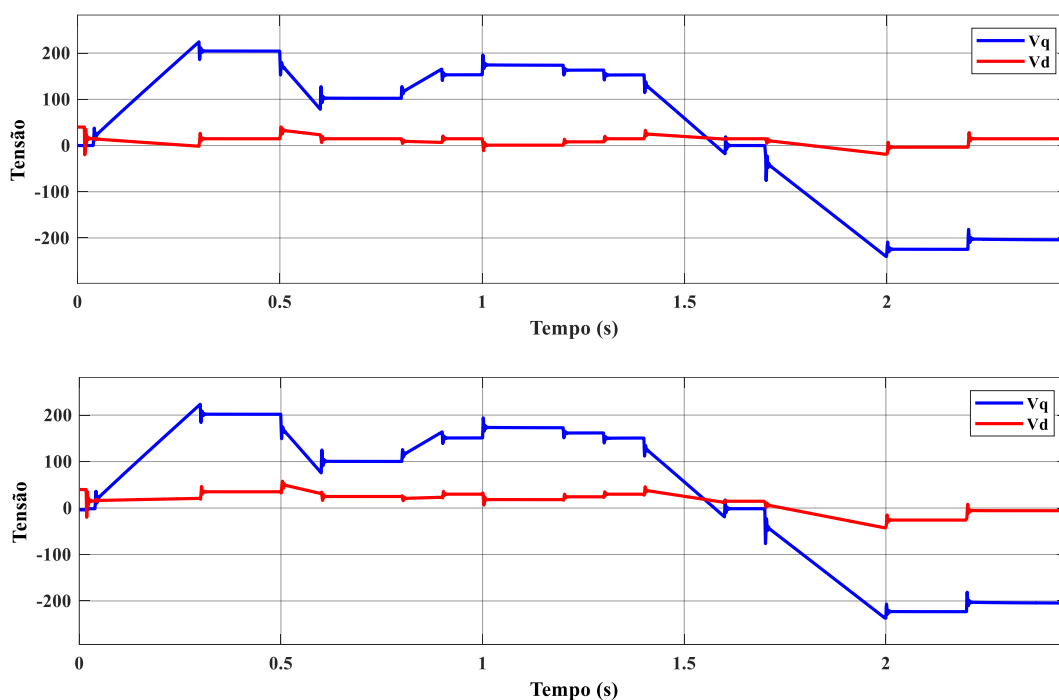
Foi introduzido um sensor de velocidade na configuração, conforme demonstrado na Figura 58, com o objetivo de manter a velocidade do rotor em sincronia com a velocidade desejada, representada por w_r^* . Esse comportamento é claramente observado na Figura 67. Nesse ponto, evidencia-se outra vantagem em relação ao controle escalar, pois mesmo quando há uma carga acoplada, o motor consegue manter a rotação programada. Isso ocorre porque o sinal de entrada w_e é ajustado de forma a aumentar ou diminuir a rotação da máquina, compensando o escorregamento e garantindo que a velocidade desejada do rotor seja mantida.

Além disso, ainda analisando a Figura 67 com o zoom, mesmo com a mudança brusca de velocidade com transitórios a velocidade desejada se mantém controlada.

Uma distinção adicional em relação ao controle escalar é que, na região em que a carga é zero, a velocidade se tornou nula, ao invés de ficar próxima de zero como indicado na Figura 56. Isso evidencia mais uma vantagem desse tipo de controle, que consiste na capacidade de ajustar e controlar o eixo do rotor em velocidades nulas.

É necessário ter o controle sobre os eixos de quadratura em virtude do fluxo constante e metodologias de desacoplamento. Na Figura 68, são ilustradas as tensões de quadratura e direta.

Figura 68 - Tensões de Quadratura e Direta para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Corrente



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Ao examinar a Figura 68, constata-se que a relação entre fluxo e torque é estabelecida por meio do controle das tensões direta e em quadratura da máquina, respectivamente. Como evidência do sincronismo do vetor unitário ($\cos\theta_e$ e $\sin\theta_e$), tem-se a igualdade entre o sinal de controle gerado e o obtido internamente pelo MIT.

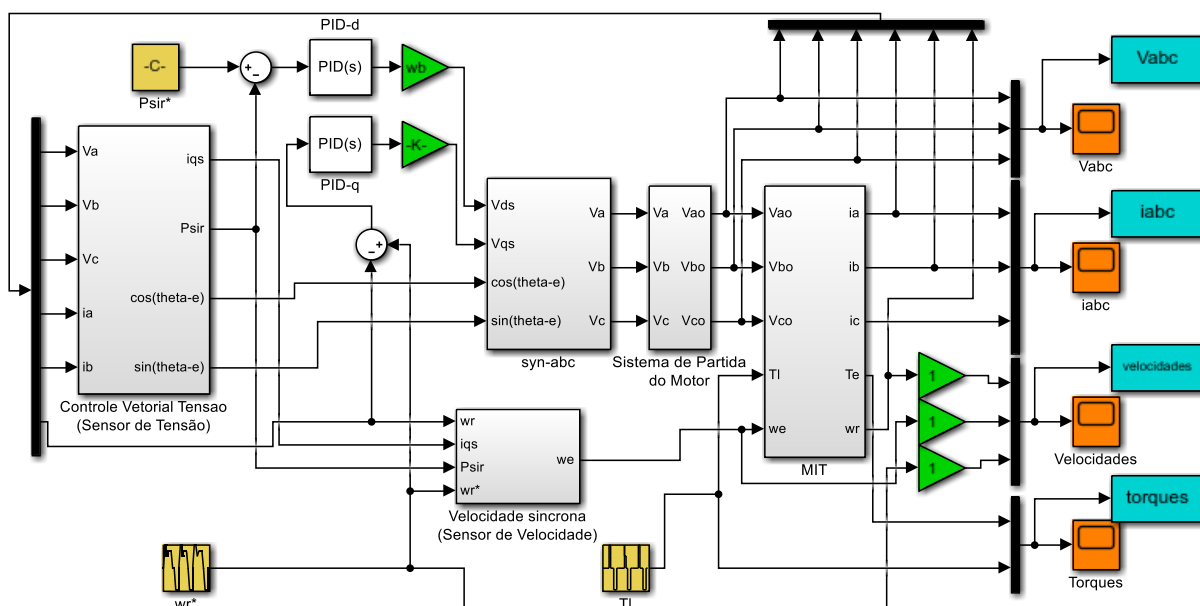
Dessa forma é notável que o controle vetorial modelo de corrente possui diversas vantagens em relação ao controle escalar. Entretanto, é necessário um investimento financeiro maior e um sistema mais complexo com a necessidade de um sensor de velocidade, cujo determinados ambientes impedem sua aplicação.

Com essas características é possível suprir as limitações existentes no controle escalar, contudo ao custo de um sistema mais complexo e negativamente com a necessidade de um sensor de velocidade, apesar deste manter a rotação do rotor conforme a desejada, mesmo com carga, em certos ambientes os sensores não são um fator obrigatório.

4.3.2 Controle Vetorial – Modelo de Tensão

O Controle Vetorial orientado pelo fluxo do rotor modelo de tensão é representado pela Figura 69 com base na Figura 34. Utilizou-se o mesmo diagrama do Motor de Indução Trifásicos representados até o momento. Além disso, o sistema de controle é composto por sensor de tensão, sistema auxiliar de partida, syn-abc, Psir e os controladores PID.

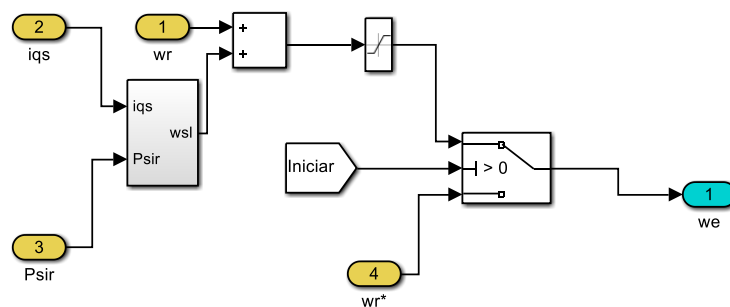
Figura 69 - Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Rotor– Modelo de Tensão



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

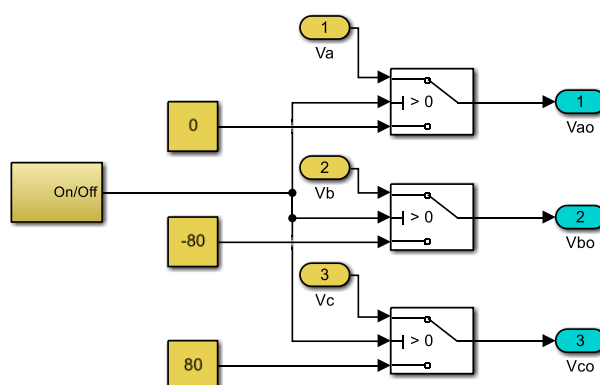
Embora o circuito seja complexo, a obtenção do fluxo do rotor não necessita da velocidade para determinar esse parâmetro. Para acionar o MIT é necessário o diagrama de bloco identificado na Figura 69 como “Velocidade síncrona” e representado na Figura 70. No instante inicial (próximo de zero), o valor da velocidade angular w_e é indeterminado, e, portanto, é necessário estabelecer um valor para essa variável. Para evitar interferências na dinâmica da máquina, recomenda-se realizar a chaveamento da variável de referência da velocidade angular w_r^* apenas nesse momento. Esse sistema de partida é análogo a dinâmica da tensão do modelo de corrente e foi necessário construir sistema auxiliar de partida representado na Figura 71.

Figura 70 - Diagrama de Bloco para Velocidade Síncrona



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

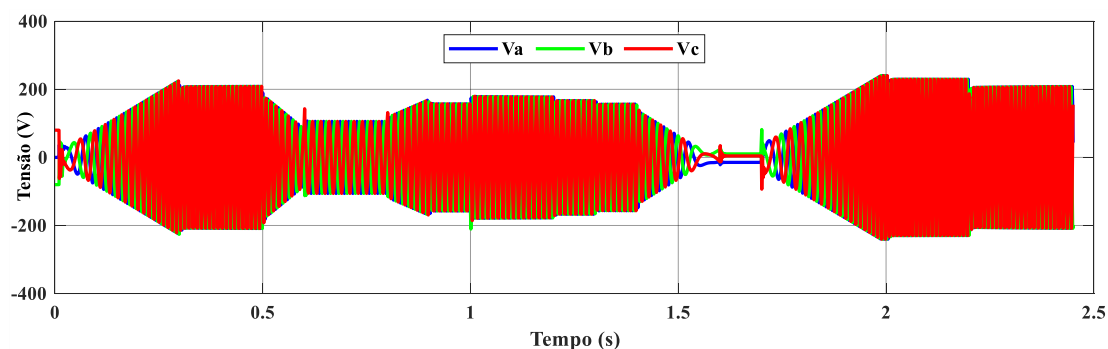
Figura 71 - Diagrama Sistema de Partida – Modelo Tensão



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

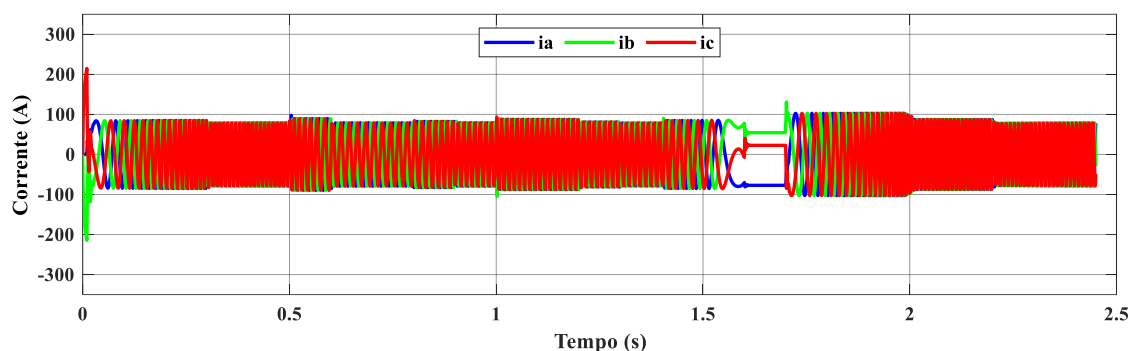
Seguindo a mesma lógica do controle de corrente, foram feitas diversas simulações e obteve-se os melhores números para cada controlador conforme a Figura 59. Com a utilização dos diagramas de blocos elaborados, torna-se viável realizar a análise das formas de onda pertinentes a esse tipo de controle.

Figura 72 - Tensões para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

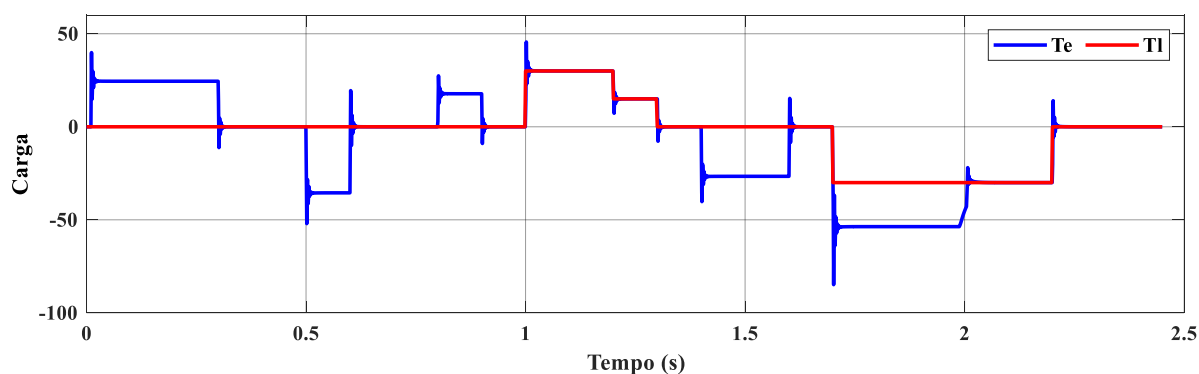
Figura 73 - Correntes para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

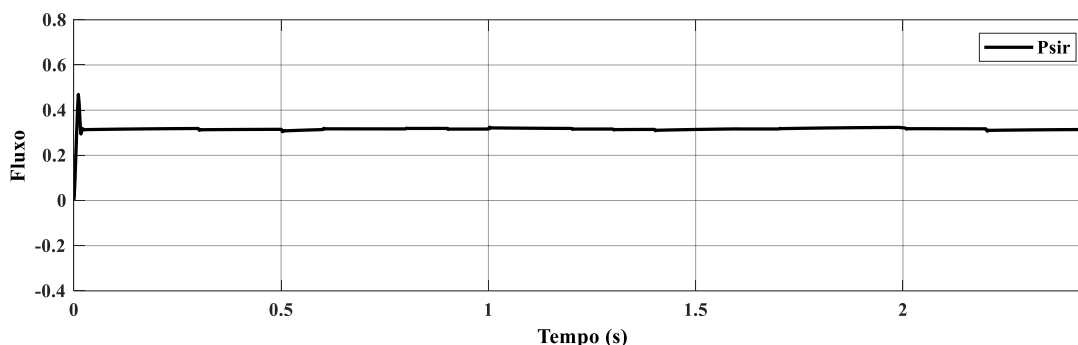
Nas Figuras 72-73 é possível identificar um padrão de comportamento semelhante ao modelo de controle de corrente. Essas imagens exemplificam tanto o controle *volts/Hz* quanto a ocorrência de variáveis contínuas para velocidade nula. No entanto, é importante notar que, durante a fase inicial do inversor, ocorre um pico de corrente mais elevado, pois é nesse momento que o sistema é ligado e os parâmetros são carregados. Para verificar o comportamento do torque e o fluxo do rotor é necessário avaliar as Figuras 74-75.

Figura 74 - Torque para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Figura 75 - Fluxo do Rotor para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão

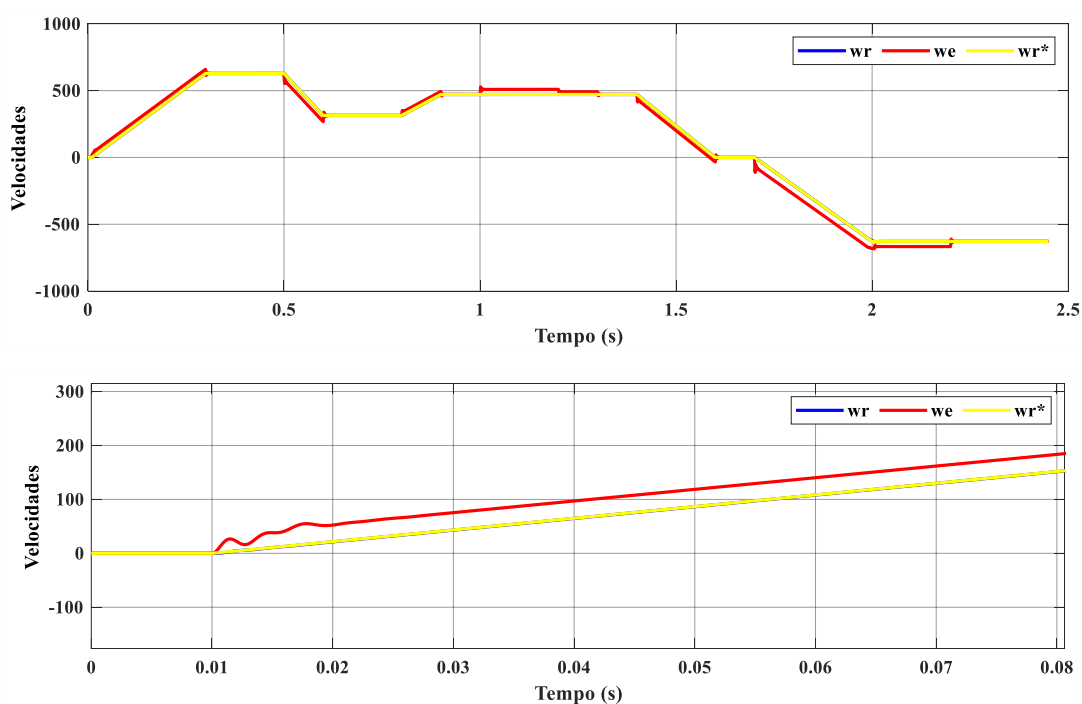


Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

A resposta rápida em relação aos transitórios no sistema com carga ou mudança de velocidade é análoga ao modelo de corrente. Assim, para manter a estabilidade do torque é necessário que o fluxo do rotor seja constante e próximo do valor desejado, conforme a Figura 75. Logo, considerando essas propriedades de torque e fluxo, a velocidade do rotor será mantida no valor desejado ao longo de todos os trechos, graças à influência da malha de controle de V_d visualizada nas figuras 77.

Uma outra diferença para o modelo de corrente está na oscilação da velocidade de entrada w_e conforme ilustrada na Figura 76.

Figura 76 - Velocidades para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão



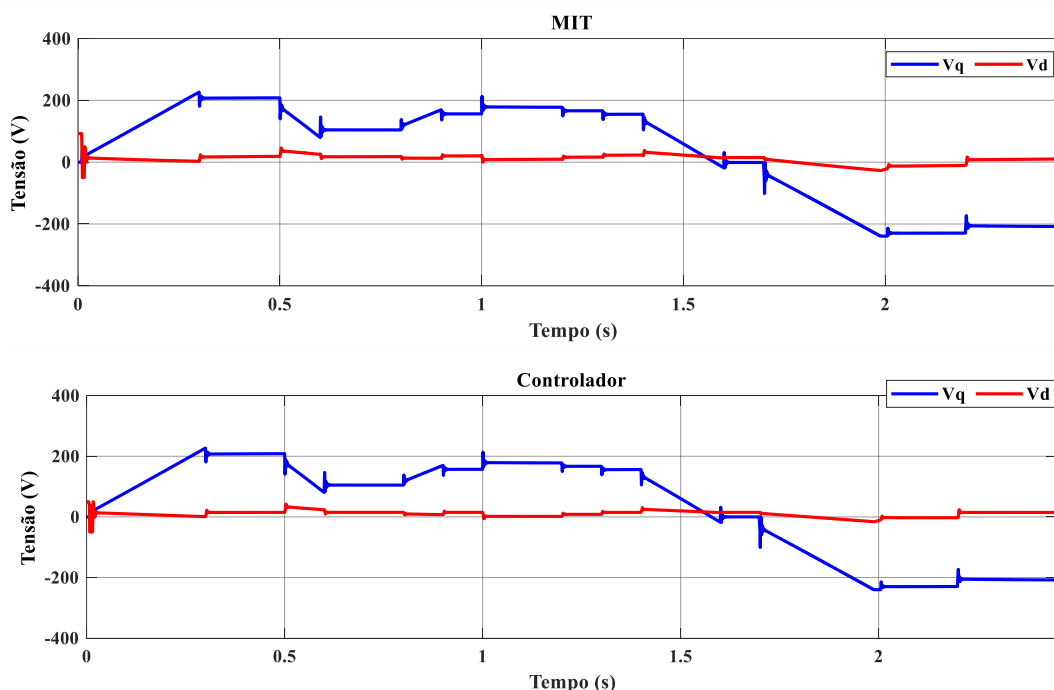
Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Nas instalações industriais, é concebível que a oscilação de w_e seja transferida para o rotor, no entanto, sua manifestação não pôde ser observada na Figura 76.

Em relação ao transitório para o torque elétrico, demonstrado na Figura 67, há uma resposta mais rápida do sistema com carga ou com mudança de velocidade. A redução do tempo do transitório é uma grande vantagem em relação ao controle escalar, porque o sistema se torna mais estável e dinâmico a influências externos.

Por fim, semelhante ao modelo de corrente, o controle das variáveis V_q e V_d tem efeitos sobre o torque/velocidade e o fluxo, respectivamente. É notável a sincronização presente nos vetores unitários, evidenciada pela semelhança entre os V_{qd} do MIT e da malha de controle.

Figura 77 - Tensões de Quadratura e Direta para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Ao analisar as diversas simulações do Modelo de Tensão, é perceptível a semelhança em relação ao Modelo de Corrente. No entanto, destaca-se uma vantagem significativa na obtenção dos vetores unitários e no controle do fluxo do rotor. Apesar da utilização de um sensor neste modelo, é possível obter essas variáveis apenas por meio das medições de tensão e corrente do sistema. Mesmo quando correntes elevadas são aplicadas durante a partida, esse sistema pode ser altamente eficaz, especialmente em situações em que o controle de baixas rotações não é necessário.

4.4 Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Modelo Tensão

O modelo de tensão para esse tipo de controle tem como o objetivo estimar o fluxo do estator e criar o vetor unitário. Esse processo segue o mesmo método explicado em capítulos anteriores. Ou seja, é necessário parametrizar o motor, fazer as adequações necessárias, adaptar o controlador e por fim simular o diagrama de bloco no Simulink para gerar as formas de ondas a serem analisadas.

Figura 78 - Parâmetros para o Controle Vetorial – Fluxo do Estator

```

1      %-----Controle Vetorial-----
2
3      %-----Fluxo do Estator -----
4
5      % Carregando Variaveis
6
7 -    clear all
8 -    clc
9
10 -   Rr = .39;      %resistencia do rotor
11 -   Rs = .19;      %resistencia do estator
12 -   Lls = .21e-3;  %indutancia do estator
13 -   Llr = .6e-3;   %indutancia do rotor
14 -   Lm = 4e-3;     %indutancia mutua
15 -   fb = 100;      %frequencia base
16 -   p = 4;         %numero de polos
17 -   J = 0.0226;    %Momento de inercia
18 -   Lr = Llr + Lm;
19 -   Ls = Lls + Lm;
20 -   Tr = Lr/Rr;
21 -   wb = 2*pi*fb;  %velocidade base
22 -   Xls = wb*Lls;  %impedancia do estator
23 -   Xlr = wb*Llr;  %impedancia do rotor
24 -   Xm = wb*Lm;    %impedancia mutua
25 -   Xmstar = 1/(1/Xls + 1/Xm + 1/Xlr);
26 -   Xml = Xmstar;
27 -   sig = 1-Lm^2/(Ls*Lr);

```

Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Conforme mencionado, precisou-se adequar o controlador PID. Como os leitores já estão familiarizados com os parâmetros no Simulink para esse diagrama, optou-se por gerar uma tabela com os valores utilizados.

Tabela 1 - Parâmetros do controlador PID

Eixo	Proporcional	Integral	Derivador	Valor Inicial do Integrador
PID-q	80	50	0	0,0001
PID-d	25	2	0	0

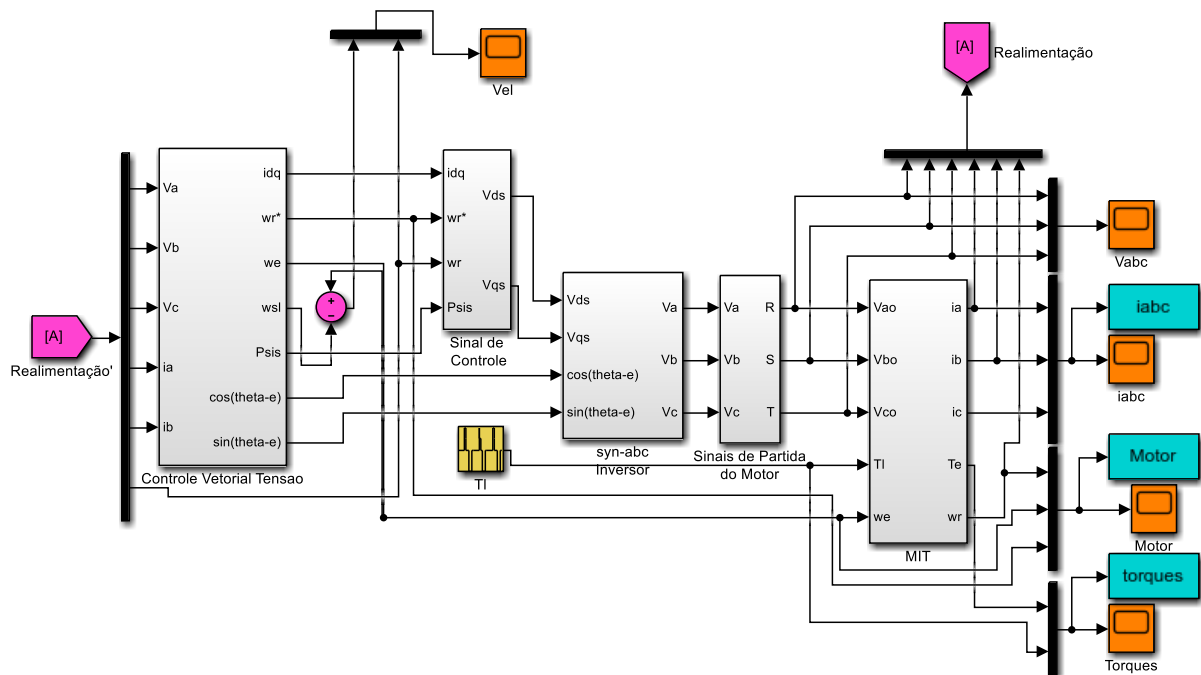
Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

O fluxo do estator foi obtido de maneira análoga ao capítulo anterior; assim $\Psi_s = 0,3143$. Uma das particularidades desse tipo de controle reside na sua capacidade de operar tanto com feedback de velocidade quanto sem ele.

4.4.1 Feedback de Velocidade

Ilustrado na Figura 79, o controle vetorial orientado pelo fluxo do estator, apresenta diagramas de blocos iguais aos descritos anteriormente, como os blocos MIT, inversor e sinais de partida do motor e por isso não será explicado novamente. Contudo, os novos diagramas de bloco “controle vetorial” e sinal de controle serão detalhados. Além disso, é necessário realizar a configuração inicial de w_e no instante preliminar do programa, ajustando-o para $w_r^* = 0$, que anteriormente era indeterminado. Essa configuração restringe sua atuação somente na etapa inicial.

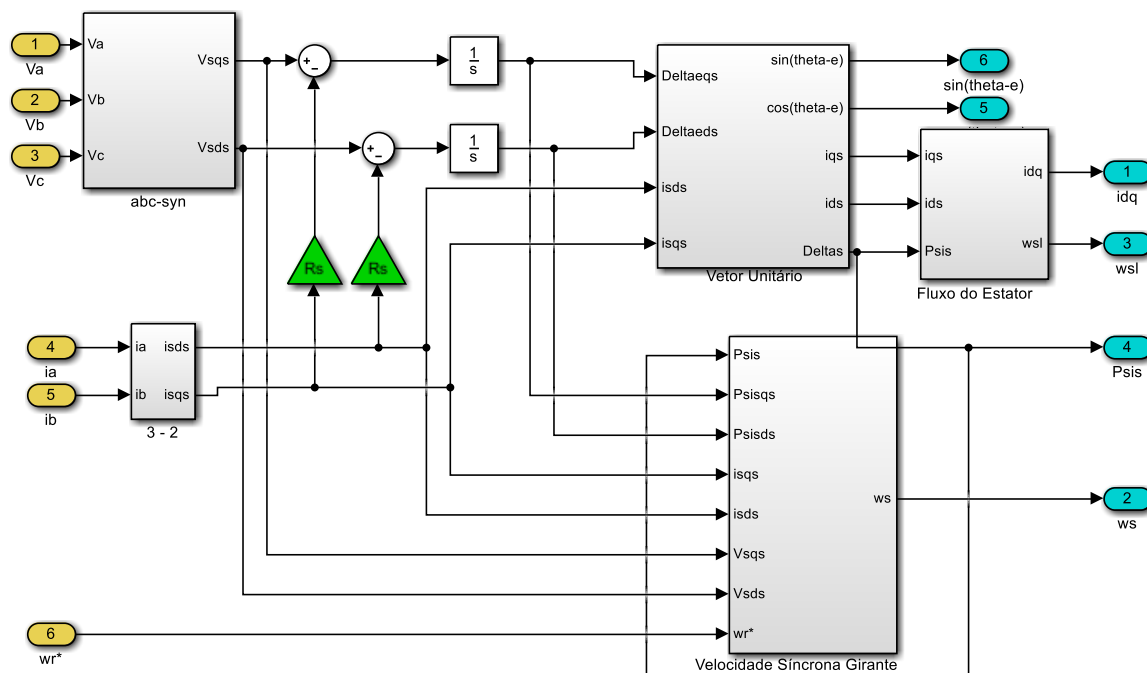
Figura 79 - Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade.



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

A obtenção do vetor unitário e da corrente e acoplamento i_{dqs} é possível através do diagrama de bloco “Controle Vetorial” representado pela Figura 80.

Figura 80 - Diagrama de Bloco – Controle Vetorial – Fluxo do Estator

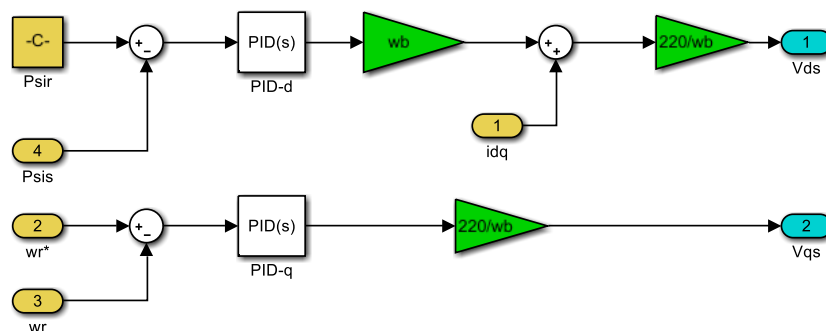


Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Analisando a Figura 80, esse diagrama é uma adaptação da figura 34 pois foi retirado os parâmetros do rotor. Contudo, criou-se 3 diagramas de blocos para que fosse possível o controle. O bloco “Vetor Unitário” é a parametrização de (113); o bloco “Velocidade síncrona girante” é a parametrização de (109-112) e por fim o bloco “Fluxo Estator” é a parametrização de (102)-(103).

Os sinais gerados pelo controle precisam ser integrados a uma malha de controladores, seguindo um procedimento similar ao descrito no capítulo anterior. Esse processo é descrito na Figura 81.

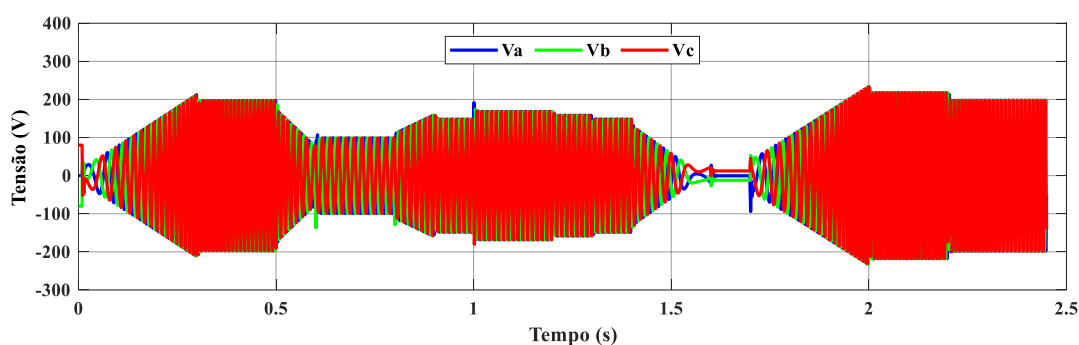
Figura 81 - Diagrama de bloco PID para Controle Vetorial Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

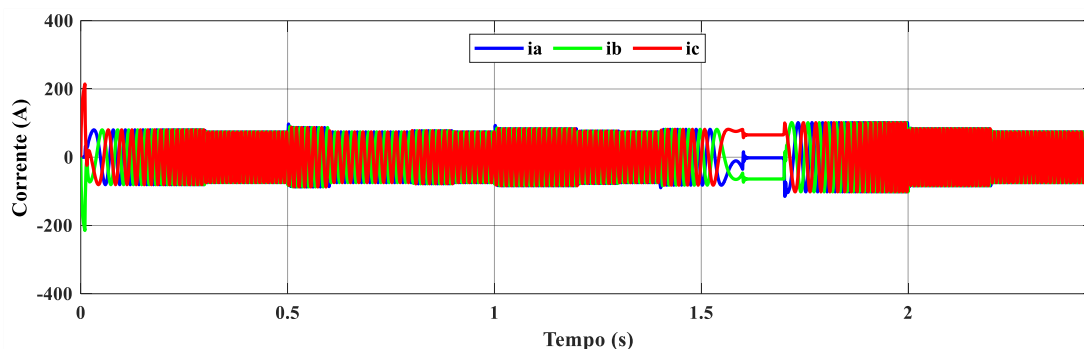
Com a utilização dos diagramas de blocos elaborados, torna-se viável realizar a análise das formas de onda pertinentes a esse tipo de controle. Nas Figuras 82-87, os resultados das simulações são ilustrados.

Figura 82 - Tensões para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Figura 83 - Correntes para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade

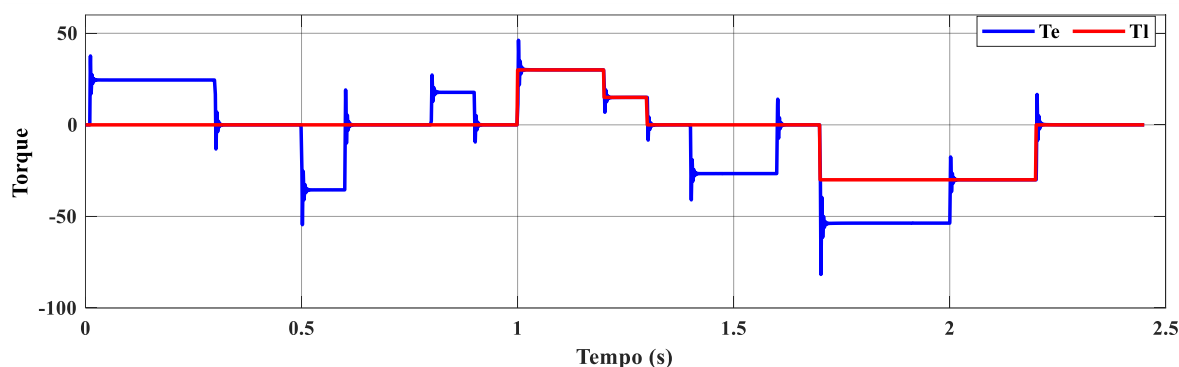


Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Ao examinar essas formas de onda, não se observa uma discrepância evidente em relação ao controle baseado no fluxo do rotor. No entanto, os desafios associados a esse método ainda persistem, como o elevado valor da corrente de partida. A presença de tensões e correntes contínuas quando o rotor está em velocidade zero também se prevaleceu, assim têm-se um controle em baixas rotações.

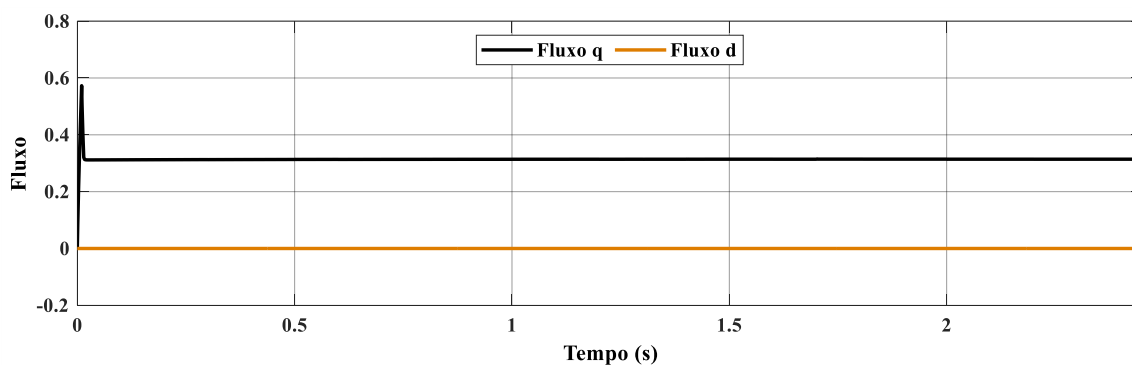
No que diz respeito ao fluxo do estator, a estabilidade foi mantida e, conforme previsto, o fluxo de componente quadratura é nulo, enquanto o fluxo de componente direta permanece constante. Apesar das oscilações abruptas do torque elétrico. Essa etapa é evidenciada nas Figuras 84 e 85.

Figura 84 - Torque para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

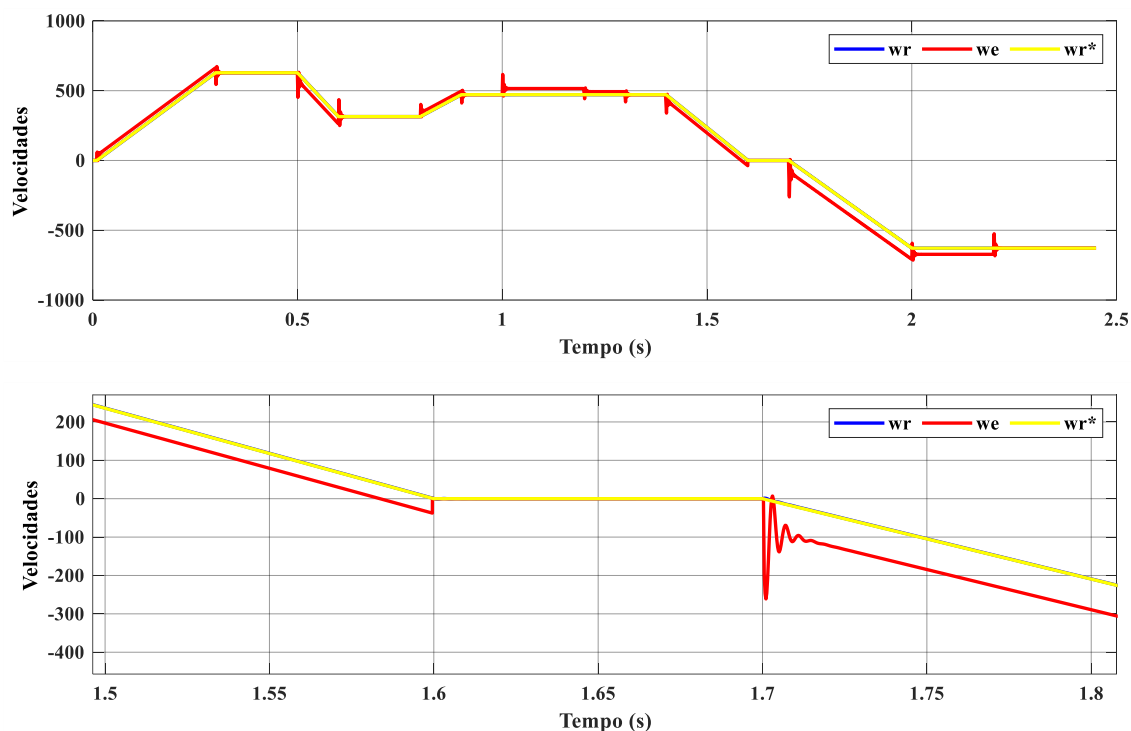
Figura 85 - Fluxo do Estator para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Novamente, pode-se observar um comportamento semelhante ao controle vetorial baseado no fluxo do rotor, com fluxos estáveis e variações de velocidade quase instantâneas e com baixo nível de ruído. No entanto, é importante destacar uma desvantagem desse tipo de controle em baixas rotações, onde é possível notar maiores oscilações, conforme ilustrado na Figura 86. Essa condição ocorre devido à simplificação na geração do vetor unitário em comparação ao modelo baseado no fluxo do rotor.

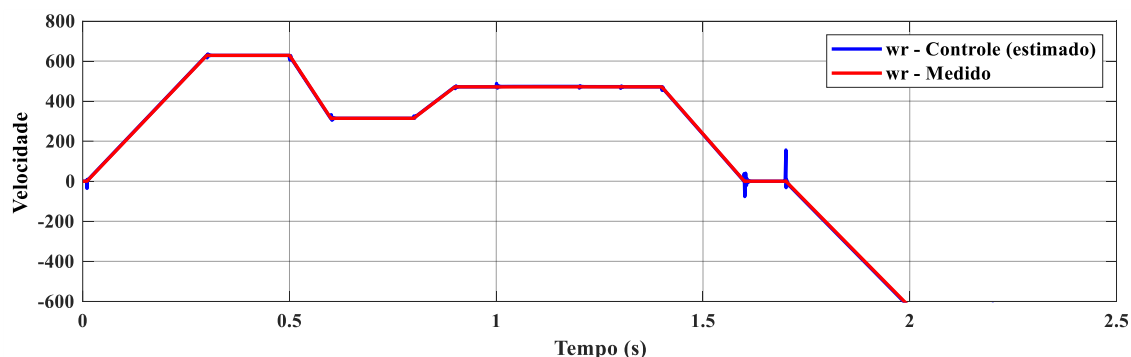
Figura 86 - Velocidades para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do Rotor – Modelo Tensão



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Para determinar a velocidade do rotor, é empregada (81), parametrizada de acordo com a Figura 79. É notável, conforme a Figura 87, que a velocidade do rotor medida pelo sensor é próxima à estimada pelo controle, com exceção das regiões de velocidade zero, onde a diferença se torna evidente.

Figura 87 - Velocidade do Rotor – Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Feedback de Velocidade



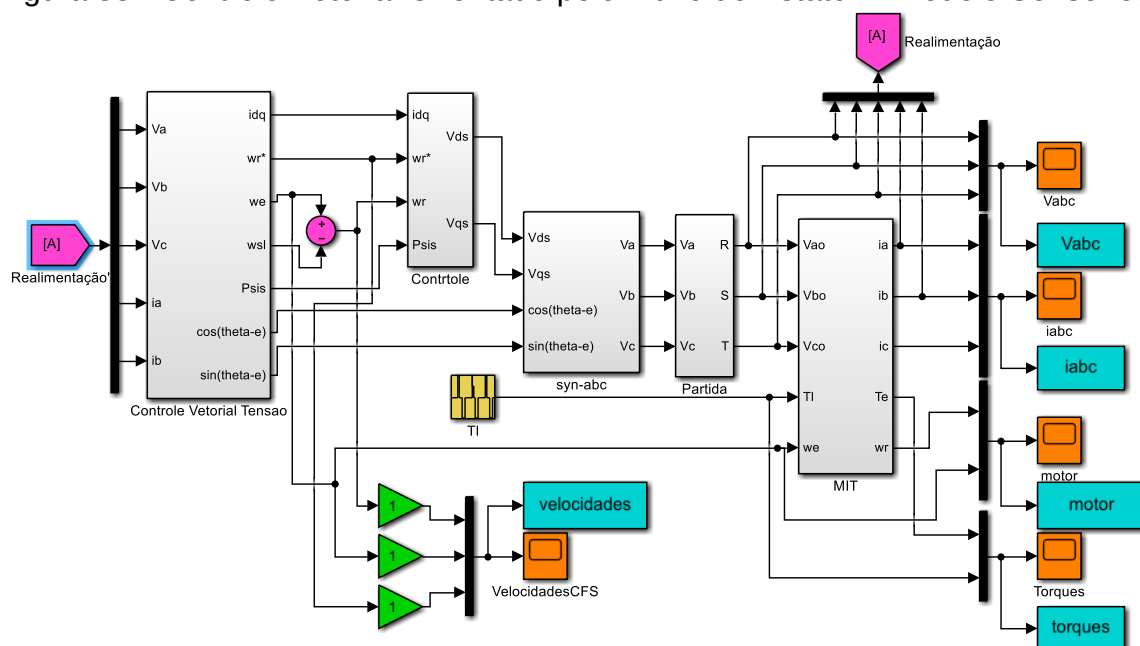
Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Analisando as Figuras 82-87, é possível verificar um ótimo controle do fluxo mas, com dificuldades mas desvantagens em baixas rotações. Dessas particularidades, surgem outras filosofias de controle para o MIT.

4.4.2 Sem Feedback de Velocidade

O controle vetorial orientado pelo fluxo do estator sem feedback de velocidade é conhecido como *Sensorless* e em aplicações industriais a tensão e corrente são medidos por TP e TC. Esse controle é observado na Figura 88.

Figura 88 - Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Modelo Sensorless

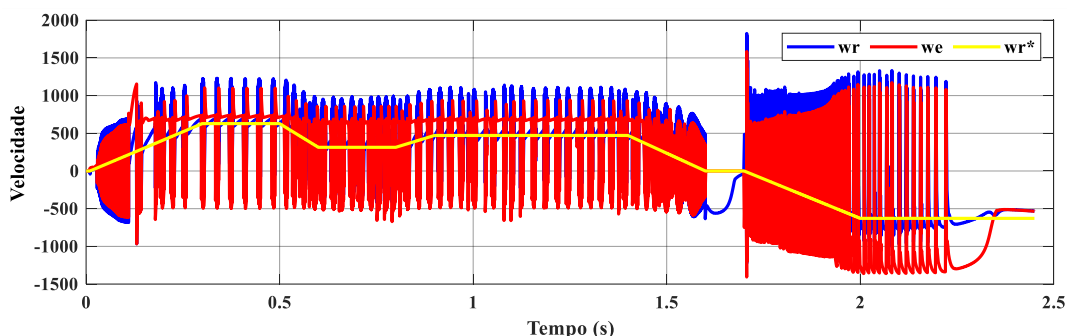


Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Uma pequena alteração em relação ao modelo com realimentação de velocidade pode ser observada na Figura 88, onde a velocidade do rotor está conectada à malha de controle. Isso permite utilizar a estimativa de w_r no controle sem a necessidade de um sensor. Em outras palavras, a velocidade medida e estimada do rotor, mencionada no modelo anterior, possui um comportamento e valor análogos àqueles apresentados na Figura 87. A diferença para esse controle está no diagrama de bloco Sinal de Controle representado na Figura 90. Os outros diagramas de blocos foram idênticos utilizados exatamente as mesmas componentes e lógica.

Com a utilização dos diagramas de blocos elaborados, torna-se viável realizar a análise das formas de onda pertinentes a esse tipo de controle.

Figura 89 - Velocidades para o Controle Vetorial Conduzido pelo Fluxo do estator – Modelo *Sensorless*

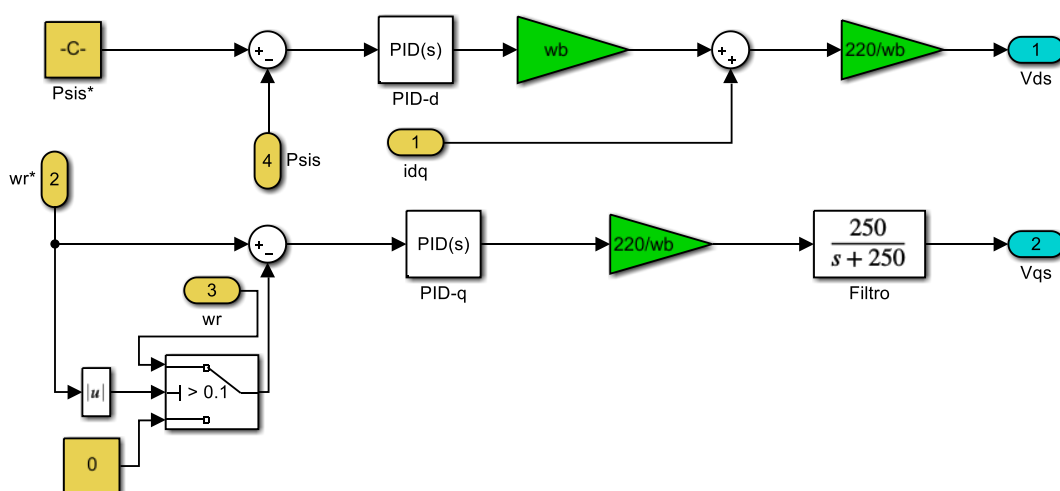


Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Através da Figura 89 é nítido observar que houve instabilidade das velocidades w_r e w_e . Ou seja, o sistema atingiu o limite de saturação em relação aos sinais externos representados apresentados na Figura 43.

Entretanto, é possível observar que houve uma aproximação da velocidade desejada, w_r^* . Em virtude disso, optou-se por implementar mais circuitos ao sistema para eliminar o efeito em alta frequência e assim torna-se o sistema aplicável. Para isso, adicionou-se um filtro passa baixa no diagrama PID. Esse foi o diagrama de bloco comentado que era diferente ao controle com feedback de velocidade e isso é observado na Figura 90.

Figura 90 - Diagrama de bloco PID para Controle Vetorial Fluxo do Estator – Modelo *Sensorless*



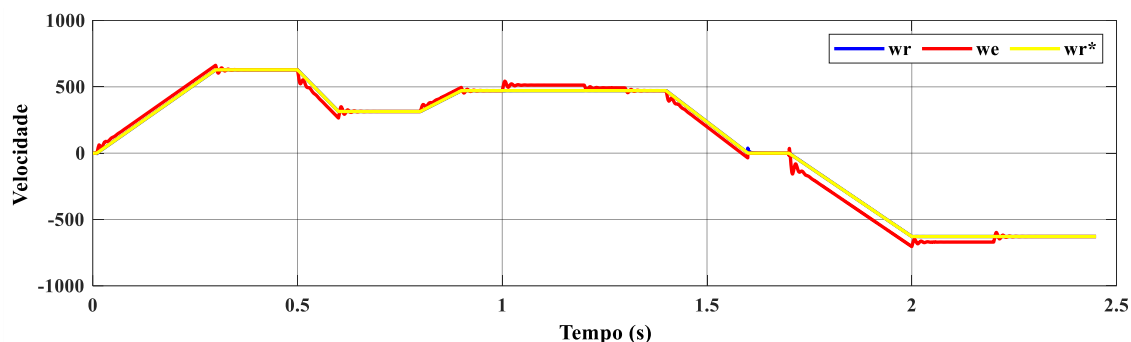
Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Após a incorporação do filtro, uma questão adicional precisou ser abordada para viabilizar a simulação. Durante a execução do programa, um erro foi identificado, indicando que a execução dos controladores derivativo e integral no tempo 0 era inviável. Como solução, foi necessário introduzir um atraso no sinal de tensão V_{qs} .

Além disso, a inclusão de um bloco de chaveamento foi necessária para evitar a ocorrência de um valor indeterminado para w_r durante os momentos de velocidade zero, a fim de evitar a paralisação do programa.

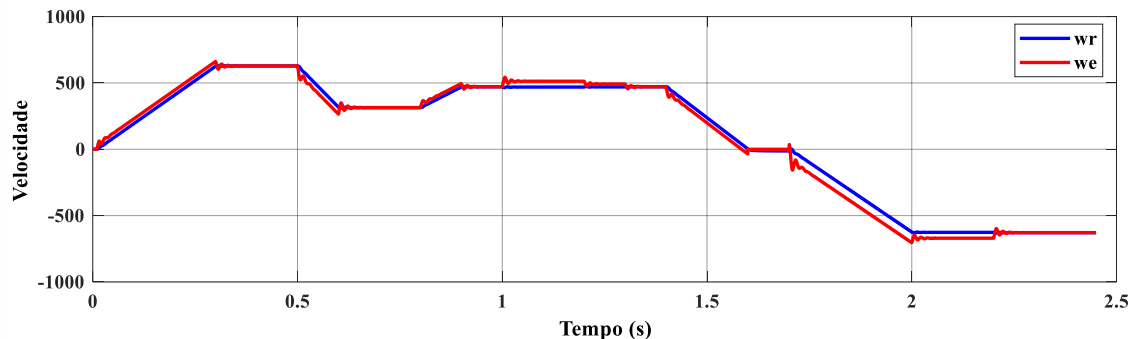
Após essas adaptações, foi simulado novamente o circuito, nas Figuras 91-97 os resultados das simulações são ilustrados.

Figura 91 - Velocidades na malha de Controle para o Fluxo do Estator – Modelo *Sensorless*



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Figura 92 - Velocidades no MIT para o Fluxo do Estator – Modelo *Sensorless*



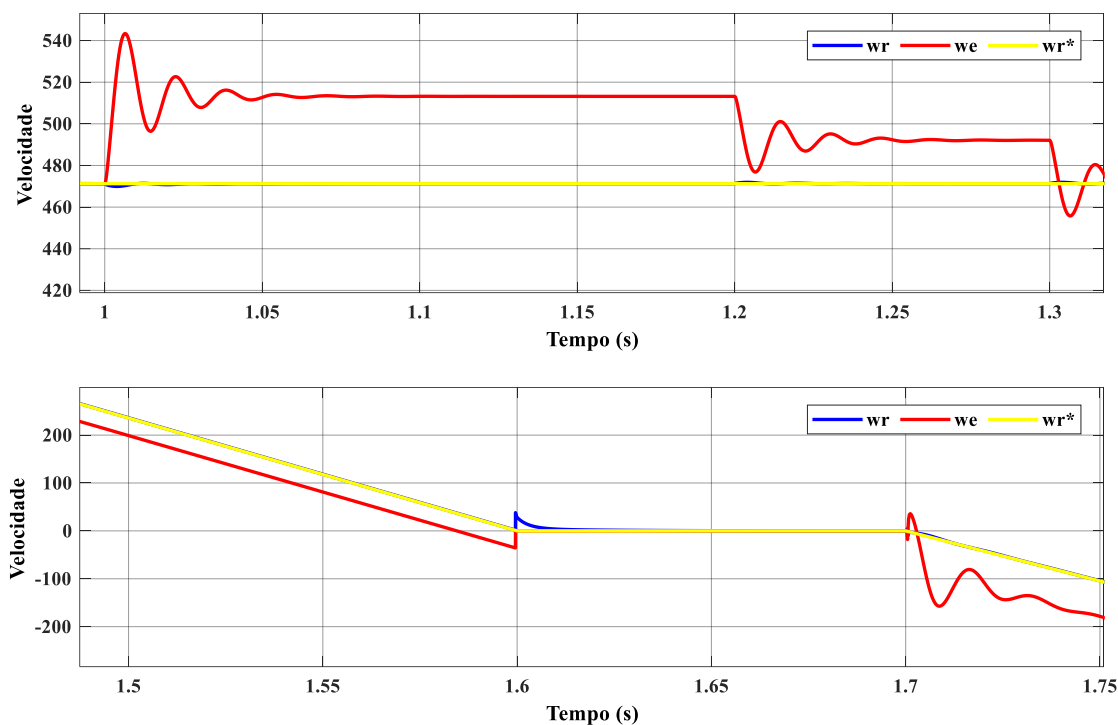
Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Levando em consideração o sistema de realimentação de velocidade, esse sistema se assemelha ao controle escalar. Entretanto, para a velocidade do rotor há uma diferença nítida pois, para o controle discutido nesse capítulo, há o controle da velocidade desejada no rotor mesmo com impacto de carga enquanto que no controle escalar isso não é possível. Essa comparação foi feita através das Figuras 92 e 56.

Além disso, é notável que o resultado obtido na Figura 92 é essencialmente semelhante à saída apresentada no MIT. Essa congruência reforça a possibilidade de analisar a velocidade com base nas variáveis disponíveis no controle, eliminando a necessidade de um sensor adicional. Para aprofundar a compreensão das

velocidades na malha de controle, foi realizado um zoom e os resultados são apresentados na Figura 93.

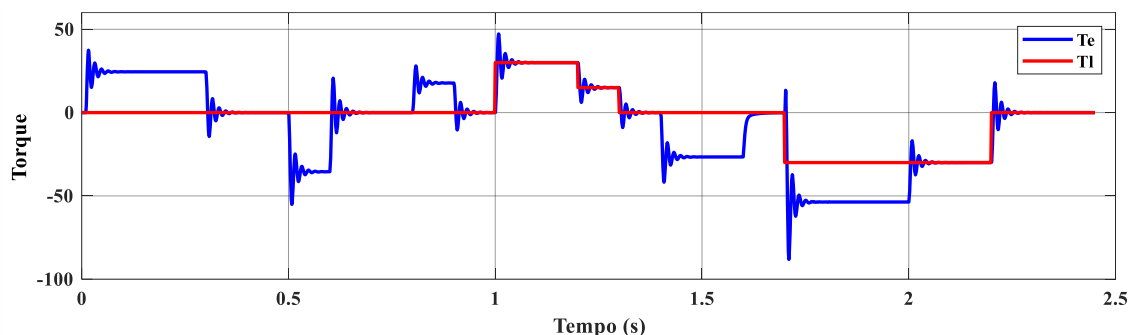
Figura 93 - Velocidades na malha de Controle para o Fluxo do Estator – Modelo Sensorless com Zoom



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Ao analisar-se a Figura 93, torna-se evidente a presença de um transitório na velocidade síncrona, o qual será transferido para a velocidade do rotor. Consequentemente, a velocidade do rotor em relação à carga, nesse tipo de controle, acarreta uma diminuição no gerenciamento das oscilações em detrimento do custo e da complexidade inerentes a essa metodologia. Uma hipótese para o incremento do transitório reside na incorporação do filtro ao controlador PID. Mediante análise da Figura 94, é evidente um acréscimo nos níveis de ruído detectados no torque elétrico.

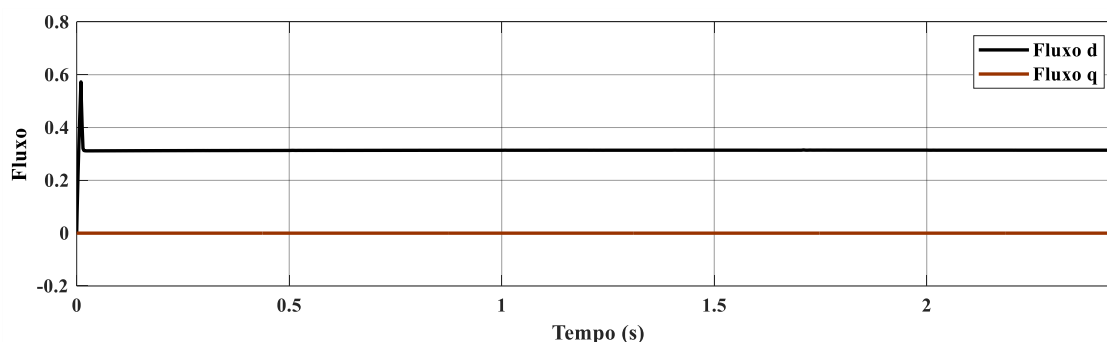
Figura 94 - Torque para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Modelo Sensorless



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

No entanto, ao considerar a dinâmica do fluxo, verifica-se que o controle adotado, análogo ao que utiliza sensor de velocidade, proporciona estabilidade e consistência durante todo o ciclo operacional da máquina, conforme ilustrado na figura 95. Portanto, é assegurado que as oscilações observadas nos transitórios não estão diretamente relacionadas ao fluxo dessa máquina, uma vez que este permaneceu constante ao longo do processo. Apesar do efeito de acoplamento presente, o controle do fluxo é capaz de satisfazer as exigências e requisitos desse modelo.

Figura 95 - Fluxo do Estator para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Modelo Sensorless



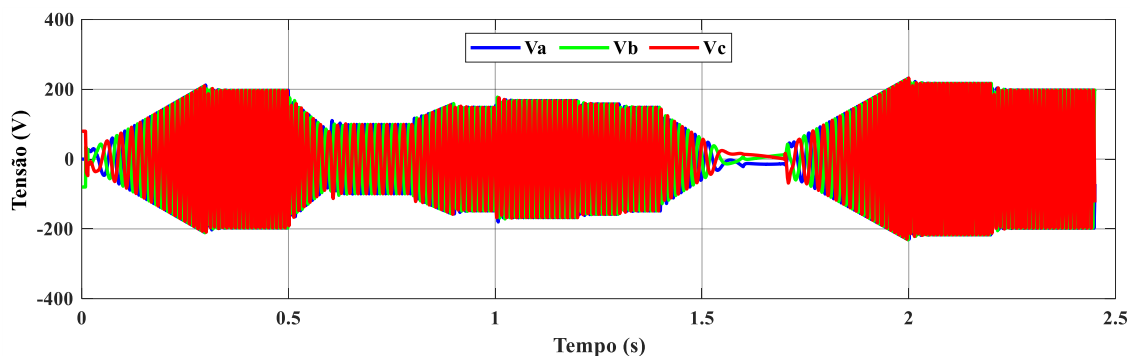
Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Entretanto, o comportamento do fluxo é análogo ao controle com sensor de velocidade; logo, são estáveis e constantes ao longo do funcionamento da máquina como observado na Figura 95. Assim, garante-se que as oscilações dos transitórios não estão relacionados com o fluxo desta máquina uma vez que permaneceu constante. Mesmo com o efeito de acoplamento, o controle do fluxo satisfaz as necessidades desse modelo.

Por fim, em relação à tensão e à corrente, Figuras 96 e 97 respectivamente, é possível observar uma semelhança marcante com os demais modelos. As diferenças ocorreram no que diz respeito ao valor absoluto, à frequência e ao comportamento CA

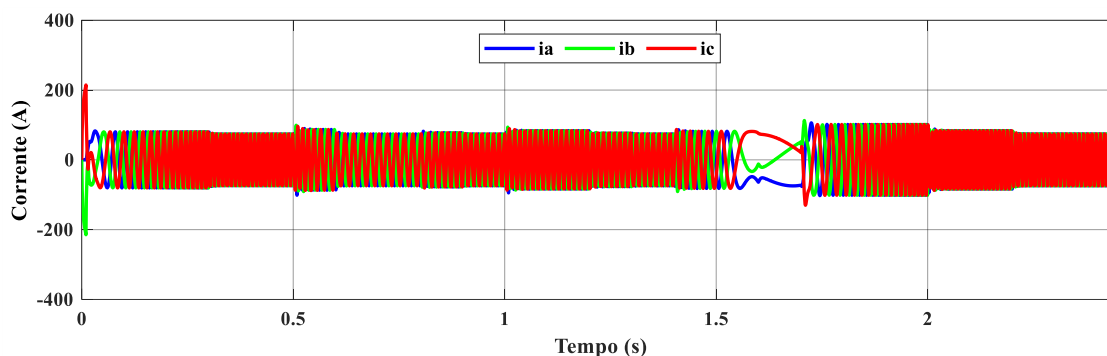
no momento em que a velocidade é igual a zero, evidenciando uma melhoria no controle de torque nessas regiões.

Figura 96 - Tensões para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Modelo Sensorless



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Figura 97 - Tensões para o Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator – Modelo Sensorless



Fonte: Elaborado pelo AUTOR (2023).

Nos setores industriais que demandam a presença indispensável de um sensor de velocidade, o modelo vetorial orientado pelo fluxo do estator Sensorless surge como uma opção para o controle da máquina. Apesar de apresentar uma qualidade comparável aos outros modelos, é importante que o projetista avalie cuidadosamente a melhor opção, levando em consideração os aspectos de custo e qualidade, especialmente em relação às dificuldades operacionais encontradas no controlador PID.

5 CONCLUSÕES

O Motor de Indução Trifásico conhecido por sua região de operação abrangente em termos de torque e velocidade, é suportado por um sistema de controle adaptativo. A flexibilidade deste sistema permite a variação de diversos elementos, como a fonte de alimentação, tensão e frequência, entre outros. Dessa forma, é necessário implementar estratégias de controle adequadas para o (MIT), levando em consideração as diferentes necessidades de operação e otimização do desempenho do motor.

Para a partida direta o controle limita-se às características nominais da máquina. Isso resulta em desafios durante as transições de tensão, com correntes elevadas sendo distribuídas no sistema elétrico industrial, o que pode comprometer o equipamento. Nesse sistema de malha aberta, sem a presença de controladores, o sistema não será capaz de responder a variações na velocidade do eixo da máquina, tornando impossível manter a velocidade durante períodos de carga.

Para o sistema de malha aberta, porém para o controle escalar, nota-se uma melhora para as velocidades desejadas e redução do efeito da corrente. Além disso, há uma melhora nas condições iniciais da máquina em virtude da intensificação do sinal do torque resultante do *boost*. Contudo, ao utilizar o sistema de *boost*, surgiram dificuldades em manter a velocidade desejada durante os períodos de carga, resultando em um aumento significativo do escorregamento. Como resultado, pode-se afirmar que o escorregamento e o torque atuam de maneira interdependente em regime permanente.

O controle vetorial foi amplamente explorado devido à sua capacidade de controle tanto da orientação do fluxo no rotor quanto no estator. No caso do fluxo no rotor, diferentes abordagens para a obtenção do fluxo resultaram em resultados análogos, porém mais favoráveis em comparação ao controle escalar. A utilização da malha fechada assegurou a manutenção da velocidade durante momentos de carga e reduziu o efeito de escorregamento. Além disso, os transitórios de torque se tornaram praticamente instantâneos, tanto para o modelo de corrente quanto para o de tensão, e a relação entre o fluxo e as tensões e correntes se manteve praticamente constante dentro dos limites estabelecidos. Por fim, observou-se um aumento na corrente no barramento quando a máquina é forçada a reduzir a velocidade, evidenciando o princípio de freios regenerativos.

O controle vetorial orientado pelo fluxo do estator apresentou resultados semelhantes ao controle baseado no fluxo do rotor. A principal diferença surgiu com a utilização da técnica de *Sensorless*, empregada para estimar a velocidade. No entanto, essa abordagem de controle enfrentou dificuldades ao lidar com velocidades próximas a zero, exigindo aprimoramentos no controlador PID por meio da implementação de um filtro, o que implica em custos mais elevados para o sistema.

Conclui-se, portanto, que é imprescindível que o projetista realize uma análise criteriosa para determinar a abordagem de controle mais adequada para a aplicação em questão. No entanto, o controle escalar, embora seja um modelo de controle simples, tende a perder relevância no contexto industrial devido à sua limitação em manter a velocidade desejada em diferentes condições de operação. Como resultado, o controle vetorial surge como uma solução mais promissora para tais aplicações, especialmente devido à sua capacidade de implementar a metodologia de controle *sensorless*, o que representa uma vantagem adicional.

Para futuras abordagens, uma oportunidade promissora consiste na incorporação de inteligência artificial e aprendizado de máquina para identificar possíveis falhas e antecipar necessidades de manutenção. Além disso, é fundamental considerar a integração harmoniosa com outras tecnologias de automação industrial, como os Controladores Lógicos Programáveis (CLPs).

REFERÊNCIAS

- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 17094:** Máquinas elétricas girantes Parte 1: Motores de indução trifásicos – Requisitos. Rio de Janeiro, 2018.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 5383:** Motor de Indução trifásicos – ensaios são Rio de Janeiro, 2020
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 5410:** Instalações elétricas de baixa tensão. Rio de Janeiro, 2020.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 63, DE 12 DE MAIO DE 2004.**
- BARAMBONES, O.; ALKORTA, P. **A robust vector control for induction motor drives whit an adaptive sliding-mode control law.** Elsevier, 2010.
- BARNES, M. **Practical Variable Speed Drives and Power Electronics.** Elsevier, 2003.
- BIM, E. **Máquinas elétricas e acionamento.** 2. ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2012.
- BOSE, B. K. **Modern Power Electronics and Drives.** Prentice Hall, Knoxville, 2001.
- BURAK, O **Simulink Implementation of Induction Machine Model – A Modular Approach,** P. O. Box, 2009..
- D. W. Novotny and T. A. Lipo. **Vector Control and Dynamics of AC Drives.** Cleredon Press, Oxford, 1996.
- FILHO, João Mamede. **Instalações Elétricas Industriais.** 9. ed. LTC, 2017
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, JR., C.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas com Introdução à Eletrônica de Potência,** 6ª edição, Bookman, São Paulo – SP, 2006.
- FRANCHI, C. M. **Acionamentos elétricos.** São Paulo: Érica, 2014. 250 p.
- HUGHES, A. **Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications.** 3ª edição, Elsevier, 2006.
- KOSOW, I. L. **Máquinas Elétricas e Transformadores.** São Paulo: Globo, 2005.
- KOSTENKO, M.; PIOTROVSKY, L. **Electrical Machines.** MOSCOU: MIR, 1969.
- KRAUSE, C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, D. **Analysis of Electric Machinery and drive systems.** 2ª Edição, IEEE, 2002.
- LISBOA KNUPPE, L.; HENRIQUE SEFRIN, L.; **Campo Girante Trifásico, 2013.**
- OGATA, K. **Modern Control Engineering.** 4ª edição, Aeeizh, 2002.