

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

FELIPE SASSI DEL SANT

**OBSERVADORES DE VELOCIDADE DE ALTO  
DESEMPENHO BASEADOS EM TÉCNICAS PLL PARA  
ACIONAMENTO VETORIAL *SENSORLESS* DE  
MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2018

FELIPE SASSI DEL SANT

**OBSERVADORES DE VELOCIDADE DE ALTO  
DESEMPENHO BASEADOS EM TÉCNICAS PLL PARA  
ACIONAMENTO VETORIAL *SENSORLESS* DE  
MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica - DAELE - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Câmpus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Emerson Giovani Carati

Coorientador: Me. Diego Dias Pinheiro

PATO BRANCO

2018

## **TERMO DE APROVAÇÃO**

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado **OBSERVADORES DE VELOCIDADE DE ALTO DESEMPENHO BASEADOS EM TÉCNICAS PLL PARA ACIONAMENTO VETORIAL *SENSORLESS* DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS** do acadêmico **Felipe Sassi Del Sant** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora **Nº 188** de **2018**.

Fizeram parte da banca examinadora os professores:

**Prof. Dr. Emerson Giovani Carati**

**Me. Diego Dias Pinheiro**

**Prof. Dr. Jean Patric da Costa**

**Prof. Dr. Rafael Cardoso**

**A Ata de Defesa assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica**

Dedico esse trabalho aos meus pais, Edemar e Denise, por todo o apoio e amor a mim dedicados.

*Estude bastante o que mais lhe interessa da forma  
mais indisciplinada, irreverente e original possível.*

Richard P. Feynman

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente aos meus pais, Edeimar e Denise, por toda a dedicação, carinho e ensinamentos que me foram dados.

Agradeço ao meu orientador, Emerson Giovani Carati, por todos os momentos de ensinamentos, sem os quais esse trabalho não poderia ser concluído. Também agradeço ao meu coorientador, Diego Dias Pinheiro, por todos os momentos em que mostrou a luz perante dificuldades que surgiam em meu caminho.

Agradeço aos colegas de laboratório, Salvador Garcia Neto, Lucas Soté de Elage, Paulo Cagnini, Rodrigo, Luiz Henrique Meneghetti, Elias Vicensi, Roner Liston Júnior, Cássio Gobbato, Samuel Valerio Kohler, Cassiano Ferro Moraes e Gabriel Salvatti por todos os momentos de descontração, e por toda a ajuda que me prestaram, direta ou indiretamente. Sem vocês esse trabalho não seria o mesmo.

Agradeço a todos os professores da UTFPR, os quais me mostraram o caminho da sabedoria.

A UTFPR, Fundação Araucária pelo apoio financeiro e infraestrutura, sem os quais esse trabalho se tornaria muito mais difícil de ser realizado.

E por fim, agradeço a todos que de alguma forma passaram por meu caminho.

## RESUMO

SASSI DEL SANT, Felipe. **Desenvolvimento de Estratégias *Sensorless* de Alto Desempenho Baseadas em Técnicas PLL para Acionamento Vetorial de Motores de Indução Trifásicos**. 2018. 102f. Trabalho de Conclusão de Curso - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2018.

Esse trabalho apresenta o desenvolvimento de uma modificação em um observador PLL para incremento de seu desempenho quando utilizado como estimador de velocidade para acionamento vetorial *sensorless* de motores de indução trifásicos. Inicialmente a modelagem matemática tanto do sistema elétrico quanto do mecânico do motor de indução trifásico (MIT) é realizada, para análise da dinâmica entre diferentes variáveis que governam o funcionamento da máquina. Após isso, o sistema de controle vetorial baseado na técnica *indirect field orientation control* (IFOC) é explanado, e seus controladores apresentados em detalhes, juntamente com o projeto de seus ganhos. Para a verificação do desempenho do observador PLL, o mesmo é modelado matematicamente e utilizado para a estimação de velocidade rotórica do MIT. Quando a malha de velocidade é realimentada com a velocidade estimada o desempenho do sistema se degrada, principalmente durante as inserções de carga no eixo. Visando contornar esse problema, são desenvolvidas modificações no observador, inicialmente sendo proposta a normalização de seu sinal de erro, para diminuição das oscilações durante inserção de carga. Devido a degradação no desempenho do estimador, com o erro normalizado, durante a partida, mais duas modificações são inseridas, uma ação *feedforward* e *gain scheduling*. A partir da análise de resultados de simulação pode-se verificar que o desempenho do sistema com as modificações se torna superior ao sistema clássico. Por fim, os resultados experimentais são apresentados, validando o sistema de controle vetorial, com a utilização de um sensor de velocidade e o sistema de controle sem a utilização, com o observador clássico e após, com o observador modificado estimando a velocidade rotórica. Esses resultados experimentais, juntamente com os obtidos via simulação serviram para validar a eficácia do observador de velocidade modificado.

**Palavras-chave:** Motor de Indução. Controle Vetorial. Observador PLL.

## ABSTRACT

SASSI DEL SANT, Felipe. **Desenvolvimento de Estratégias *Sensorless* de Alto Desempenho Baseadas em Técnicas PLL para Acionamento Vetorial de Motores de Indução Trifásicos**. 2018. 102f. Term Paper - Electrical Engineering Bachelor, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2018.

This work presents the development of a modification in a PLL observer to increase its performance when used as a speed estimator for vector drive of three-phase induction motors. Initially the mathematical modeling of both the electrical and mechanical systems of the three-phase induction motor (IM) is performed, to analyze the dynamics between different variables that govern the operation of the machine. After that, the vector control system based on the indirect field orientation control (IFOC) technique is explained, and its controllers presented in detail along with the design of its gains. To verify the performance of the PLL observer, it is mathematically modeled and used to estimate the rotor speed of MIT. When the speed mesh is fed back to the estimated speed the system performance degrades, especially during the load inserts on the shaft. In order to overcome this problem, modifications are developed in the observer, initially being proposed the normalization of its error signal, to decrease the oscillations during load insertion. Due to the degradation in the performance of the estimator, with the normalized error, during the game, two more modifications are inserted, a *emph* feedforward action and *emph* gain scheduling. From the analysis of simulation results it can be verified that the performance of the system with the modifications becomes superior to the classic system. Finally, the experimental results are presented, validating the vector control system, with the use of a speed sensor and the control system without the use, with the classic observer and after, with the modified observer estimating the rotor speed. These experimental results, together with those obtained through simulation, served to validate the efficacy of the modified speed observer.

**Keywords:** Induction Motor. Vector Control. PLL Observer.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Circuito elétrico representando tanto o estator quanto o rotor de um MIT. . . . .	24
Figura 2:	Representação para ilustrar a transformação de um sistema de eixo trifásico em um sistema bifásico ortogonal. . . . .	26
Figura 3:	Representação esquemática das relações entre os ângulos rotóricos e estatóricos. . . . .	28
Figura 4:	Representação esquemática, por meio de circuitos elétricos das equações do MIT em domínio $dq0$ . . . . .	30
Figura 5:	Ilustração do alinhamento do vetor de fluxo rotórico com o eixo direto. . . . .	34
Figura 6:	Modelo elétrico simplificado do MIT. . . . .	36
Figura 7:	Modelo mecânico simplificado do MIT. . . . .	36
Figura 8:	Resultados de simulação para o MIT em malha aberta (partida direta). . . . .	39
Figura 9:	Esquema do sistema IFOC. . . . .	45
Figura 10:	Controlador PI de velocidade rotórica. . . . .	46
Figura 11:	Controladores PI de correntes elétricas. . . . .	47
Figura 12:	Controlador PI de fluxo rotórico. . . . .	48
Figura 13:	Fluxograma para ilustrar o <i>script</i> implementado para análises numéricas. . . . .	50
Figura 14:	Resultados de simulação para o MIT operando em malha fechada. . . . .	52
Figura 15:	Diagrama de blocos do observador PLL. . . . .	57
Figura 16:	Sinais trifásicos equilibrados. . . . .	58
Figura 17:	Sinais em um domínio $\alpha\beta0$ . . . . .	59
Figura 18:	Sinais de reais e estimados com seus respectivos sinais de erro. . . . .	61
Figura 19:	Ângulos reais e estimado. . . . .	62

Figura 20:	Erros do sistema. . . . .	63
Figura 21:	Sinais de reais e estimados com variação das condições iniciais do sistema. . . . .	64
Figura 22:	Sinais de reais e estimados de posição e de frequência angular com variação do ganho $K_P$ . . . . .	65
Figura 23:	Sinais de reais e estimados de posição e de frequência angular com variação do ganho $K_I$ . . . . .	66
Figura 24:	Sinais representado o observador PLL funcionando somente como estimador de velocidade. . . . .	68
Figura 25:	Sinais do observador PLL sendo utilizado para realimentação da malha de controle de velocidade rotórica. . . . .	70
Figura 26:	Diagrama de blocos do observador PLL com normalização do sinal de erro. . . . .	72
Figura 27:	Sinais do observador PLL, com normalização no sinal de erro sendo utilizado para realimentação da malha de controle de velocidade rotórica. . . . .	73
Figura 28:	Diagrama de blocos do observador PLL com normalização do sinal de erro, <i>gain scheduling</i> e ação <i>feedforward</i> . . . . .	75
Figura 29:	Sinais do observador PLL modificado sendo utilizado para realimentação da malha de controle de velocidade rotórica. . . . .	76
Figura 30:	Resultados de simulação para o sistema de controle do MIT sendo realimentado com o sinal oriundo do observador PLL de velocidade modificado. . . . .	78
Figura 31:	Esquema ilustrando o módulo de potência pertencente a plataforma de acionamentos. . . . .	81
Figura 32:	Esquema ilustrando o módulo de instrumentação pertencente a plataforma de acionamentos. . . . .	82
Figura 33:	Esquema ilustrando o módulo de potência pertencente a plataforma de acionamentos. . . . .	84
Figura 34:	Resultado experimental do sistema de controle atuando com um sensor de velocidade. . . . .	86
Figura 35:	Verificação do funcionamento do controlador de fluxo rotórico. . . . .	87

Figura 36: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica. . . . .	88
Figura 37: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica para frenagem do MIT. . . . .	89
Figura 38: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica para inversão de velocidade. . . . .	90
Figura 39: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica para inserção de carga. . . . .	91
Figura 40: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica. . . . .	92
Figura 41: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica para frenagem do MIT. . . . .	93
Figura 42: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica para inversão de velocidade. . . . .	94
Figura 43: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica para inserção de carga. . . . .	95

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Parâmetros do MIT . . . . .	38
Tabela 2:	Comparação entre variáveis reais e simuladas do MIT . . . . .	40
Tabela 3:	Parâmetros do módulo de potência . . . . .	81
Tabela 4:	Parâmetros do módulo de instrumentação . . . . .	83
Tabela 5:	Ganhos dos controladores . . . . .	85

## LISTA DE SÍMBOLOS

$R_s$	Resistência estatórica por fase
$L_s$	Indutância estatórica por fase
$R_r$	Indutância rotórica por fase
$L_r$	Indutância rotórica por fase
$\theta_r$	Posição do rotor em relação ao eixo $a_s$
$\mathbf{v}_{abc}$	Vetor de tensões estatóricas em um domínio $abc$
$\mathbf{i}_{abc}$	Vetor de correntes estatóricas em um domínio $abc$
$\mathbf{v}_{abcr}$	Vetor de tensões rotóricas em um domínio $abc$
$\mathbf{i}_{abcr}$	Vetor de correntes rotóricas em um domínio $abc$
$\mathbf{f}_{abc}$	Vetor de variáveis genéricas estatóricas em um domínio $abc$
$\mathbf{f}_{abcr}$	Vetor de variáveis genéricas rotóricas em um domínio $abc$
$\mathbf{R}_s$	Matriz diagonal das resistências estatóricas por fase
$\mathbf{R}_r$	Matriz diagonal das resistências rotóricas por fase
$\mathbf{L}_s$	Matriz de indutâncias do estator
$\mathbf{L}_r$	Matriz de indutâncias do rotor (referenciadas ao estator)
$\mathbf{L}_{sr}$	Matriz de indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e rotor
$L_{ls}$	Indutância estatórica de dispersão
$L_{lr}$	Indutância rotórica de dispersão
$L_{ms}$	Indutância mútua do estator
$\mathbf{L}_{sr}$	Matriz de indutâncias mútuas entre estator e rotor
$\mathbf{k}_{(.)}$	Matriz de transformação genérica de um domínio $abc$ para um domínio $dq0$
$\mathbf{k}_s$	Matriz de transformação estatórica de um domínio $abc$ para um domínio $dq0$
$\mathbf{k}_r$	Matriz de transformação rotórica de um domínio $abc$ para um domínio $dq0$
$\mathbf{k}_{(.)}^{-1}$	Matriz de transformação genérica de um domínio $dq0$ para um domínio $abc$
$\beta$	Ângulo entre o eixo $q$ e o eixo $a_r$
$\theta$	Ângulo entre o eixo $q$ o eixo $a_s$
$\omega$	Velocidade do referencial
$\mathbf{v}_{qd0s}$	Vetor de tensões estatóricas em um domínio $dq0$
$\mathbf{i}_{qd0s}$	Vetor de correntes estatóricas em um domínio $dq0$
$\lambda_{dq0s}$	Vetor de fluxos concatenados estatóricos em um domínio $dq0$

$\mathbf{v}_{qd0r}$	Vetor de tenões rotóricas em um domínio $dq0$
$\mathbf{i}_{qd0r}$	Vetor de correntes estatóricas em um domínio $dq0$
$\lambda_{dqr}$	Vetor de fluxos concatenados rotóricos em um domínio $dq0$
$v_{qs}$	Tensão estatórica de eixo em quadratura
$i_{qs}$	Corrente estatórica de eixo em quadratura
$\lambda_{ds}$	Fluxo estatórico de eixo direto
$\lambda_{qs}$	Fluxo estatórico de eixo em quadratura
$v_{ds}$	Tensão estatórica de eixo em direto
$i_{ds}$	Corrente estatórica de eixo direto
$v_{0s}$	Tensão estatórica de eixo zero
$i_{0s}$	Corrente estatórica de eixo zero
$\lambda_{0s}$	Fluxo estatórico de eixo zero
$v_{qr}$	Tensão rotórica de eixo em quadratura
$i_{qr}$	Corrente rotórica de eixo em quadratura
$\lambda_{dr}$	Fluxo rotórico de eixo direto
$\lambda_{qr}$	Fluxo rotórico de eixo em quadratura
$v_{dr}$	Tensão rotórica de eixo direto
$i_{dr}$	Corrente rotórica de eixo direto
$v_{0r}$	Tensão rotórica de eixo zero
$i_{0r}$	Corrente rotórica de eixo zero
$\lambda_{0r}$	Fluxo rotórico de eixo zero
$L_m$	Indutância de magnetização
$\omega_r'$	Velocidade rotórica elétrica
$N_{PP}$	Número de par de polos
$\omega_r$	Velocidade rotórica
$\mathbf{v}_{dq}$	Matriz de tensões $dq$
$\mathbf{A}_{dq}$	Matriz representando o modelo elétrico do MIT
$\mathbf{i}_{dq}$	Matriz de corrente $dq$
$\mathbf{A}$	Matriz de representação do modelo do MIT em espaço de estados
$\mathbf{B}$	Matriz de entradas para o modelo do MIT em espaço de estados
$a_0$	Coeficiente do modelo elétrico do MIT
$a_1$	Coeficiente do modelo elétrico do MIT
$a_2$	Coeficiente do modelo elétrico do MIT
$a_3$	Coeficiente do modelo elétrico do MIT
$a_4$	Coeficiente do modelo elétrico do MIT
$a_5$	Coeficiente do modelo elétrico do MIT

$a_6$	Coeficiente do modelo elétrico do MIT
$a_7$	Coeficiente do modelo elétrico do MIT
$a_8$	Coeficiente do modelo elétrico do MIT
$a_9$	Coeficiente do modelo elétrico do MIT
$a_{10}$	Coeficiente do modelo elétrico do MIT
$T_E$	Torque eletromagnético
$\hat{\lambda}_r$	Fluxo rotórico estimado
$\sigma$	Constante de dispersão
$B_n$	Coeficiente de atrito viscoso
$T_m$	Torque mecânico do MIT
$T_a$	Torque de atrito do MIT
$T_L$	Torque de carga do MIT
$J$	Momento de inércia do eixo do MIT
$\mathbf{A}_m$	Matriz da representação do modelo mecânico do MIT
$\mathbf{x}_m$	Vetor de saída de variáveis do modelo mecânico do motor
$\mathbf{u}_m$	Vetor de entrada de variáveis do modelo mecânico do motor
$\Delta$	Ligação do tipo triângulo do MIT
$K_P$	Ganho proporcional do controlador PI
$K_I$	Ganho integral do controlador PI
$\tau_{\omega_r}$	Constante de tempo mecânica do MIT
$\beta_{\omega_r}$	Ganho de malha direto do MIT
$G_{PI}$	Função de transferência do controlador PI
$\omega_n$	Frequência natural do sistema
$\xi$	Coeficiente de amortecimento do sistema
$t_s$	Tempo de assentamento
$\tau_{ri}$	Constante de tempo rotórica inversa
$T_s$	Período de amostragem
$\hat{\theta}$	Posição estimada do referencial
$i_a$	Corrente na fase $a$
$i_b$	Corrente na fase $b$
$i_c$	Corrente na fase $c$
$i_\alpha$	Corrente de eixo $\alpha$
$i_\beta$	Corrente de eixo $\beta$
$\epsilon$	Sinal de erro do observador PLL
$I_s$	Amplitude dos sinais de corrente que alimentam o MIT
$\kappa_1$	Ganho integral do compensador PI do observador PLL

$\kappa_2$	Ganho proporcional do compensador PI do observador PLL
$\psi$	Módulo da raiz do polinômio característico do observador PLL
$\hat{\omega}$	Velocidade do referencial estimada
$\hat{\omega}_r$	Velocidade rotórica estimada
$\epsilon_\alpha$	Erro intermediário $\alpha$ do observador PLL
$\epsilon_\beta$	Erro intermediário $\beta$ do observador PLL
$\phi_1$	Ângulo de fase
$\phi_2$	Ângulo de fase
$K_F$	Ganho da ação <i>feedforward</i>
$\omega'_r$	Velocidade utilizada pelo sistema de control IFOC

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>17</b>
1.1	REVISÃO DA LITERATURA	18
1.2	JUSTIFICATIVA E MOTIVAÇÃO	20
1.3	OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS	21
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	21
<b>2</b>	<b>MODELAGEM MATEMÁTICA DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO</b>	<b>23</b>
2.1	MODELAGEM ELÉTRICA DO MIT EM UM REFERENCIAL GENÉRICO	23
2.2	MODELAGEM MECÂNICA DO MIT	36
2.3	ANÁLISE NUMÉRICA DO MIT EM MALHA ABERTA	37
2.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	40
<b>3</b>	<b>TÉCNICAS DE ACIONAMENTO E CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO</b>	<b>42</b>
3.1	TÉCNICAS CLÁSSICAS DE ACIONAMENTO DO MIT	42
3.2	ACIONAMENTO VIA CONTROLE ESCALAR	43
3.3	ACIONAMENTO VIA CONTROLE VETORIAL	43
3.4	CONTROLE DE CAMPO ORIENTADO INDIRETO (IFOC)	44
3.5	CONTROLE DE VELOCIDADE ROTÓRICA	45
3.6	CONTROLE DE CORRENTES ELÉTRICAS	47
3.7	CONTROLE DO FLUXO ROTÓRICO	48
3.8	ANÁLISE NUMÉRICA DO SISTEMA DE CONTROLE VETORIAL	49
3.9	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	53
<b>4</b>	<b>OBSERVADOR PLL DE VELOCIDADE ROTÓRICA</b>	<b>54</b>
4.1	MODELAGEM MATEMÁTICA DO OBSERVADOR PLL	54
4.2	ANÁLISE DO OBSERVADOR PLL	57

4.3	ANÁLISE DO OBSERVADOR PLL ESTIMANDO A VELOCIDADE ROTÓRICA	66
4.4	ANÁLISE DO OBSERVADOR PLL NA MALHA DE VELOCIDADE .....	69
4.5	MODIFICAÇÃO DO OBSERVADOR PLL .....	71
4.6	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	79
<b>5</b>	<b>ANÁLISE EXPERIMENTAL .....</b>	<b>80</b>
5.1	PLATAFORMA EXPERIMENTAL .....	80
5.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O CONTROLE VETORIAL IFOC ..	85
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O ESTIMADOR PLL CLÁSSICO ..	87
5.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O ESTIMADOR PLL MODIFICADO	91
5.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO .....	95
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>97</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Desde seu desenvolvimento até os dias atuais, os motores de indução trifásicos (MIT) vêm sendo cada vez mais utilizados em servomecanismos industriais. Como evidência a essa utilização, estudos podem ser citados. Dentre eles, pode-se citar o estudo feito pela empresa de pesquisas energéticas (ENERGÉTICA, 2012), o qual mostra que, somente no Brasil, dos 40% de energia elétrica consumidos pelo setor industrial, aproximadamente 68% é utilizado por máquinas elétricas. Dentre elas, o MIT tem destaque devido a suas características vantajosas em relação a suas principais concorrentes, como máquinas síncronas e motores de corrente contínua. Dentre essas características pode-se citar a maior robustez, menor preço e tamanho (BIM, 2017).

A popularidade dos motores de indução trifásicos fez crescer a atenção de pesquisadores para essa área (GASTALDINI, 2008). As principais pesquisas são referentes a melhoras no sistema de acionamento, além de ganhos na robustez e precisão dos sistemas de controle de posição/torque. Outras pesquisas focando a eficiência energética dessas máquinas também vêm ganhando destaque, dentre as quais pode-se citar (SOUSA *et al.*, 1995), (PELEGRIN, 2013). Esse aumento de atenção por parte de pesquisas fez com que esse tipo de máquina ganhasse notoriedade, devido a crescentes avanços em seu acionamento, em aplicações de velocidade variável, as quais eram dominadas por motores de corrente contínua, devido a sua simplicidade de controle.

Pode-se dizer que o desenvolvimento e implementação de técnicas de velocidade variável surgiu em meados da década de 1970, Felix Blaschke (1972) formulou uma teoria geral sobre o comportamento dinâmico da máquina de indução (PINHEIRO, 2016). Além disso, nessa época foi iniciada a formulação do controle por orientação de campo (FOC), o qual contribuiu também para a enorme inserção dessas máquinas nos dias atuais. No momento em que a microeletrônica avançou a ponto de criar processadores digitais de sinais capazes de suportar essas rotinas de controle, a utilização do MIT se tornou cada vez mais popular. Juntamente com pesquisas em avanços nas técnicas de controle por orientação de campo, diversos pesquisadores uniram esforços para tentar otimizar o acionamento do MIT, seja diminuindo custos,

seja aumentando sua robustez. Como exemplo, foram desenvolvidas técnicas que permitem a sintonia em tempo real dos controladores presentes nas malhas do sistema FOC, além de permitir a estimação *on-line* dos parâmetros da máquina. Outras técnicas foram desenvolvidas, as quais focam na estimação de velocidade rotórica, a qual necessita de um sensor mecânico de velocidade para ser obtida. O mesmo tem um elevado custo, além de inserir outras despesas no sistema, como circuitos de condicionamento e instrumentação de sinais (PEREIRA, 2014).

Para exemplificar, diversos trabalhos na linha de acionamento *sensorless* de motores de indução trifásicos podem ser citados. Um dos mais difundidos implementa uma técnica MRAS (*model reference adaptive system*) para estimação da velocidade rotórica (SCHAUDER, 1989), a qual é baseada na comparação dos sinais gerados por sistema de referência e dos sinais reais do sistema.

## 1.1 REVISÃO DA LITERATURA

Até meados da década de 80, os sistemas motrizes de velocidade variável em indústrias, eram em sua grande parte constituídos por motores de corrente contínua. Isso se devia por causa da grande complexidade envolvida no controle de motores de indução. Os motores CA eram utilizados somente em aplicações de velocidade fixa.

Quando motores de indução podiam ser utilizados, seus acionamentos foram realizados, durante muito tempo, com a ajuda de técnicas simples, como partida direta ou partida estrela-triângulo. Na partida direta, os terminais do motor são ligados a rede elétrica, proporcionando tensão nominal desde o início da operação. Devido ao pico de corrente na partida, não é recomendável a utilização dessa técnica em motores com mais de 5 cv (FRANCHI, 2007). A partida estrela-triângulo consiste na conexão inicial do motor em estrela, com tensão reduzida, para que, após determinado período de tempo, seus terminais sejam conectados em triângulo, proporcionando tensão nominal para a máquina. Tem como principal desvantagem a limitação no torque de partida da máquina por um fator de um terço (FRANCHI, 2007).

Com os avanços da microeletrônica, e das técnicas de controle, surgiram outras técnicas de acionamento, como a baseada em um *soft-starter* e inversores de frequência. O *soft-starter* consiste em um dispositivo que a partir de um circuito tiristorizado faz com que tensão aplicada aos terminais da máquina varie da maneira desejada, mas sempre com frequência fixa. Esse dispositivo permite diferentes perfis de acionamento, além de permitir uma diminuição no consumo de energia durante a

partida da máquina.

Devido a interesse em acionamentos com velocidade variável, técnicas de controle para inversores de frequência foram desenvolvidas. Essas técnicas se dividem em duas classe: controle escalar e controle vetorial. O controle escalar consiste na imposição de um valor de tensão com a razão  $V/f$  constante, ou seja, tanto a amplitude da tensão quanto a sua frequência variam de forma análoga. Isso permite um torque constante em toda a região de acionamento, além de permitir um controle de velocidade. Já o controle vetorial, também chamado de controle por orientação de campo (FOC), através do conhecimento da posição do vetor fluxo magnético, desacopla as variáveis responsáveis pela geração de fluxo magnético e torque eletromagnético, permitindo um controle mais preciso do motor.

Dentro da técnica FOC, duas variantes são utilizadas, a *direct field orientation control* (DFOC), a qual permite a obtenção do valor do fluxo magnético de maneira direta, a partir da medição dessa variável, e a técnica IFOC, a qual, a partir das equações do MIT permite que o escorregamento entre o campo magnético estatórico e rotórico seja obtido. A partir desse escorregamento e com o conhecimento da velocidade rotórica a posição do vetor fluxo pode ser determinada.

Essas técnicas FOC, para correto funcionamento, devem ser implementadas em um inversor de frequência, ou seja um conversor CC/CA, o qual é controlado a partir dos sinais de controle oriundos das malhas de controle da máquina. Esses sinais, com a utilização de uma técnica de modulação, sintetizam as três tensões necessárias para o funcionamento da máquina. Além da variação de amplitude, a técnica FOC também permite a variação de frequência dos sinais de entrada da máquina, fazendo com que o controle do sistema seja melhorado. Devido a maior performance, e menor susceptibilidade a ruídos, nesse trabalho a técnica IFOC será utilizada.

Como dito, na técnica IFOC, para obtenção da posição do vetor fluxo, o conhecimento da velocidade rotórica do motor deve ser feito. Para isso, sensores mecânicos são utilizados ou técnicas baseadas em observadores de velocidade.

Uma das principais técnicas utilizadas até hoje, é a MRAS, a qual admite três variantes, baseada no fluxo rotórico, na potência reativa instantânea e na força contra eletromotriz. Essa técnica, mediante medição das variáveis, compara-as com as geradas por um modelo de referência. A partir dessa comparação, um sinal de erro é gerado o qual, após passar por um mecanismo de adaptação, faz com que a variável estimada convirja para a saída do modelo de referência (PINHEIRO *et al.*, 2015).

Outra técnica, é a baseada em modos deslizantes a qual, a partir de uma superfície de deslizamento adequadamente escolhida, faz com que os sinais estimados e medidos convirjam. Quando isso ocorre, o erro entre a velocidade estimada e de saída do modelo de referência tende a zero (VIEIRA *et al.*, 2012).

## 1.2 JUSTIFICATIVA E MOTIVAÇÃO

Para um correto desacoplamento entre as variáveis, o sistema IFOC necessita do conhecimento da velocidade de escorregamento entre os campos magnéticos rotóricos e estatóricos, além de conhecer a velocidade rotórica elétrica. Com essas duas variáveis, a posição do vetor fluxo pode ser encontrada.

Para determinação da velocidade rotórica, sensores mecânicos devem ser utilizados, porém devido a seus elevados custos, necessidade de manutenção frequentes e necessidade de aquisição e instrumentação de seus sinais, esses sensores acabam por, muitas vezes, inviabilizar a utilização de sistemas IFOC para acionamento de motores de indução.

Visando contornar esses problemas, técnicas *sensorless* foram sendo desenvolvidas nas últimas quatro décadas (PINHEIRO, 2016). Essas técnicas consistem em observadores de velocidade, os quais, a partir de outras variáveis, como tensão ou corrente elétrica, geram um sinal de velocidade que pode ser utilizado tanto nas malhas de controle do motor quanto para determinação da posição do vetor fluxo, fazendo com que a utilização de sensores mecânicos com diversas desvantagens, seja deixada de lado.

Esse trabalho visa a análise e desenvolvimento de uma técnica *sensorless* baseada em uma malha de captura de fase (PLL). Técnica essa que em outros trabalhos (PINHEIRO, 2016) mostrou um desempenho considerável em relação as principais outras utilizadas hoje, como MRAS.

Além disso, outra motivação para a realização desse trabalho, é a continuidade de um projeto de pesquisa iniciado como iniciação científica, a qual abordou os principais temas relacionados a controle vetorial, controladores de eficiência e observadores de velocidade para motores de indução trifásicos.

### 1.3 OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS

Investigar possibilidades de melhoria na estimação de velocidade para motores de indução trifásicos para utilização em sistemas de acionamento de velocidade de alto desempenho utilizando como base os estimadores baseados em técnicas PLL.

Como objetivos específicos podem-se citar:

- Análise da literatura a respeito da modelagem de motores de indução trifásicos, além de técnicas de controle de velocidade e técnicas de estimação de velocidade;
- Análise numérica da dinâmica de motores de indução trifásicos através de modelos matemáticos;
- Implementação numérica e análise de controladores IFOC e do comportamento do sistema em malha fechada;
- Implementação numérica e análise da técnica de estimação PLL com seu mecanismo de adaptação clássico;
- Implementação numérica e análise da técnica de estimação PLL com seu mecanismo de adaptação modificado;
- Análise experimental do sistema de controle IFOC utilizando velocidade real, estimada com PLL clássico e com PLL proposto.

### 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esse trabalho é apresentado da seguinte forma: no primeiro capítulo foi apresentada uma breve introdução acerca da utilização de motores de indução, seguida por uma revisão das principais técnicas de acionamento e de controle, além de se mencionar as principais técnicas utilizadas para estimação de velocidade. No segundo capítulo, a modelagem matemática do MIT será apresentada, tanto do modelo elétrico quanto do mecânico, sendo finalizado com simulações em malha aberta do MIT. No capítulo três, uma revisão acerca das principais técnicas de acionamento será realizada, além da apresentação do método IFOC e projeto de seus controladores. Além do projeto de controladores o desempenho deles será comprovado por meio de simulações computacionais. O capítulo quatro apresentará o observador PLL de velocidade e como sua modelagem matemática é realizada. Logo após

resultados numéricos serão obtidos. Na sequência desse capítulo serão apresentadas modificações no mecanismo de adaptação do sistema PLL, além de resultados numéricos mostrando o desempenho do observador PLL modificado. No capítulo cinco, a plataforma experimental será explanada, e os resultados experimentais serão apresentados, tanto da técnica IFOC com sensor de velocidade quanto com observadores de velocidade clássico e modificado . Por fim, no capítulo seis serão apresentadas as conclusões do trabalho além de propostas para trabalhos futuros.

## 2 MODELAGEM MATEMÁTICA DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Nesse capítulo, a modelagem matemática do MIT será apresentada. Essa modelagem é realizada em um referencial arbitrário, para maior simplicidade no sistema final de equações que descrevem o comportamento dinâmico do motor. A modelagem do MIT é dividida em duas partes, elétrica e mecânica. Primeiramente será apresentado o equacionamento do sistema elétrico, e na sequência o modelo mecânico será obtido.

Para um entendimento completo da dinâmica do MIT, a modelagem do mesmo é indispensável, pois permite a análise das dependências entre as variáveis fundamentais da máquina. Além disso, para implementação de técnicas de controle, a modelagem do sistema deve ser realizada de modo a permitir o projeto de controladores que atinjam características de desempenho desejadas. Após a apresentação do modelo completo do MIT, análises numéricas serão realizadas para de validação do modelo apresentado.

### 2.1 MODELAGEM ELÉTRICA DO MIT EM UM REFERENCIAL GENÉRICO

Conforme mencionado, para correto entendimento das dinâmicas associadas ao funcionamento do MIT, é imprescindível que sua modelagem matemática seja realizada.

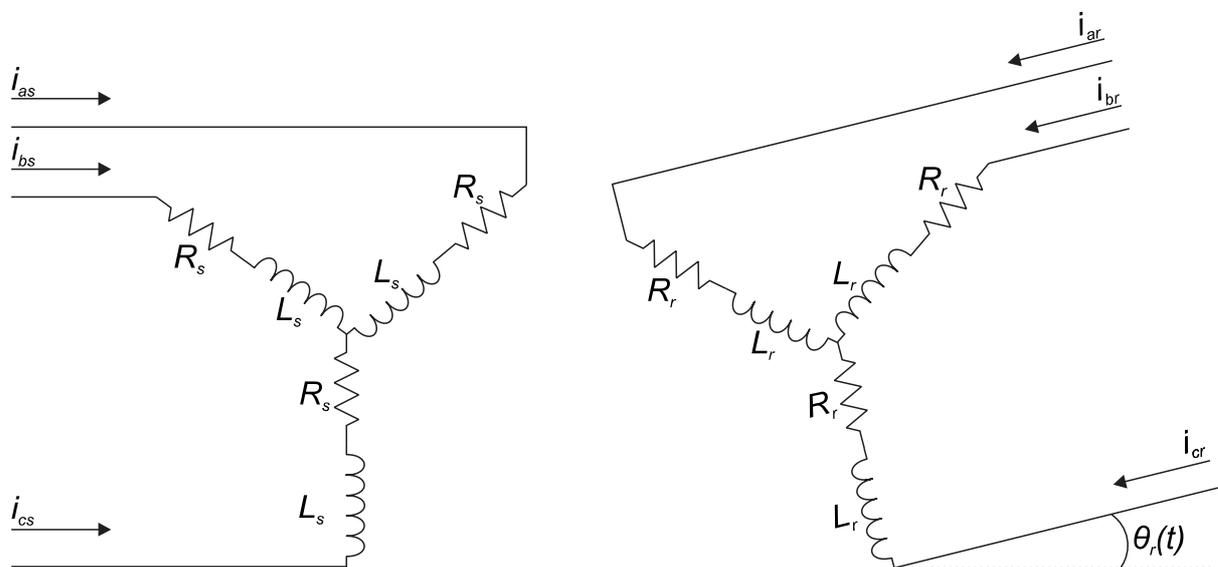
Câmara 2007, realiza a modelagem do MIT em um referencial genérico. Esse trabalho, realizará a mesma modelagem. O equacionamento realizado por esse autor proporciona uma maneira simples de se obter equações em espaço de estados que representem a dinâmica da máquina.

Para que esse modelo seja obtido algumas premissas iniciais são assumidas (CÂMARA, 2007):

- (a) os três enrolamentos estatóricos são iguais entre si;
- (b) os três enrolamentos rotóricos são iguais entre si;
- (c) os ângulos elétricos entre os enrolamentos são iguais, tanto no estator quanto no rotor;

- (d) o entreferro é considerado constante;
- (e) o circuito magnético é considerado ideal (sem saturação);
- (f) a distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é considerada radial e senoidal;
- (g) a máquina será considerada bipolar;
- (h) não serão consideradas perdas magnéticas.

Juntamente com essas premissas iniciais, um circuito elétrico, representando simbolicamente o estator e o rotor do MIT, deve ser levado em consideração para a modelagem elétrica. Nesse circuito, o subscrito  $s$  se refere a variáveis do estator e o subscrito  $r$  se refere a variáveis do rotor. Além disso, os enrolamentos do estator apresentam uma resistência  $R_s$  por fase, e uma indutância  $L_s$  por fase, já os do rotor, apresentam uma resistência  $R_r$  por fase e uma indutância  $L_r$  por fase. Com isso, a seguinte representação elétrica do sistema, apresentada na Figura 1, pode ser feita,



**Figura 1: Circuito elétrico representando tanto o estator quanto o rotor de um MIT.**  
**Fonte: Adaptado de Krause (2013)**

pode-se notar que o circuito que representa o rotor do MIT está rotacionado por um ângulo  $\theta_r(t)$ . Isso ilustra a dependência dos parâmetros elétricos da máquina com a posição rotórica, a qual é variável no tempo.

De início, deve-se aplicar a lei de *Ohm* em ambos os circuitos. Com isso feito, tem-se as seguintes equações:

$$\mathbf{v}_{abcs} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abcs} + \dot{\lambda}_{abcs}, \quad (1)$$

$$\mathbf{v}_{abcr} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{abcr} + \dot{\lambda}_{abcr}, \quad (2)$$

onde,  $\lambda$  é o fluxo concatenado da máquina e,

$$\mathbf{f}_{abcs} = \begin{bmatrix} f_{as} & f_{bs} & f_{cs} \end{bmatrix}^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{f}_{abcr} = \begin{bmatrix} f_{ar} & f_{br} & f_{cr} \end{bmatrix}^T, \quad (4)$$

representam vetores genéricos, com suas variáveis podendo representar tanto tensão elétrica, corrente elétrica ou fluxo concatenado.

Além disso, os termos  $\mathbf{R}_s$  e  $\mathbf{R}_r$  representam matrizes diagonais, com o valor de sua diagonal principal sendo igual a resistência estatórica e rotórica, respectivamente.

Para um material magnético linear, conforme assumido nas premissas iniciais, o valor do fluxo concatenado pode ser expresso da seguinte forma (KRAUSE *et al.*, 2002):

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

onde,  $\mathbf{L}_s$  e  $\mathbf{L}_r$  se referem as matrizes de indutâncias do estator e rotor (referenciadas ao estator) e  $\mathbf{L}_{sr}$  representa a matriz das indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e rotor.

Nessa sistema de equações matricial, os termos referentes a indutâncias são representados pelas seguintes matrizes: para a indutância própria dos enrolamentos, temos que,

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

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

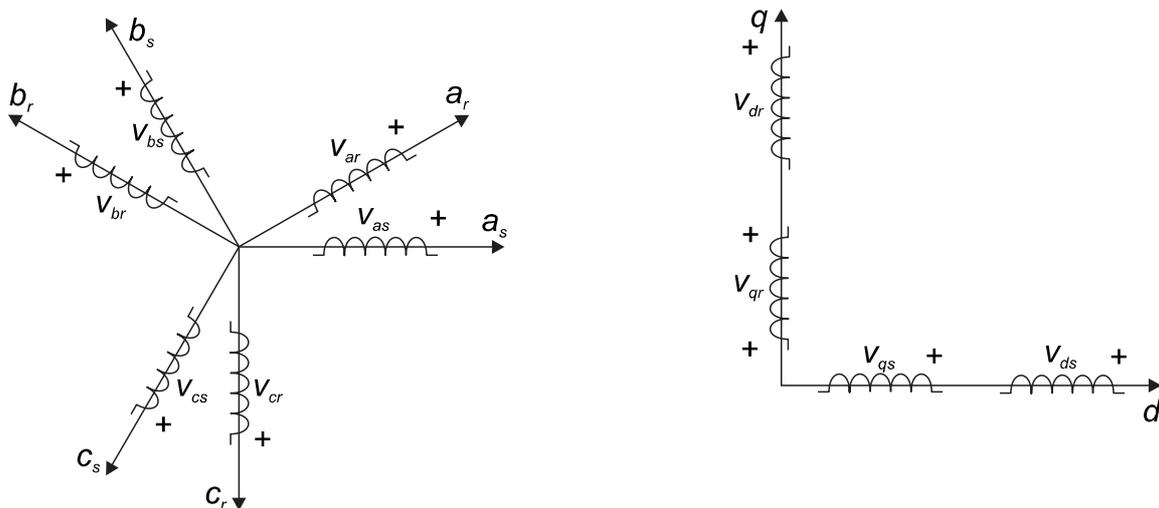
essas matrizes, representam a matriz de indutância estatórica, 6, e rotórica, 7. Sendo que,  $L_{ls}$  e  $L_{lr}$  são as indutâncias estatóricas e rotóricas de dispersão, respectivamente. O termo  $L_{ms}$  se refere a indutância mútua do estator.

O termo  $L_{sr}$  se refere a indutância mútua entre estator e rotor, e é representado pela seguinte matriz:

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

Com a análise dessas equações, pode-se notar a relativa complexidade da modelagem matemática de um MIT em um referencial  $abc$ , devido a dependência da matriz  $L_{sr}$  com o termo  $\theta_r(t)$ . Devido a isso, diversos autores buscaram métodos para tentar simplificar esse modelo, principalmente eliminando a dependência dos parâmetros da máquina com a posição rotórica.

Um dos métodos utilizados para simplificação do modelo do MIT são as transformações  $dq0$ , as quais proporcionam a transformação de um sistema trifásico, com três eixos defasados entre si de  $120^\circ$  em um sistema bifásico girante, com dois eixos defasados entre si por  $90^\circ$ , conforme representado na Figura 2.



**Figura 2: Representação para ilustrar a transformação de um sistema de eixo trifásico em um sistema bifásico ortogonal.**

Fonte: Adaptado de Krause (2002)

Para se realizar as transformações de referenciais, as seguintes equações são utilizadas:

$$\mathbf{f}_{qd0} = \mathbf{k}_{(\cdot)} \mathbf{f}_{abc}, \quad (9)$$

a equação 9 é utilizada para transformação de um referencial  $abc$  para um referencial  $dq0$ . Além disso,

$$\mathbf{f}_{qd0} = \begin{bmatrix} f_q & f_d & f_0 \end{bmatrix}^T, \quad (10)$$

$$\mathbf{f}_{abc} = \begin{bmatrix} f_a & f_b & f_c \end{bmatrix}^T, \quad (11)$$

representam vetores genéricos, em um domínio  $dq0$  e  $abc$ , respectivamente.

A matriz  $\mathbf{k}_{(\cdot)}$ , é uma transformação de eixos, e é formada de duas formas distintas, uma para transformação dos circuitos do estator e outra para transformação dos circuitos do rotor.

A matriz de transformação dos circuito do estator é a seguinte:

$$\mathbf{k}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

já a transformação dos circuito rotóricos, pode ser representada da seguinte forma:

$$\mathbf{k}_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\beta) & \text{sen}(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\beta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

ambas as matrizes admitem inversa, fazendo com que, para a transformação de um domínio  $dq0$  para um domínio  $abc$  a seguinte equação possa ser utilizada:

$$\mathbf{f}_{abc} = \mathbf{k}_{(\cdot)}^{-1} \mathbf{f}_{qd0}, \quad (14)$$

onde,  $f_{abc}$  e  $f_{dq0}$  são representados pelas equações 11 e 10, respectivamente.

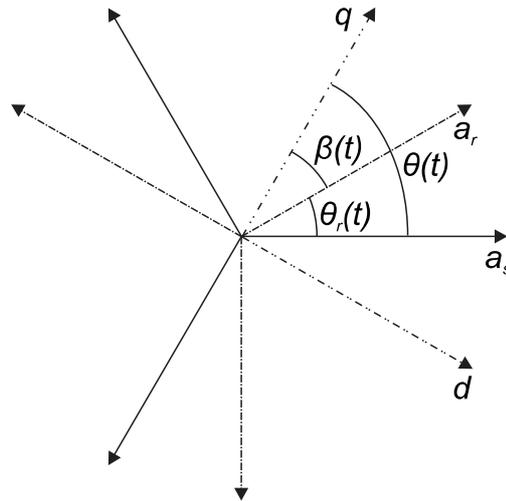
Nessas matrizes a relação da variável  $\beta(t)$  com a variável  $\theta(t)$  é dada pela seguinte equação:

$$\beta(t) = \theta(t) - \theta_r(t), \quad (15)$$

e a variável  $\theta(t)$  tem relação com a velocidade do referencial da seguinte forma:

$$\dot{\theta}(t) = \omega(t). \quad (16)$$

Como forma de representar essas relações, o seguinte diagrama pode ser utilizado (KRAUSE *et al.*, 2002):



**Figura 3: Representação esquemática das relações entre os ângulos rotóricos e estáticos.**

**Fonte: Adaptado de Krause (2002)**

Utilizando a transformação de referencial obtida por meio da equação 9 as equações de tensão 1 e 2 podem ser escritas, em um referencial  $dq0$  genérico, da seguinte forma:

$$\mathbf{v}_{qd0s} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{qd0s} + \omega \lambda_{dq0s} + \dot{\lambda}_{qd0s}, \quad (17)$$

$$\mathbf{v}_{qd0r} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{qd0r} + (\omega - \omega_r) \lambda_{dq0r} + \dot{\lambda}_{qd0r}, \quad (18)$$

com essas equações determinadas, o próximo passo é reescrever a equação 5 em um domínio  $dq0$ . Para isso, o seguinte sistema matricial de equações será utilizado:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd0s} \\ \lambda_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{k}_s \mathbf{L}_s(\mathbf{k}_s)^{-1} & \mathbf{k}_s \mathbf{L}_{sr}(\mathbf{k}_r)^{-1} \\ \mathbf{k}_r (\mathbf{L}_{sr})^t(\mathbf{k}_s)^{-1} & \mathbf{k}_r \mathbf{L}_r(\mathbf{k}_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{qd0s} \\ \mathbf{i}_{qd0r} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

com a expansão dos termos  $\mathbf{k}_s \mathbf{L}_s(\mathbf{k}_s)^{-1}$ ,  $\mathbf{k}_r \mathbf{L}_r(\mathbf{k}_r)^{-1}$ ,  $\mathbf{k}_s \mathbf{L}_{sr}(\mathbf{k}_r)^{-1}$  e  $\mathbf{k}_r \mathbf{L}_{sr}(\mathbf{k}_s)^{-1}$ , temos o seguinte,

$$\mathbf{k}_s \mathbf{L}_s (\mathbf{k}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

$$\mathbf{k}_r \mathbf{L}_r (\mathbf{k}_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{lr} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

pode ser mostrado (KRAUSE *et al.*, 2002), que os dois termos na diagonal secundária são iguais. Expandindo-se um deles, temos que:

$$\mathbf{k}_s \mathbf{L}_{sr} (\mathbf{k}_r)^{-1} = \mathbf{k}_r \mathbf{L}_{sr}^T (\mathbf{k}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (22)$$

após isso ser realizado, as equações 17 e 18 podem ser expandidas e escritas da seguinte forma,

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + \dot{\lambda}_{qs}, \quad (23)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + \dot{\lambda}_{ds}, \quad (24)$$

$$v_{0s} = R_s i_{0s} + \dot{\lambda}_{0s}, \quad (25)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega - \omega'_r) \lambda_{dr} + \dot{\lambda}_{qr}, \quad (26)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} - (\omega - \omega'_r) \lambda_{qr} + \dot{\lambda}_{dr}, \quad (27)$$

$$v_{0r} = R_r i_{0r} + \dot{\lambda}_{0r}, \quad (28)$$

os fluxos concatenados são dados pelas seguintes expressões:

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}), \quad (29)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}), \quad (30)$$

$$\lambda_{0s} = L_{ls} i_{0s}, \quad (31)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}), \quad (32)$$

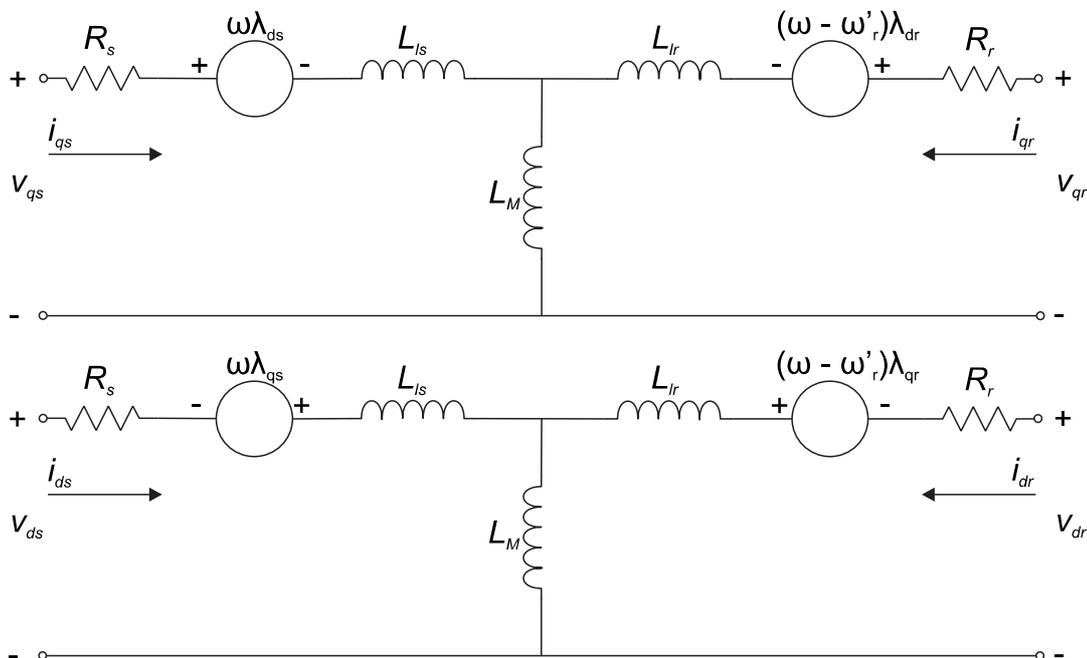
$$\lambda_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}), \quad (33)$$

$$\lambda_{0r} = L_{ls}i_{0r}. \quad (34)$$

a partir dessas equações, três circuitos elétricos equivalentes podem ser obtidos, um para a componente direta, um para a componente em quadratura e um para a componente zero.

Uma observação interessante a ser feita é sobre a componente de sequência zero, a qual não é utilizada nas análises posteriores, devido a suposição de equilíbrio nas tensões de alimentação da máquina, isso faz com que todos os valores de eixo zero sejam nulos.

Na Figura 4, os circuitos equivalentes podem ser visualizados:



**Figura 4: Representação esquemática, por meio de circuitos elétricos das equações do MIT em domínio  $dq0$ .**

Fonte: Adaptado de Krause (2002)

Devido ao MIT em análise ser do tipo rotor em gaiola de esquilo, os termos  $v_{dr}$  e  $v_{qr}$  devem ser tornados nulos, devido ao curto-circuito presente no circuito elétrico do rotor. Além disso, a velocidade  $\omega'_r$  presente na equação se relaciona com a velocidade rotórica por meio de uma constante multiplicativa, a qual é o número de par de pólos do MIT, representado por  $N_{PP}$ . Com essa multiplicação se obtém a velocidade rotórica elétrica. Com isso, as equações 23 a 28 ficam da seguinte forma:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + \dot{\lambda}_{qs}, \quad (35)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + \dot{\lambda}_{ds}, \quad (36)$$

$$0 = r_r i_{qr} + (\omega - N_{PP}\omega_r)\lambda_{dr} + \dot{\lambda}_{qr}, \quad (37)$$

$$0 = r_r i_{dr} - (\omega - N_{PP}\omega_r)\lambda_{qr} + \dot{\lambda}_{dr}. \quad (38)$$

Outra mudança pode ser feita nas equações envolvendo o fluxo concatenado. Sabendo-se que,

$$L_s = L_{ls} + L_M, \quad (39)$$

$$L_r = L_{lr} + L_M, \quad (40)$$

onde,  $L_s$  e  $L_r$  são as indutâncias próprias do estator e do rotor, respectivamente. Os fluxos concatenados podem ser reescritos da seguinte forma:

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_M i_{qr}, \quad (41)$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_M i_{dr}, \quad (42)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_M i_{qs}, \quad (43)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_M i_{ds}. \quad (44)$$

Substituindo-se as equações acima nas equações 35 a 38, e realizando-se algumas manipulações algébricas, um sistema de equações da seguinte forma pode ser obtido (CÂMARA, 2007):

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{A}_{dq} \mathbf{i}_{dq}, \quad (45)$$

onde,

$$\mathbf{v}_{dq} = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} & v_{dr} & v_{qr} \end{bmatrix}^T, \quad (46)$$

e,

$$\mathbf{i}_{dq} = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^T, \quad (47)$$

o termo  $\mathbf{A}_{dq}$  é dado pela seguinte matriz,

$$\begin{bmatrix} R_s + \rho L_s & -N_{PP}L_s\omega & \rho L_M & -N_{PP}L_M\omega \\ N_{PP}L_s\omega & R_s + \rho L_s & N_{PP}L_M\omega & \rho L_M \\ \rho L_M & -N_{PP}L_M(\omega - \omega_r) & R_r + \rho L_r & -N_{PP}L_r(\omega - \omega_r) \\ N_{PP}L_M(\omega - \omega_r) & \rho L_M & N_{PP}L_r(\omega - \omega_r) & R_r + \rho L_r \end{bmatrix}, \quad (48)$$

onde  $\rho$  indica derivação em relação ao tempo.

Para se realizar simulações computacionais, esse sistema de equações deve estar na forma de espaço de estados, ou seja,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad (49)$$

essa mudança é realizada em diversos trabalhos (PINHEIRO, 2016), e aqui somente será apresentado o sistema final de equações.

Na forma de espaço de estados as equações do MIT são representadas da seguinte forma:

$$\dot{\mathbf{i}}_{dq} = \mathbf{A}\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{B}\mathbf{v}_{dq}, \quad (50)$$

onde,  $\mathbf{v}_{dq}$  e  $\mathbf{i}_{dq}$  são os mesmo vetores definidos acima, nas equações 46 e 47.

Nesse caso as matrizes  $\mathbf{A}$  e  $\mathbf{B}$  se tornam,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -a_1 & (\omega + N_{PP}\omega_r a_2) & a_3 & N_{PP}\omega_r a_4 \\ -(\omega + N_{PP}\omega_r a_2) & -a_1 & -N_{PP}\omega_r a_4 & a_3 \\ a_6 & -N_{PP}\omega_r a_7 & -a_8 & (\omega - N_{PP}\omega_r a_9) \\ N_{PP}\omega_r a_7 & a_6 & (-\omega + N_{PP}\omega_r a_9) & -a_8 \end{bmatrix}, \quad (51)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_5 & 0 \\ 0 & a_5 \\ -a_{10} & 0 \\ 0 & -a_{10} \end{bmatrix}, \quad (52)$$

onde,

$$a_0 = L_s L_r - L_m^2, \quad (53)$$

$$a_1 = \frac{R_s L_r}{a_0}, \quad (54)$$

$$a_2 = \frac{L_M^2}{a_0}, \quad (55)$$

$$a_3 = \frac{R_r L_M}{a_0}, \quad (56)$$

$$a_4 = \frac{L_r L_M}{a_0}, \quad (57)$$

$$a_5 = \frac{L_r}{a_0}, \quad (58)$$

$$a_6 = \frac{R_s L_M}{a_0}, \quad (59)$$

$$a_7 = \frac{L_s L_M}{a_0}, \quad (60)$$

$$a_8 = \frac{R_r L_s}{a_0}, \quad (61)$$

$$a_9 = \frac{L_s L_r}{a_0}, \quad (62)$$

$$a_{10} = \frac{L_M}{a_0}. \quad (63)$$

Além da modelagem elétrica, uma expressão para o torque eletromagnético precisa ser obtida, para possibilitar o acoplamento entre os modelos elétrico e mecânico do MIT. Isso é obtido por meio da seguinte equação (KRAUSE *et al.*, 2002),

$$T_E = N_{PP}(\mathbf{i}_{abc})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} (\mathbf{L}_{sr})(\mathbf{i}_{abc}). \quad (64)$$

Essa expressão está em um domínio  $abc$ , e assim como a modelagem elétrica, acaba por ter uma complexidade elevada. Essa complexidade pode ser contornada pela sua transformação em um referencial  $dq0$ , fazendo com que a equação 64 se torne,

$$T_E = N_{PP}(\mathbf{k}_s^{-1} \mathbf{i}_{qd0s})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} (\mathbf{L}_{sr})(\mathbf{k}_r^{-1})(\mathbf{i}_{qd0r}). \quad (65)$$

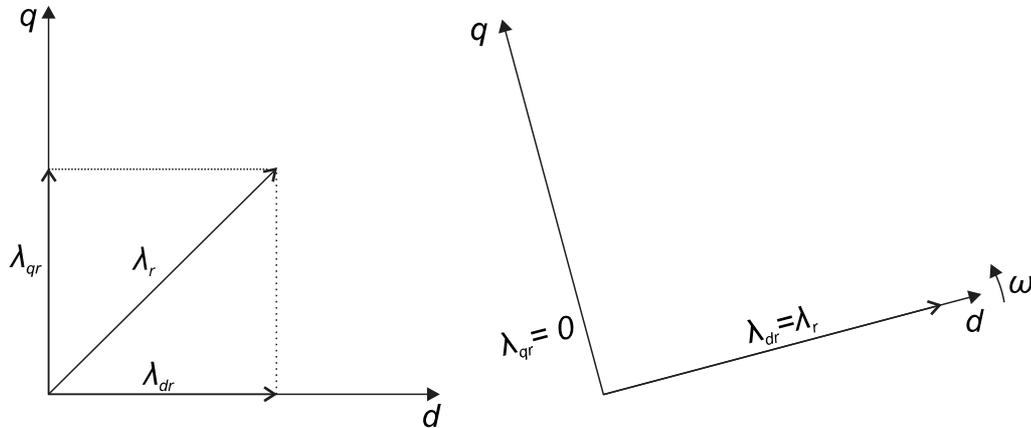
A expressão 65, após expandida, se torna,

$$T_E = \frac{3}{2} N_{PP} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}). \quad (66)$$

Com a modelagem elétrica do MIT realizada, nessa etapa será feita uma mudança de referencial. O referencial escolhido é alinhado ao fluxo rotórico, ou seja,

será imposto o alinhamento do fluxo rotórico com o eixo direto, eliminando qualquer contribuição do eixo em quadratura.

A Figura 5 evidencia esse efeito,



**Figura 5: Ilustração do alinhamento do vetor de fluxo rotórico com o eixo direto.**  
**Fonte: Autoria própria**

Esse alinhamento entre o vetor de fluxo rotórico e o eixo direto é útil pois simplifica o equacionamento do motor elétrico, além de tornar possível a obtenção de funções de transferência para as variáveis do sistema.

Supondo que,  $\lambda_{dr} = \lambda_r$  e que  $\lambda_{qr} = 0$ , as equações 43 e 44 se tornam,

$$i_{qr} = -\frac{L_M}{L_r} i_{qs}, \quad (67)$$

$$i_{dr} = -\frac{L_M}{L_r} i_{ds} + \frac{\lambda_r}{L_r}. \quad (68)$$

Substituindo-se essas equações nas equações 37 e 38, obtém-se,

$$\lambda_r(\omega - N_{PP}\omega_r) - i_{qs} \frac{R_r L_M}{L_r} = 0, \quad (69)$$

$$\dot{\lambda}_r + \lambda_r \frac{R_r}{L_r} - i_{ds} \frac{R_r L_M}{L_r} = 0. \quad (70)$$

Com ajuda das equações 69 e 70, duas expressões fundamentais para a modelagem do MIT no fluxo rotórico podem ser obtidas. A primeira é uma expressão para o fluxo rotórico em si, a qual pode ser obtida pela suposição que o regime permanente já tenha sido alcançado na equação 70, fazendo com que a derivada ali presente se anule. Com isso, a expressão para o fluxo rotórico se torna,

$$\hat{\lambda}_r = L_m i_{ds}. \quad (71)$$

onde o símbolo  $\lambda_r$  foi substituído por  $\hat{\lambda}_r$  para evidenciar que esse fluxo rotórico é estimado.

Agora, substituindo-se a equação 71 na equação 69, a seguinte expressão para a velocidade do referencial pode ser obtida,

$$\omega = N_{PP}\omega_r + \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}}. \quad (72)$$

Devido a suposição de alinhamento do vetor de fluxo rotórico com o eixo direto, e com a ajuda da equação 71, as equações para as correntes  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  podem ser reescritas da seguinte forma, (CÂMARA, 2007):

$$\dot{i}_{ds} = \frac{-R_s}{\sigma L_s} i_{ds} + \omega i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds}, \quad (73)$$

$$\dot{i}_{qs} = \frac{-R_s}{\sigma L_s} i_{qs} - \omega i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs}, \quad (74)$$

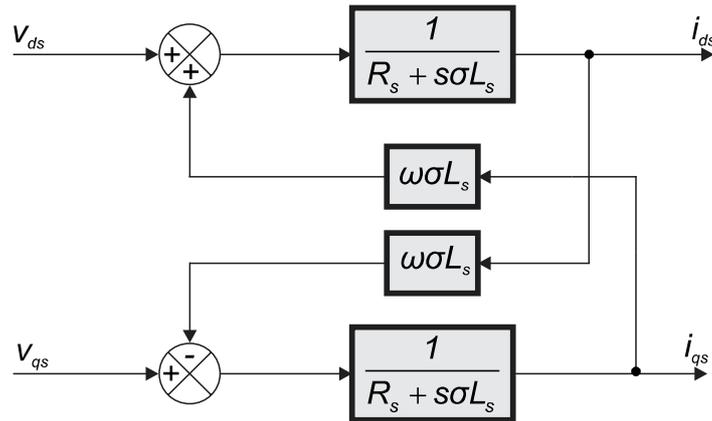
onde,  $\sigma = 1 - L_M^2/(L_s L_r)$ , é chamada de constante de dispersão.

Com as equações 67, 68 e 71, a expressão 66 se torna,

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{N_{PP} L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs}. \quad (75)$$

Essa expressão, 75, mostra que, em um referencial fixo no fluxo rotórico, mantendo-se constante o fluxo rotórico, o controle de torque eletromagnético pode ser realizado simplesmente pela imposição de uma corrente  $i_{qs}$ , analogamente ao motor de corrente contínua, no qual a corrente de armadura controla o torque eletromagnético.

Por fim, a um diagrama de blocos da parte elétrica do MIT em um referencial no fluxo rotórico pode ser obtido, a partir das equações 73 e 74. Pode-se verificar um acoplamento entre os eixos direto e em quadratura, mostrando que a independência completa das variáveis de eixo direto e em quadratura não foi atingida, porém com a utilização de algumas estratégias de compensação essa dependência pode ser grandemente diminuída (CÂMARA, 2007).

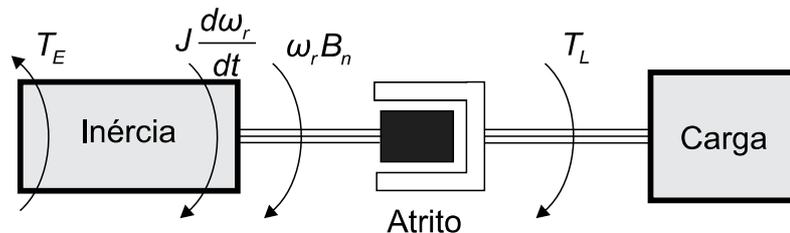


**Figura 6: Modelo elétrico simplificado do MIT.**  
**Fonte: Autoria própria**

## 2.2 MODELAGEM MECÂNICA DO MIT

Até agora, todas as modelagens apresentadas foram para a obtenção de um modelo elétrico do MIT. Para análise completa do funcionamento da máquina, um modelo para o sistema mecânico deve ser obtido. A obtenção desse modelo é muito mais simples que a do modelo elétrico, sendo para isso, apenas realizado o somatório de esforços atuantes em um eixo.

Para a modelagem, o sistema mostrado na Figura 7 será considerado,



**Figura 7: Modelo mecânico simplificado do MIT.**  
**Fonte: Autoria própria**

Para maior proximidade entre o modelo e a realidade, será considerado um atrito viscoso agindo no eixo, o qual é aproximado por uma função linear da velocidade e está representado pelo termo  $\omega_r B_n$ .

Com a realização do somatório de torques, temos que,

$$T_E = T_m + T_a + T_L, \quad (76)$$

essa equação pode ser reescrita da seguinte forma,

$$T_E = J\dot{\omega}_r + B_n\omega_r + T_L, \quad (77)$$

a equação 77 pode ser reescrita em espaço de estados,

$$\dot{\mathbf{x}}_m = \mathbf{A}_m\mathbf{x}_m + \mathbf{B}_m\mathbf{u}_m. \quad (78)$$

Considerando como variáveis de estado a velocidade rotórica,  $\omega_r$  e a posição rotórica,  $\theta_r$ . Além disso, o torque eletromagnético,  $T_E$ , e o torque de carga,  $T_L$  serão considerados como entradas do sistema. Ou seja,

$$x_m = \begin{bmatrix} \omega_r & \theta_r \end{bmatrix}^T, \quad (79)$$

$$u_m = \begin{bmatrix} T_E & T_L \end{bmatrix}^T. \quad (80)$$

Sendo as matrizes  $\mathbf{A}_m$  e  $\mathbf{B}_m$  as seguintes,

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} -\frac{B_n}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (81)$$

$$\mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} \frac{1}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (82)$$

### 2.3 ANÁLISE NUMÉRICA DO MIT EM MALHA ABERTA

Como forma de validar e analisar o modelo matemático do MIT, nessa seção será apresentada uma análise numérica em ambiente MATLAB<sup>®</sup>. Os parâmetros da máquina foram obtidos por meio de outros trabalho, os quais utilizaram o mesmo motor (MARCHETTO, 2016).

Para a simulação, a qual é feita durante 1,5 s, o MIT é acionado em partida direta, sendo alimentado por três tensões trifásicas equilibradas, com frequência de 60 Hz e amplitude de 311 V. Para melhor análise das dinâmicas da máquina, carga nominal é aplicada em degrau no instante de 0,75 s, com isso, os dados obtidos podem ser comparados com os dados de placa do motor.

Os parâmetros do MIT, são apresentados na tabela 1 e foram obtidos por meio de ensaios de rotor bloqueado e a vazio, conforme apresentado em Fitzgerald *et al.* (1975).

**Tabela 1: Parâmetros do MIT**

Parâmetro	Notação	Valor	Unidade
Número de par de pólos	$N_{PP}$	2	-
Rendimento nominal	$\eta$	86,5	%
Frequência nominal	$f_n$	60	Hz
Tensão nominal ( $\Delta$ )	$V_n$	220	$V_{rms}$
Corrente nominal ( $\Delta$ )	$I_n$	11,1	$A_{rms}$
Torque nominal	$T_n$	16,7	N.m
Fluxo nominal	$\lambda_n$	0,7	Wb
Velocidade nominal	$\omega_n$	1715	rpm
Indutância própria do estator	$L_s$	171	mH
Indutância própria do rotor	$L_r$	171	mH
Indutância de magnetização	$L_m$	163	mH
Resistência estatórica	$R_s$	1,72	$\Omega$
Resistência rotórica	$R_r$	1,24	$\Omega$
Momento de inércia	<b>J</b>	0,0105	$kgm^2$
Coeficiente de atrito	$B_n$	0,02	Nms

**Fonte: (PINHEIRO, 2016)**

Na Figura 8 os resultados obtidos são apresentados. Pode-se verificar a existência de duas regiões distintas durante o acionamento do MIT. A primeira região tem uma duração de 0,25 s e corresponde a partida da máquina. Nessa região pode-se observar o elevado valor da corrente elétrica, característica inerente a partida direta de motores de indução (FRANCHI, 2007). Além disso, a velocidade rotórica apresenta uma resposta dinâmica que termina em aproximadamente 0,2 s, quando a máquina atinge sua velocidade de regime permanente de aproximadamente 1800 rpm. Vale citar que a velocidade síncrona não é atingida devido a suposição de existência de atrito viscoso no eixo.

A próxima região que pode ser visualizada é no momento de inserção de carga no eixo. Essa carga tem um valor de 16,7 N.m, correspondendo a carga nominal dessa máquina. No momento da inserção ocorre uma redução da velocidade rotórica, com uma resposta dinâmica análoga a presente no momento da partida.

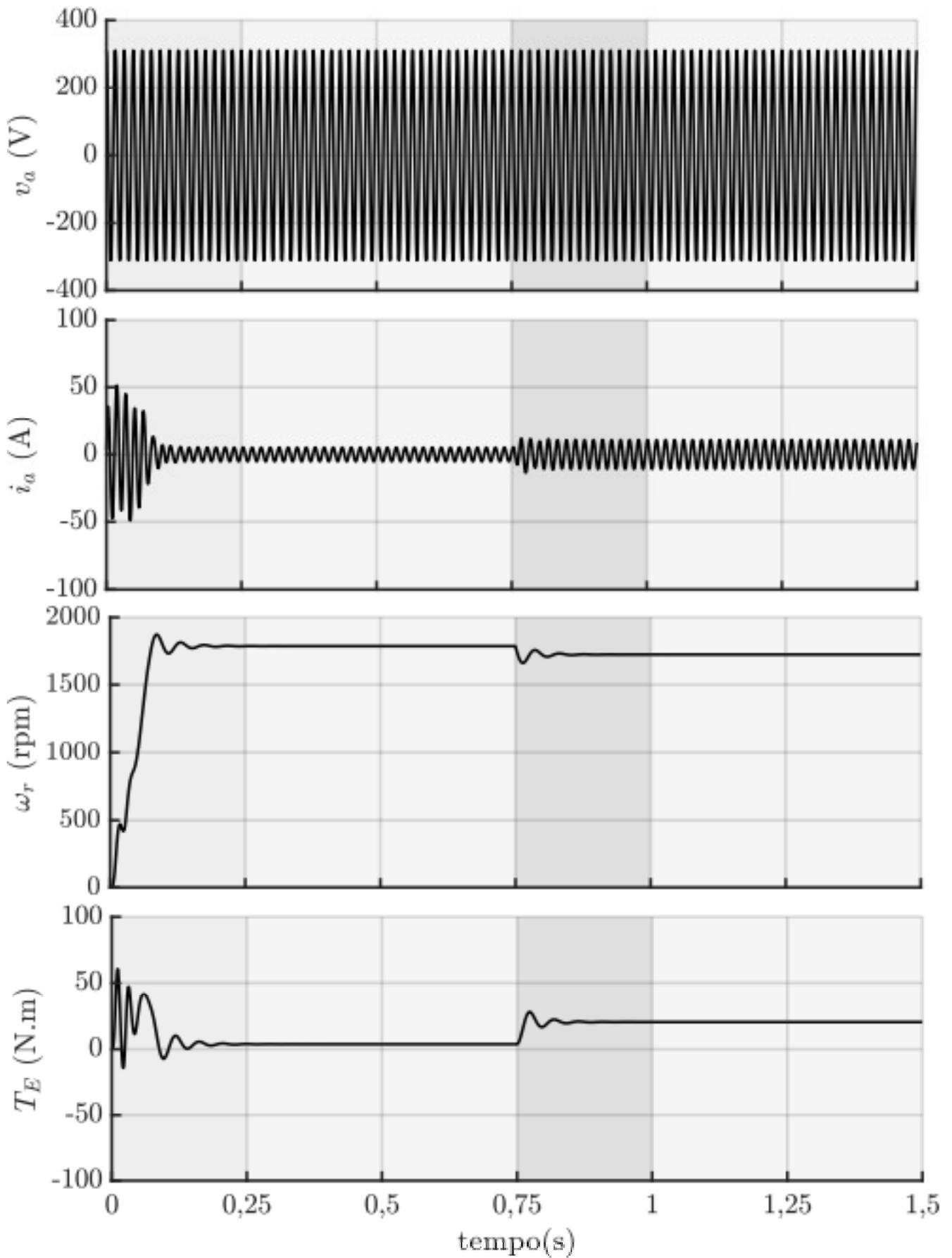


Figura 8: Resultados de simulação para o MIT em malha aberta (partida direta).  
Fonte: Autoria própria.

Além disso, a corrente elétrica que alimenta a máquina sofre um brusco aumento, fazendo com que o torque eletromagnético gerado aumente. No momento em que o torque eletromagnético supera a soma do torque devido as perdas com o torque aplicado ao eixo, a velocidade rotórica se estabiliza, assim como as correntes elétricas que alimentam o motor.

A título de comparação, os resultados obtidos via simulação são colocados juntamente com os dados de placa do MIT, os quais são valores para sua operação nominal. Na tabela 2 pode-se verificar esses valores, além do erro entre os dois.

**Tabela 2: Comparação entre variáveis reais e simuladas do MIT**

Parâmetro	Real	Simulado	Erro
$\omega_r$ (rpm)	1715	1726	0,64%
$i$ (A)	11,1	13,03	17,39%

**Fonte: Autoria própria**

Nota-se que o erro de velocidade é pequeno, sendo menor que 1%, porém o erro de correntes elétricas chega a quase 18%. Isso se deve a diferenças entre os parâmetros reais e os obtidos via ensaios, devido a aproximações utilizadas. A título de exemplo, caso o coeficiente de atrito seja reduzido em dez vezes, o erro entre as correntes cai para menos de 2%, e o erro de velocidade continua dentro de valores aceitáveis.

## 2.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi realizada a modelagem matemática do modelo elétrico do MIT, inicialmente com o modelo em um referencial *abc*. Devido a complexidade do modelo obtido, transformações de referencial são aplicadas ao modelo da máquina para possibilitar sua simplificação. Após isso o modelo em um referencial genérico do MIT foi obtido. Também foi realizada a modelagem da parte mecânica da máquina para possibilitar a análise numérica do modelo completo do sistema. Para acoplamento entre as partes mecânicas e elétricas, uma expressão para o torque eletromagnético foi obtida.

Finalizando o capítulo, foi apresentada uma análise numérica do motor de indução trifásico, sendo o mesmo alimentado por um conjunto de tensões trifásicas equilibradas. Essa análise numérica serviu como validação do modelo apresentado,

pois permitiu a comparação das variáveis simuladas, como corrente de fase e velocidade rotórica, com os dados de placa da máquina.

### 3 TÉCNICAS DE ACIONAMENTO E CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Ao longo dos anos, diferentes técnicas de acionamento foram sendo desenvolvidas para o MIT. Pode-se dividir as técnicas de acionamento em dois grupos, as de velocidade constante e de velocidade variável. As técnicas de velocidade constante tem uma gama de aplicações mais reduzida, porém ainda assim são utilizadas devido a sua simplicidade de implementação. Já as técnicas de velocidade variável, apresentam uma gama variada de aplicações, ao custo de uma maior complexidade de implementação

Historicamente, o motor de corrente contínua teve um papel fundamental nos acionamentos de velocidade variável devido a sua simplicidade de operação. O desenvolvimento das técnicas de velocidade variável foi um dos motivos para a enorme inserção do motor de indução nas indústrias, substituindo muitas vezes, os motores de corrente contínua.

Nesse capítulo, inicialmente, as técnicas clássicas, como partida direta, partida estrela-triângulo e via *soft-stater* serão abordadas. Na sequência, os métodos de controle escalar e vetorial serão explanados, sendo dada ênfase para o controle vetorial IFOC, o qual será utilizado no restante do trabalho.

#### 3.1 TÉCNICAS CLÁSSICAS DE ACIONAMENTO DO MIT

Dentro das técnicas de velocidade constante, a mais simples é a partida direta, a qual consiste na simples ligação dos terminais do MIT a rede elétrica. Nessa partida, a corrente elétrica no transitório inicial pode ter picos que chegam a mais de 11 vezes a corrente nominal, fazendo com que, para motores de maior potência (FRANCHI, 2007), essa partida não seja recomendada.

Outros métodos de acionamento foram sendo desenvolvidos devido a alta corrente inicial no método de partida direta. Um dos principais, o método de partida estrela-triângulo, consiste na alteração, durante o funcionamento do MIT, do esquema de ligação. Inicialmente, a partida é realizada com a configuração Y, fazendo com que a tensão encontrada nas bobinas do MIT seja reduzida por um fator de  $1/\sqrt{3}$ , devido

a isso, a corrente apresenta a mesma redução. Após uma determinada velocidade, a conexão  $\Delta$  é realizada, fazendo com que a tensão nominal seja imposta a máquina. Um dos problemas desse método é a redução do torque de partida por um fator de  $1/3$ , além disso, a máquina precisa ter no mínimo seis *bornes* (HERMAN, 2013).

Outro método extremamente difundido para a partida de motores de indução é o via *soft-starter*. Esse método se baseia em um circuito tiristorizado, que através do controle do ângulo de comutação faz com que a tensão imposta ao MIT possa variar de zero até seu valor nominal, mas sempre com frequência constante. Esse método faz com que a partida seja extremamente suave, em relação aos outros dois apresentados.

### 3.2 ACIONAMENTO VIA CONTROLE ESCALAR

O acionamento via controle escalar já pode se enquadrar em uma técnica de velocidade variável, a qual pode ser implementada tanto malha aberta quanto em malha fechada. Essa técnica consiste em se manter constante a relação tensão frequência dos sinais elétricos impostos ao MIT (TRZYNADLOWSKI, 2000).

A imposição de uma relação  $V/f$  constante faz com que o fluxo no entreferro da máquina seja aproximadamente constante. Devido a isso, o torque eletromagnético gerado pelo MIT se torna aproximadamente constante em toda a faixa de operação do motor.

Uma grande vantagem desse método é a não necessidade de medição da velocidade rotórica porém, devido a isso, não se tem garantia da velocidade da máquina. Mesmo em malha fechada, ou seja, com medição da velocidade rotórica, o desempenho do controle escalar, muitas vezes, não atende a requisitos de desempenho. Em alguns casos o desempenho da partida da máquina não é satisfatório e o controle, quando distúrbios de torque são aplicados ao eixo, se torna menos preciso. Isso faz com que, em algumas aplicações de alta performance, essa técnica, não seja utilizada (FRANCHI, 2007).

### 3.3 ACIONAMENTO VIA CONTROLE VETORIAL

Foi mencionado que o controle escalar não era utilizado em aplicações de alto desempenho devido a sua performance não muito elevada. Uma técnica que contorna esse problema é o controle vetorial, o qual se baseia na manipulação dos

vetores tensão elétrica, corrente elétrica e fluxo magnético, fazendo com que, se bem implementado, seu desempenho seja muito superior ao controle escalar.

Existem três variantes para o controle vetorial, controle de campo orientado direto (DFOC), controle de campo orientado indireto (IFOC) e controle direto de torque (DFOC) (GASTALDINI, 2008).

A técnica DFOC utiliza, em alguns casos, a medição direta do vetor fluxo magnético. Essa medição é inviável de ser utilizada em algumas máquinas, fazendo com que métodos de estimação para o fluxo magnético sejam utilizados. Um dos problemas principais dessa técnica é a presença de ruídos nos sinais de fluxo, fazendo com que o desempenho do controle seja prejudicado (BOSE; BOSE, 1997).

A técnica DTC, é implementada com a utilização de controladores de histerese, os quais são utilizados para controlar o torque eletromagnético e o fluxo magnético. Os sinais de erro são enviados para uma tabela de chaveamento, gerando os sinais de comutação para o inversor. Essa técnica apresenta um rápido tempo de resposta e diversos trabalhos atualmente tentam superar algumas de suas desvantagens, dentre elas o elevado *ripple* no torque eletromagnético (AJLAN *et al.*, 2017).

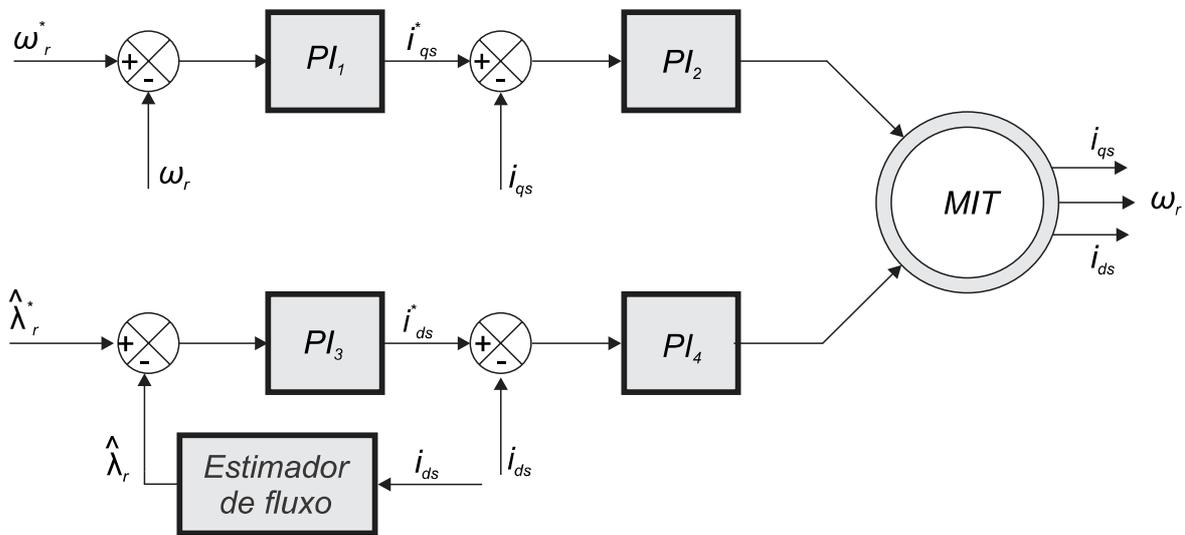
A técnica IFOC, a qual será utilizada nesse trabalho, utiliza as equações do MIT para obter o valor do fluxo rotórico, o qual é considerado alinhado ao eixo direto. Para se obter o alinhamento, a posição do vetor fluxo rotórico deve ser conhecida, a qual é obtida por meio da velocidade de escorregamento da máquina e da velocidade rotórica. A velocidade de escorregamento também é obtida por meio do equacionamento do MIT. Como vantagem, a técnica IFOC apresenta menores ruídos, e tem uma característica mais robusta, comparada a técnica DFOC (MARCHETTO, 2016).

### 3.4 CONTROLE DE CAMPO ORIENTADO INDIRETO (IFOC)

Devido a esse trabalho utilizar a técnica IFOC, sua explanação será mais aprofundada, sendo apresentado detalhadamente as malhas de controle que a constituem.

A Figura 9 apresenta a estrutura clássica do sistema IFOC, a qual apresenta quatro controladores do tipo PI. Pode-se verificar a presença de dois ramos principais, o de controle de variáveis relacionadas a velocidade rotórica e corrente de eixo em quadratura, e o controle de variáveis relacionadas ao fluxo magnético e corrente de eixo direto. Esse sistema gera dois sinais,  $v_{qs}$  e  $v_{ds}$ , os quais são independentes entre si, e são sinais utilizados para o acionamento do inversor de frequência. A

independência desses ramos é assegurado pelo alinhamento do vetor fluxo rotórico com o eixo direto e a presença de controladores PI.



**Figura 9: Esquema do sistema IFOC.**

Fonte: Autoria própria

Os controladores PI presentes no sistema IFOC podem ser sintonizados de diversas formas. Alguns trabalhos utilizam técnicas de auto-sintonia para esses controladores, o que confere mais robustez para o sistema, otimizando seu funcionamento, dentre esses trabalhos pode-se citar (EINLOFT *et al.*, 2008) o qual propõe um algoritmo de identificação paramétrica para sintonia dos ganhos dos controladores da malha mecânica do MIT.

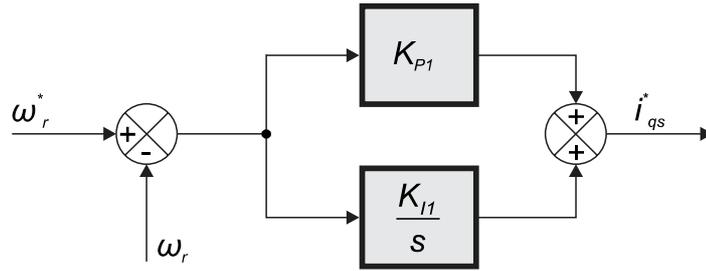
Nesse trabalho será utilizado um método clássico para sintonia dos controladores, baseado nas funções de transferência das plantas do sistema (PINHEIRO, 2016).

### 3.5 CONTROLE DE VELOCIDADE ROTÓRICA

Devido a presença de controladores do tipo PI, projetos para seus valores de ganho  $K_P$  e  $K_I$  devem ser realizados, para se obter o melhor desempenho do controle vetorial.

Essa seção segue o que é apresentado por Pinheiro (2016), sendo somente apresentado o equacionamento principal.

Para a malha de controle de velocidade rotórica, como ilustrado na Figura 10 a seguinte função de transferência pode ser obtida:



**Figura 10: Controlador PI de velocidade rotórica.**

Fonte: Autoria própria

$$\frac{\omega_r(s)}{T_c(s)} = \frac{1}{s + \frac{B_n}{J}}, \quad (83)$$

onde  $J/B_n$  é a constante de tempo mecânica do MIT e  $1/B_n$  é o ganho de malha direto. Para simplificar a notação, esses valores serão denominados  $\tau_{\omega_r}$  e  $\beta_{\omega_r}$ , respectivamente.

A função de transferência para o controlador PI é a seguinte,

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s}. \quad (84)$$

Com a realimentação do sistema, a seguinte função de transferência pode ser obtida,

$$G(s) = \frac{K_P\beta_{\omega_r}s + K_I\beta_{\omega_r}}{s^2 + s\left(\frac{1 + K_P\beta_{\omega_r}}{\tau_{\omega_r}}\right) + \frac{K_I\beta_{\omega_r}}{\tau_{\omega_r}}}, \quad (85)$$

com isso, os valores dos ganhos  $K_P$  e  $K_I$  podem ser obtidos, conforme apresentado por Pinheiro 2016. Esses valores são os seguintes:

$$K_P = \frac{8\tau_{\omega_r} - t_s}{t_s\beta_{\omega_r}}, \quad (86)$$

$$K_I = \frac{16\tau_{\omega_r}}{t_s^2\xi^2\beta_{\omega_r}}. \quad (87)$$

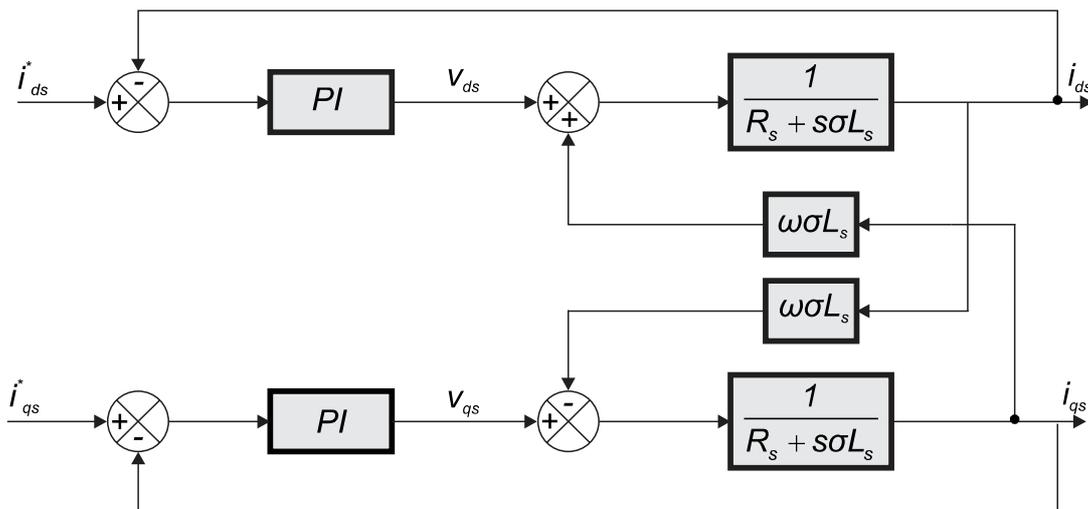
Nessas equações,  $t_s$  corresponde ao *settling time*, que é o tempo para a resposta do sistema alcançar uma faixa de 2% de seu valor final (OGATA; SEVERO, 1998). Essa variável pode ser reescrita em termos de  $\omega_n$  e  $\xi$  dá seguinte forma,

$$t_s = \frac{4}{\omega_n \xi}. \quad (88)$$

### 3.6 CONTROLE DE CORRENTES ELÉTRICAS

Agora será apresentado o projeto dos controladores PI de corrente elétrica em quadratura e de corrente elétrica de eixo direto. Os dois serão apresentados juntos devido a semelhança entre suas funções de transferência.

Conforme mostrado na Figura 11, pode-se verificar que ocorre um acoplamento entre as malhas de controle de corrente de eixo direto e de eixo em quadratura. Esse acoplamento é tratado como uma perturbação pelo sistema de controle, sendo corrigido pelos controladores PI. Para o controle da corrente elétrica de eixo em quadratura e de eixo direto, representado pelo diagrama de blocos da Figura 11, a seguinte função de transferência será considerada,



**Figura 11: Controladores PI de correntes elétricas.**

**Fonte: Autoria própria**

$$G(s) = \frac{1}{R_s + s\sigma L_s} \quad (89)$$

Para simplificação dessa equação, podem ser definidos os seguintes parâmetros:

$$\tau_i = \frac{L_s \sigma}{R_s}, \quad (90)$$

$$\beta_i = \frac{1}{R_s}. \quad (91)$$

Nessas equações,  $\tau_i$  é a constante de tempo das correntes elétricas e  $\beta_i$  é o ganho estático do sistema.

Realizando-se a realimentação do sistema, a seguinte equação pode ser obtida,

$$G_{MF}(s) = \frac{\frac{K_P\beta_i s + K_I\beta_i}{\tau_i}}{s^2 + s\left(\frac{1 + K_P\beta_i}{\tau_i}\right) + \frac{K_I\beta_i}{\tau_i}}, \quad (92)$$

a partir dessa equação os ganhos  $K_P$  e  $K_I$  dos controladores de correntes elétricas podem ser obtidos, conforme Pinheiro (2016):

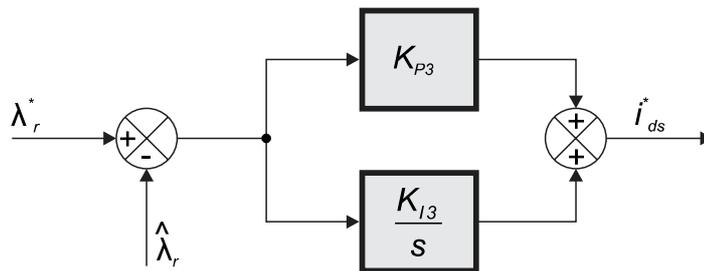
$$K_P = \frac{8\tau_{i_s} - t_s}{t_s\beta_{i_s}}, \quad (93)$$

$$K_I = \frac{16\tau_i}{t_s^2\xi^2\beta_i}. \quad (94)$$

### 3.7 CONTROLE DO FLUXO ROTÓRICO

O último controlador a ser apresentado é o controlador do fluxo rotórico de eixo direto. A função de transferência para o fluxo rotórico se baseia na modelagem do MIT, realizada anteriormente.

Para o projeto do controlador PI de fluxo rotórico, representado na Figura 12, a seguinte função de transferência será considerada,



**Figura 12: Controlador PI de fluxo rotórico.**

Fonte: Autoria própria

$$\frac{\hat{\lambda}_{dr}}{i_{ds}} = \frac{\frac{L_m R_r}{L_r}}{s + \frac{R_r}{L_r}}, \quad (95)$$

para simplificar a notação, pode-se definir a constante de tempo rotórica inversa da seguinte forma,

$$\tau_{ri} = \frac{R_r}{L_r}, \quad (96)$$

multiplicando-se a função de transferência do sistema pela equação 84, e realimentando-se o sistema, temos a seguinte equação,

$$G(s) = \frac{sK_P L_m \tau_{ri} + K_I L_m \tau_{ri}}{s^2 + s(\tau_{ri} + K_P L_m \tau_{ri}) + K_I L_m \tau_{ri}}, \quad (97)$$

com essa função de transferência os ganhos dos controladores podem ser obtidos, conforme mostrado em Pinheiro (2016). Esses ganhos são os seguintes,

$$K_P = \frac{\frac{8}{\tau_{ri}} - t_s}{t_s L_m}, \quad (98)$$

$$K_I = \frac{\frac{16}{t_s^2 \xi^2 L_m}}{\tau_{ri}}. \quad (99)$$

### 3.8 ANÁLISE NUMÉRICA DO SISTEMA DE CONTROLE VETORIAL

Para validar o projeto dos controladores do sistema IFOC a análise numérica dos mesmos será realizada. Essa análise será implementada por meio do *software* MATLAB<sup>®</sup>, em um *script*, para maior proximidade entre as simulações e o ambiente experimental.

Essa análise numérica verificará o desempenho dos compensadores PI, verificando sua resposta transitória e funcionamento perante distúrbios externos, como inserção de carga no eixo da máquina, além de verificar o desacoplamento entre as variáveis de eixo direto e de eixo em quadratura.

Como o sistema de controle a ser implementado na prática é digital, as análises numéricas serão realizadas com um sistema dessa forma. A frequência de amostragem a ser utilizada para discretização dos controladores é de 6 kHz. Além disso, a seguinte equação recursiva será utilizada para implementação dos controladores PI:

$$u[k] = u[k - 1] - e[k - 1]K_P + e[k](K_P + K_I T_s), \quad (100)$$

essa equação é obtida por meio da discretização da equação 84, via método *backward*, onde  $T_s$  é o período de amostragem do sistema.

O seguinte fluxograma pode ser definido para melhor entendimento das simulações (PINHEIRO, 2016):

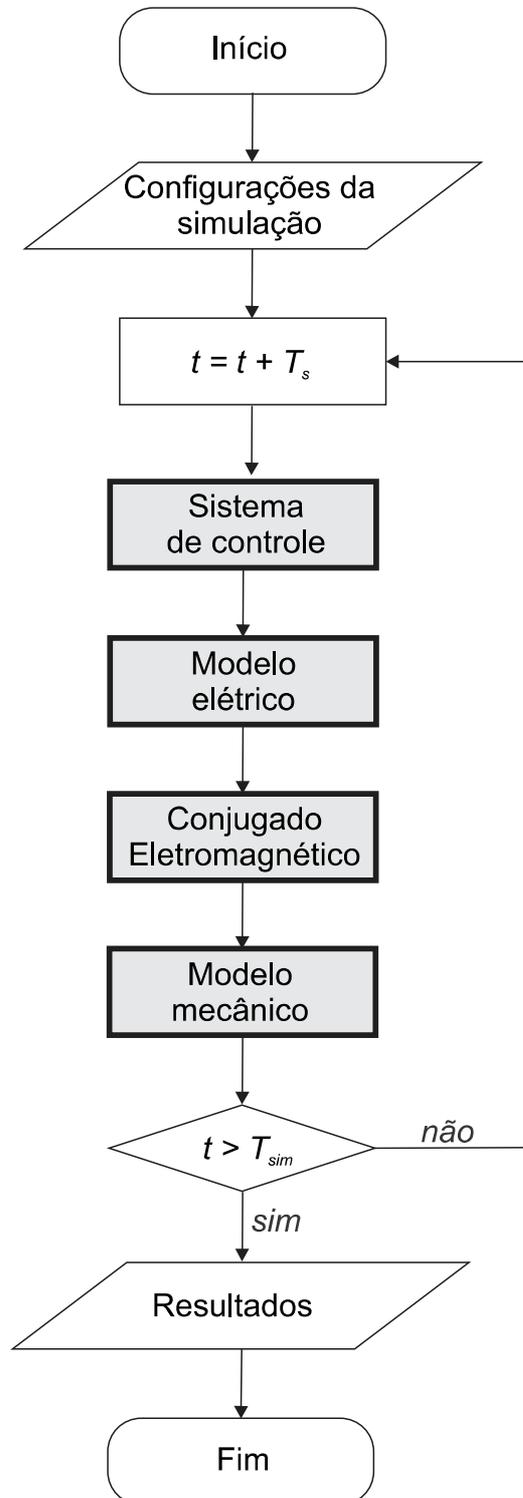


Figura 13: Fluxograma para ilustrar o *script* implementado para análises numéricas.  
Fonte: Autoria própria

Como referência de velocidade rotórica, será utilizada uma rampa com aceleração de  $225 \text{ rpm/s}$ , durante  $2 \text{ s}$ , fazendo com que a velocidade no eixo da máquina se estabilize em  $450 \text{ rpm}$ , 25% da velocidade nominal da máquina. Para o fluxo rotórico, será utilizada uma referência em degrau, de  $0,7 \text{ Wb}$ , fluxo nominal dessa máquina.

Para melhor validação do sistema, uma carga de  $8,35 \text{ N.m}$  será inserida no eixo do MIT no instante  $7 \text{ s}$ . Essa carga corresponde a 50% da carga nominal desse motor.

Na Figura 14, os resultados dessa simulação podem ser verificados. Nota-se o bom funcionamento dos controladores de velocidade e fluxo rotórico, os quais mantêm ambas variáveis em seus valores de referência, tendo pequenas divergências no momento de inserção de carga no eixo da máquina.

Durante a aceleração da máquina, a corrente em quadratura assume um valor não nulo, pois ela gera o torque que acelera o eixo do MIT até a velocidade de referência imposta ao sistema de controle. No momento em que a velocidade de referência é atingida, uma corrente residual permanece, devido a consideração de atrito viscoso no eixo.

Além disso, nota-se que o fluxo rotórico e a corrente direta possuem uma grande semelhança, resultado esperado devido a equação 71. Isso também fica evidente quando a corrente em quadratura é comparada com o torque eletromagnético, devido a sua dependência, conforme equação 75. Essa semelhança ocorre devido ao alinhamento do referencial com o fluxo rotórico.

No instante de inserção de carga no eixo do MIT, um pequeno distúrbio ocorre na velocidade rotórica. Com isso, ocorre um aumento brusco da corrente em quadratura, devido a necessidade de o torque eletromagnético superar o torque aplicado, para manter a velocidade rotórica na referência desejada.

Esse distúrbio de torque, seguido pelo súbito aumento da corrente estatórica de eixo em quadratura, faz com que, devido ao acoplamento existente entre os eixos direto e em quadratura, a corrente estatórica de eixo direto sofra uma perturbação. Devido a atuação dos controladores PI essa perturbação é logo corrigida, fazendo com o valor da corrente  $i_{ds}$  logo volte a seu valor de referência.

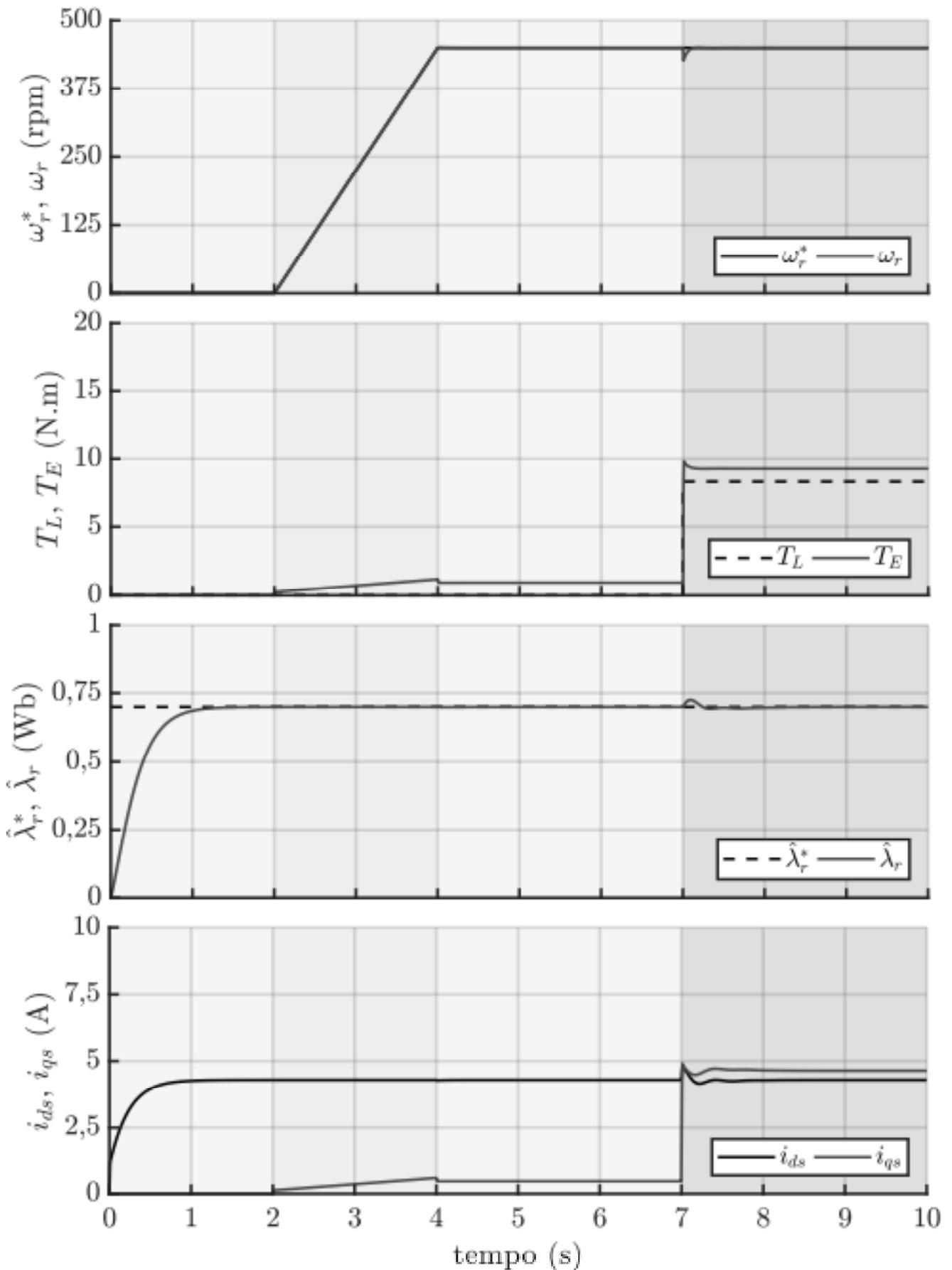


Figura 14: Resultados de simulação para o MIT operando em malha fechada.  
 Fonte: Autoria própria.

### 3.9 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi realizada uma revisão acerca das principais técnicas de acionamento de motores de indução trifásicos, tanto técnicas de velocidade constante quanto de velocidade variável. Para as técnicas de velocidade constante foi apresentado um resumo de sua implementação, com suas características básicas e vantagens/desvantagens. Para as técnicas de velocidade variável, o controle escalar foi explanado de maneira, rápida sendo dada a maior ênfase para o controle vetorial.

O controle vetorial IFOC do MIT foi apresentado com todas suas malhas de controle, constituídas por controladores do tipo PI. Além disso, foi apresentado o projeto para os ganhos dos quatro controladores presentes. Esses ganho foram projetados com base nas plantas mecânicas, de fluxo rotórico e correntes estatóricas, de eixo direto e em quadratura.

No fim do capítulo foram apresentados os resultados de análises numéricas visando verificar o desempenho do sistema de controle vetorial projetado. A partir dos dados obtidos foi possível verificar que os quatro controladores do sistema atuam de maneira satisfatória, mantendo erro nulo em regime permanente tanto na velocidade rotórica quanto no fluxo rotórico, além de terem um elevado desempenho durante transitórios, como inserção de carga no eixo da máquina.

## 4 OBSERVADOR PLL DE VELOCIDADE ROTÓRICA

Para a determinação da posição do fluxo rotórico, utilizando o método IFOC, a velocidade rotórica deve ser determinada. Isso é feito a partir da utilização de sensores mecânicos, conhecidos como *encoders*. A utilização desses sensores acaba por encarecer e dificultar o projeto do sistema de acionamento baseado em controle vetorial.

Para contornar os problemas oriundos da utilização de *encoders*, nas últimas décadas, técnicas de estimação de velocidade vêm sendo desenvolvidas, e sua utilização vem ganhando mais espaço a cada dia. Uma das principais técnicas utilizadas, é a MRAS a qual, a partir da comparação entre dois modelos, de referência e adaptativo, gera um sinal de erro. Esse sinal de erro, após um mecanismo de adaptação, gera o sinal a ser estimado, no presente caso, a velocidade rotórica (SCHAUDER, 1989). Além desse método, outros podem ser citados, como o baseado na técnica de escorregamento, o qual obtém um sinal de velocidade rotórica por meio do equacionamento do MIT (ABBONDANTI; BRENNEN, 1975).

Nesse trabalho um sistema PLL baseado nas correntes *abc* do MIT para estimação de velocidade, tanto do referencial quanto rotórica será utilizado. Esse sistema foi escolhido devido a sua simplicidade e bons resultados em relação a outros sistemas clássicos de estimação, (PINHEIRO, 2016), (BEDDIAF *et al.*, 2014), (COMANESCU; XU, 2005).

### 4.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DO OBSERVADOR PLL

Para utilização e melhor entendimento do observador, sua modelagem matemática deve ser realizada. Teodorescu (2011), apresenta as principais etapas necessárias para a modelagem de um sistema PLL em quadratura, o qual será utilizado como observador de velocidade nesse trabalho.

A ideia central na modelagem desse observador é a realização da transformação  $dq0$  a partir de uma posição de referencial estimada, a qual é simbolizada por  $\hat{\theta}$ . A partir dessa transformação, um sinal de erro para o estimador PLL é gerado, e com a utilização desse sinal, juntamente com um mecanismo de adaptação adequadamente

projetado, a convergência entre a posição real e estimada do referencial é assegurada.

Como hipótese inicial, assume-se um sistema de correntes trifásicas equilibradas, ou seja,

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \text{sen}(\theta) \\ I_s \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ I_s \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (101)$$

nesse momento, a transformada  $\alpha\beta$  deve ser definida,

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (102)$$

essa transformação deve ser aplicada as correntes elétricas definidas em 101. Isso resulta em,

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ \frac{\sqrt{3}}{3}(i_b - i_c) \end{bmatrix}, \quad (103)$$

com a transformada  $dq$ ,

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \text{sen}(\hat{\theta}) \\ -\text{sen}(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (104)$$

e a substituição da equação 103 na 104, pode-se obter o seguinte resultado:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a & \frac{\sqrt{3}}{3}(i_b - i_c) \\ -\frac{\sqrt{3}}{3}(i_b - i_c) & i_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) \\ \text{sen}(\hat{\theta}) \end{bmatrix}, \quad (105)$$

com a substituição da equação 101 na equação 105, e a utilização da identidade trigonométrica 106,

$$\text{sen}(\theta \pm \hat{\theta}) = \text{sen}(\theta)\cos(\hat{\theta}) \pm \text{sen}(\hat{\theta})\cos(\theta), \quad (106)$$

se obtém,

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \text{sen}(\theta) & -I_s \text{cos}(\theta) \\ I_s \text{cos}(\theta) & I_s \text{sen}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{cos}(\hat{\theta}) \\ \text{sen}(\hat{\theta}) \end{bmatrix}, \quad (107)$$

que pode ser reescrita dá seguinte forma,

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \text{sen}(\theta - \hat{\theta}) \\ I_s \text{cos}(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (108)$$

A partir dessa equação, pode-se verificar que, caso  $i_d$  seja igual a zero, o ângulo estimado convergiu para o real. Com isso, a expressão para  $i_d$  pode ser utilizado como um sinal de erro do sistema. Ou seja,

$$\epsilon = I_s \text{sin}(\theta - \hat{\theta}), \quad (109)$$

onde,

$$I_s = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}. \quad (110)$$

No limite, quando o ângulo estimado convergir para o ângulo real, a expressão 109 pode ser aproximada da seguinte forma, por meio de uma linearização,

$$\epsilon = I_s(\theta - \hat{\theta}). \quad (111)$$

Conforme apresentado por Eskola (2006), as seguintes equações diferenciais, devidamente linearizadas, podem ser utilizadas para representação do sistema PLL,

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \kappa_1 \epsilon, \quad (112)$$

$$\frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} + \kappa_2 \epsilon. \quad (113)$$

Com as equações 112 e 113, pode-se obter a seguinte função de transferência para o sistema,

$$\frac{\hat{\omega}(s)}{\omega(s)} = \frac{\kappa_2 s + \kappa_1}{s^2 + \kappa_2 s + \kappa_1}, \quad (114)$$

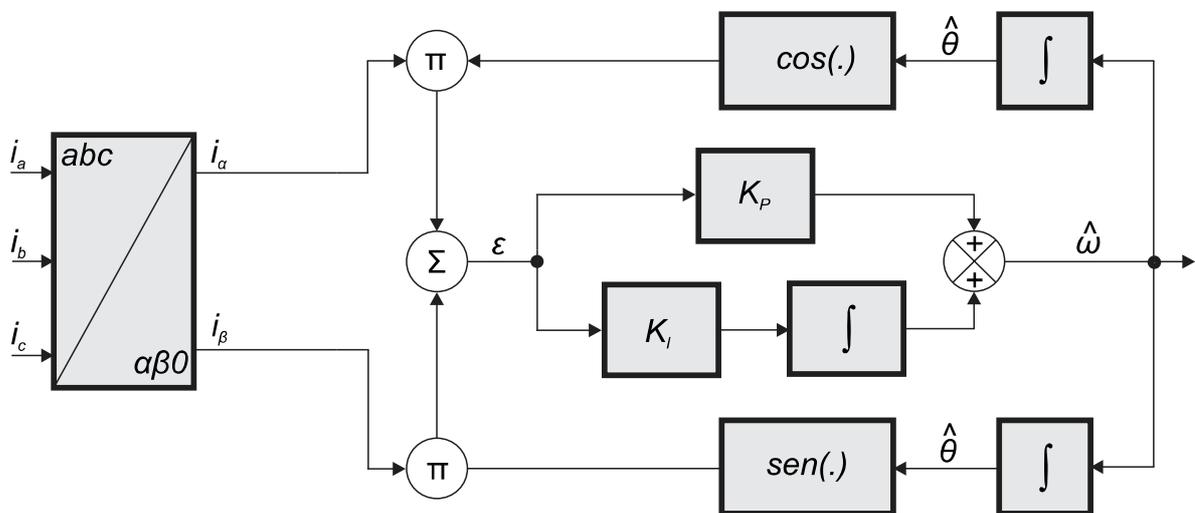
as variáveis  $\kappa_1$  e  $\kappa_2$  representam os ganhos integral e proporcional, respectivamente, do compensador PI. E podem ser calculados da seguinte forma,

$$\kappa_1 = \psi^2 \quad (115)$$

$$\kappa_2 = \psi \quad (116)$$

sendo  $\psi$  o módulo da raiz do polinômio característico da função de transferência apresentada na equação 114.

O observador de velocidade pode então ser implementado com parcelas proporcional e integral, utilizando metodologia semelhante a abordagem proposta por Eskola. Além disso, a modelagem matemática do observador PLL pode ser sintetizada na Figura 15,



**Figura 15: Diagrama de blocos do observador PLL.**  
**Fonte: Adaptado de Teodorescu (2011).**

Como pode ser notado na Figura 15, a saída do observador PLL é a velocidade do referencial estimada  $\hat{\omega}$ . Para a obtenção da velocidade rotórica, a seguinte equação deve ser utilizada:

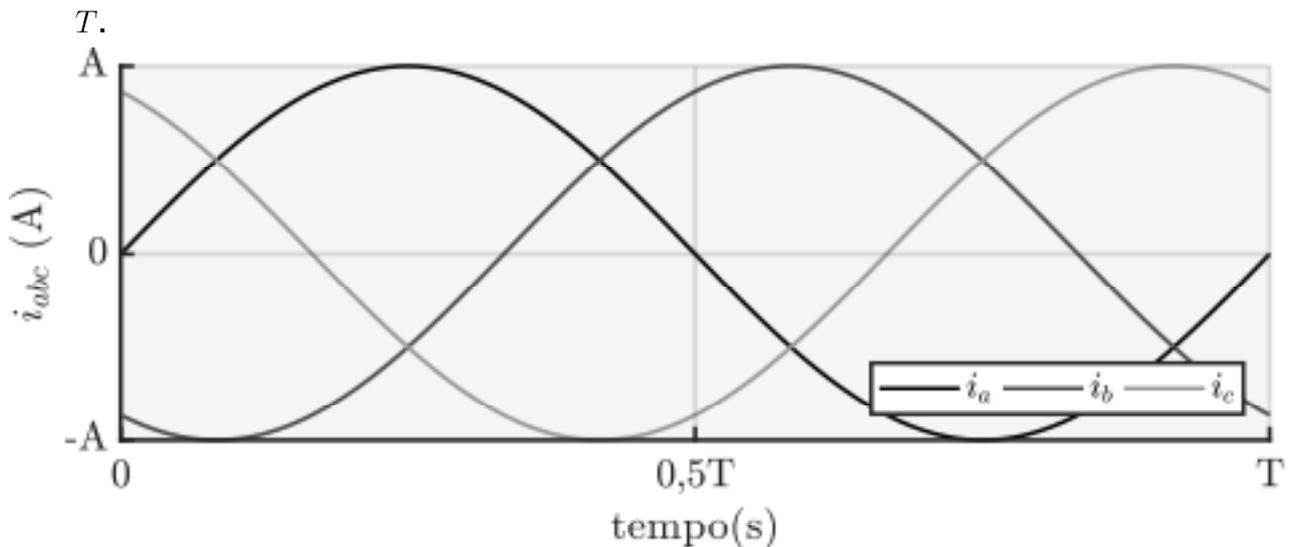
$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{N_{PP}} \left( \hat{\omega} - \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right). \quad (117)$$

#### 4.2 ANÁLISE DO OBSERVADOR PLL

Para melhor entendimento da modelagem matemática do observador PLL, análises numéricas serão realizadas. As mesmas são de vital importância, pois permitem a identificação das dinâmicas do sistema, além de mostrarem, de maneira gráfica, o comportamento do observador sob influência de diversos fatores.

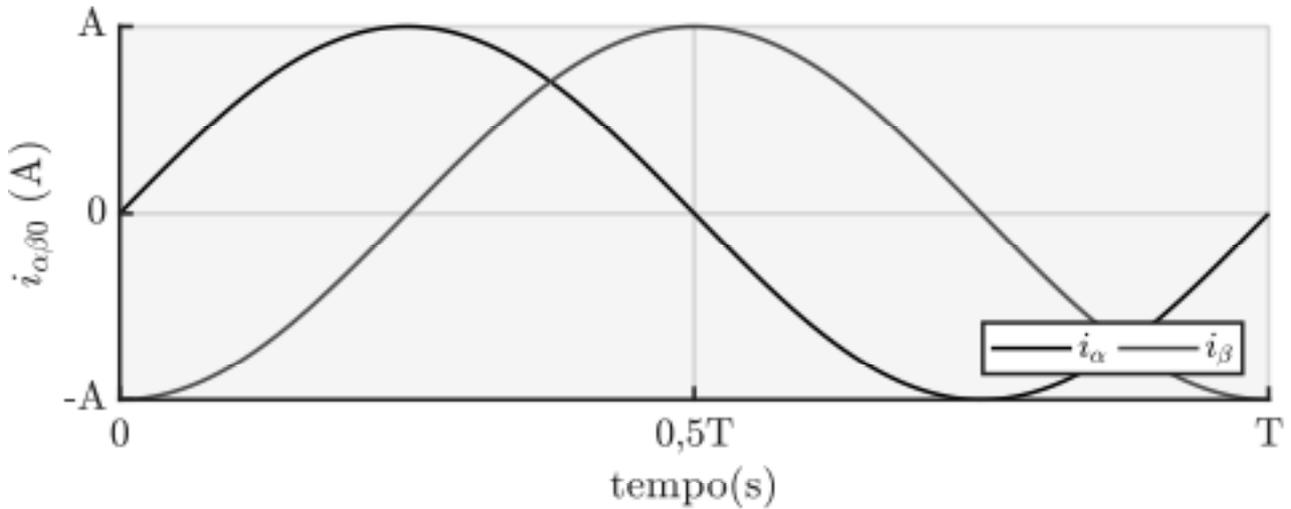
Inicialmente, o observador será analisado com três sinais equilibrados e com frequência fixa. Além disso, nessa primeira etapa o mecanismo de adaptação não será incluso, ou seja, todo o funcionamento do sistema será devido as manipulações matemáticas envolvidas em sua modelagem.

A Figura 16 apresenta os três sinais trifásicos equilibrados, que são os sinais de entrada para o estimador PLL. Esses sinais tem amplitude  $A$  e um período



**Figura 16: Sinais trifásicos equilibrados.**  
**Fonte: Autoria própria**

Por meio da transformação  $\alpha\beta 0$ , representada pela equação 102, esses três sinais serão transformados em dois sinais, com mesma amplitude e frequência, porém defasados de  $90^\circ$ , como pode-se observar na Figura 17. Vale salientar que a transformação utilizada não altera a amplitude dos sinais, os mantendo com amplitude  $A$ .



**Figura 17: Sinais em um domínio  $\alpha\beta$ .**

**Fonte: Autoria própria**

Agora, o algoritmo PLL será analisado. Isso será feito, conforme mencionado, sem a utilização do mecanismo de adaptação, fazendo com que todos os sinais sejam impostos ao sistema, o que é possibilitado pela análise numérica em um ambiente computacional. Para as simulações, a amplitude dos sinais de entrada será fixa em 1 e a frequência fixa em  $10 \text{ Hz}$ , para melhor visualização. Os perfis representados na Figura 18 serão impostos ao observador. Nessa figura, estão presentes os sinais referentes ao ângulo real e estimado e ao lado, os sinais de erro,  $\epsilon_\alpha$ ,  $\epsilon_\beta$  e  $\epsilon$ .

Para ajudar no entendimento desses resultados a identidade trigonométrica 118, será utilizada,

$$\text{sen}(a)\text{sen}(b) = \frac{1}{2}(\text{sen}(a+b) + \text{sen}(a-b)), \quad (118)$$

com os sinais de erro intermediários,

$$\epsilon_\alpha = I_s \text{sen}(\theta) \cos(\hat{\theta}), \quad (119)$$

$$\epsilon_\beta = -I_s \cos(\theta) \text{sen}(\hat{\theta}), \quad (120)$$

e sabendo que, em regime permanente,

$$\theta = \omega t + \phi_1, \quad (121)$$

$$\hat{\theta} = \hat{\omega} t + \phi_2 \quad (122)$$

pode-se obter as seguintes equações:

$$\epsilon_{\alpha} = \frac{I_s}{2} (\text{sen}(t(\omega + \hat{\omega}) + (\phi_1 + \phi_2)) + \text{sen}(t(\omega - \hat{\omega}) + (\phi_1 - \phi_2))), \quad (123)$$

$$\epsilon_{\beta} = -\frac{I_s}{2} (\text{sen}(t(\hat{\omega} + \omega) + (\phi_2 + \phi_1)) + \text{sen}(t(\hat{\omega} - \omega) + (\phi_2 - \phi_1))). \quad (124)$$

Para o primeiro caso, pode-se verificar que os sinais de erro intermediários,  $\epsilon_{\alpha}$  e  $\epsilon_{\beta}$  apresentam o dobro da frequência dos sinais de entrada, o que pode ser verificado pelas equações 123 e 124. Além disso, o sinal  $\epsilon$  apresentado tem valor nulo, o que pode ser comprovado com a a adição dos sinais de erro intermediários, representados pelas equações 123 e 124.

O segundo resultado representa diferenças entre o sinal  $\theta^*$  e  $\hat{\theta}$ , tanto na frequência quanto na fase. Pode-se verificar que os sinais de erro intermediários apresentam distorções, o que pode também pode ser obtido pelas equações 109 e 124, devido a presença de componentes com a frequência maior que a fundamental,

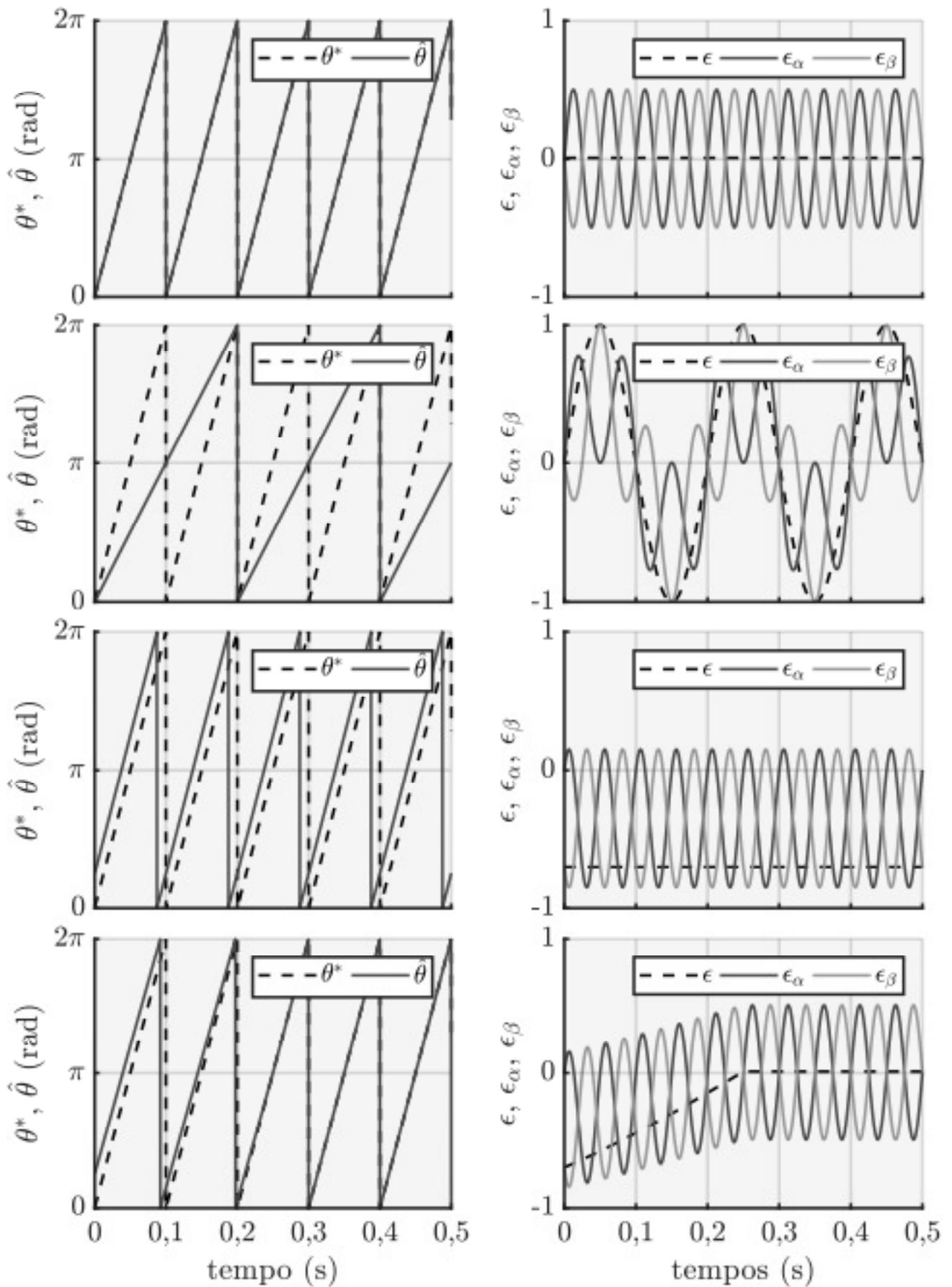


Figura 18: Sinais de reais e estimados com seus respectivos sinais de erro.  
 Fonte: Autoria própria

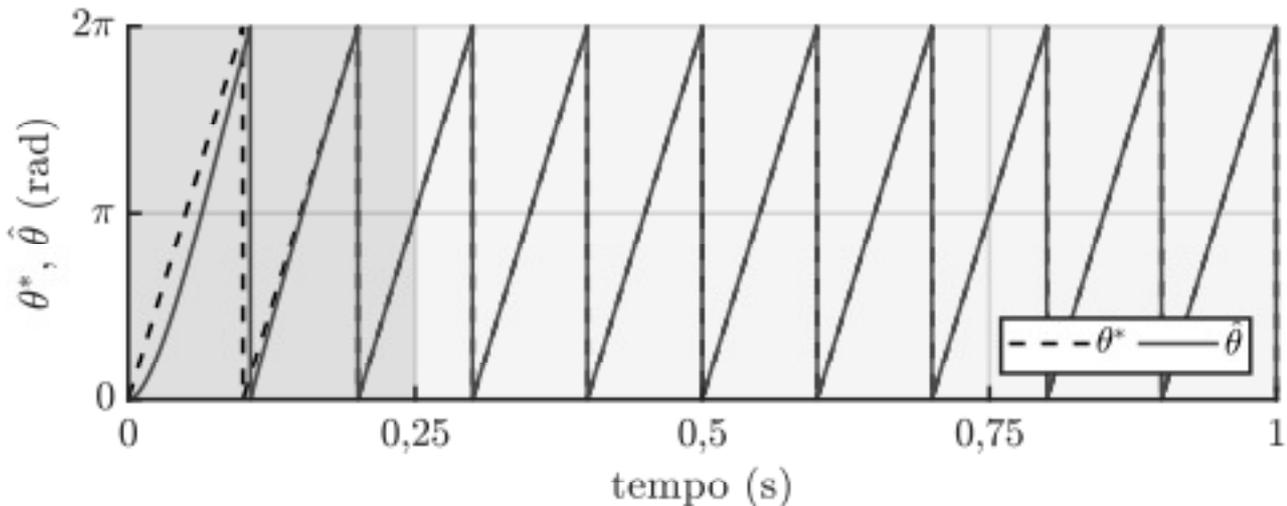
fixa em  $10 \text{ Hz}$ .

O terceiro caso apresentado é com a igualdade entre as frequências reais e estimadas, porém com diferença entre as fases. Nota-se um *offset* nos sinais  $\epsilon_\alpha$  e  $\epsilon_\beta$ . Com a adição desses sinais, o sinal de erro  $\epsilon$  assume o valor desse *offset*.

O último perfil apresenta frequência real e estimada igual, porém com a existência de um erro de fase, o qual é corrigido linearmente em  $0,25 \text{ s}$ . Pode-se verificar que durante a existência de erro de fase, o sinal de erro  $\epsilon$  assume o valor da componente *CC* dos sinais de erro intermediários. A medida que a fase estimada converge para a real, o sinal de erro converge para zero.

O próximo passo na análise é do observador PLL com seu mecanismo de adaptação. Nessa parte, nenhuma variável será imposta ao sistema, sendo sua dinâmica governada pelo mecanismo de adaptação PI. Essa análise é de vital importância para o correto entendimento da dinâmica do observador PLL com variações em diferentes parâmetros do sistema.

O sistema será analisado com os sinais da Figura 16, os quais terão uma amplitude unitária e uma frequência definida em  $10 \text{ Hz}$ . Na Figura 19 pode-se verificar o comportamento de  $\hat{\theta}$ . Nota-se que o erro entre  $\epsilon$  tende a zero em aproximadamente  $0,1 \text{ s}$ , o que corresponde a um ciclo de funcionamento, evidenciando a velocidade de convergência propiciada pelo mecanismo PI de adaptação.

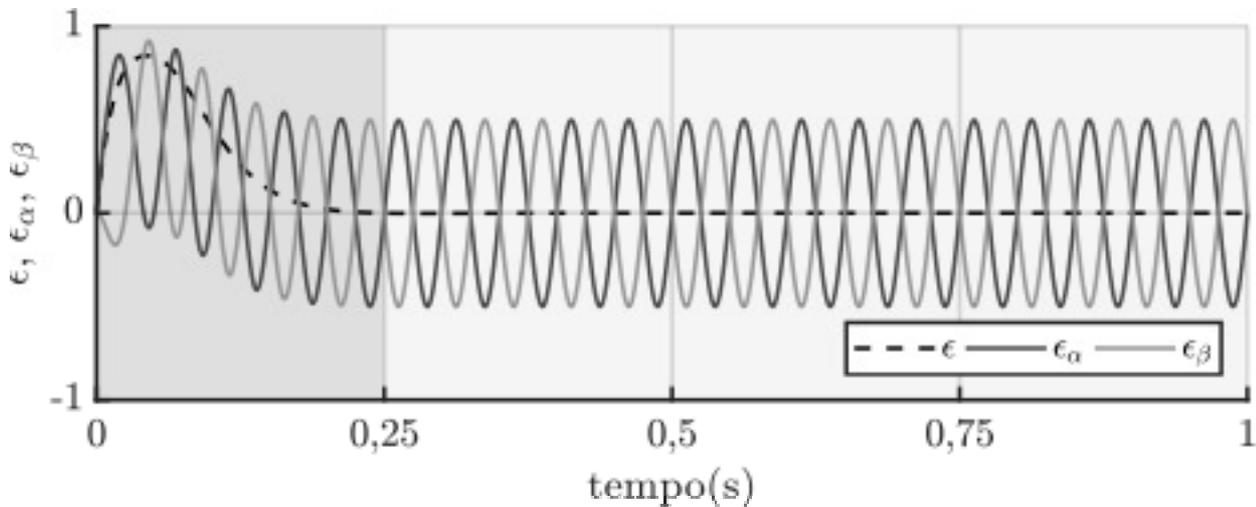


**Figura 19: Ângulos reais e estimado.**

**Fonte: Autoria própria**

Na Figura 20 pode-se verificar a dinâmica das variáveis  $\epsilon_\alpha$ ,  $\epsilon_\beta$  e  $\epsilon$ . Em regime permanente, o erro  $\epsilon$  se torna nulo, devido a  $\epsilon_\alpha$  e  $\epsilon_\beta$  apresentarem uma defasagem de  $180^\circ$ . Com  $\epsilon$  assumindo um valor nulo,  $\hat{\theta}$  converge para  $\theta^*$ . O tempo de

convergência, bem como a resposta do observador, dependem dos valores de ganho  $K_P$  e  $K_I$  do mecanismo de adaptação.



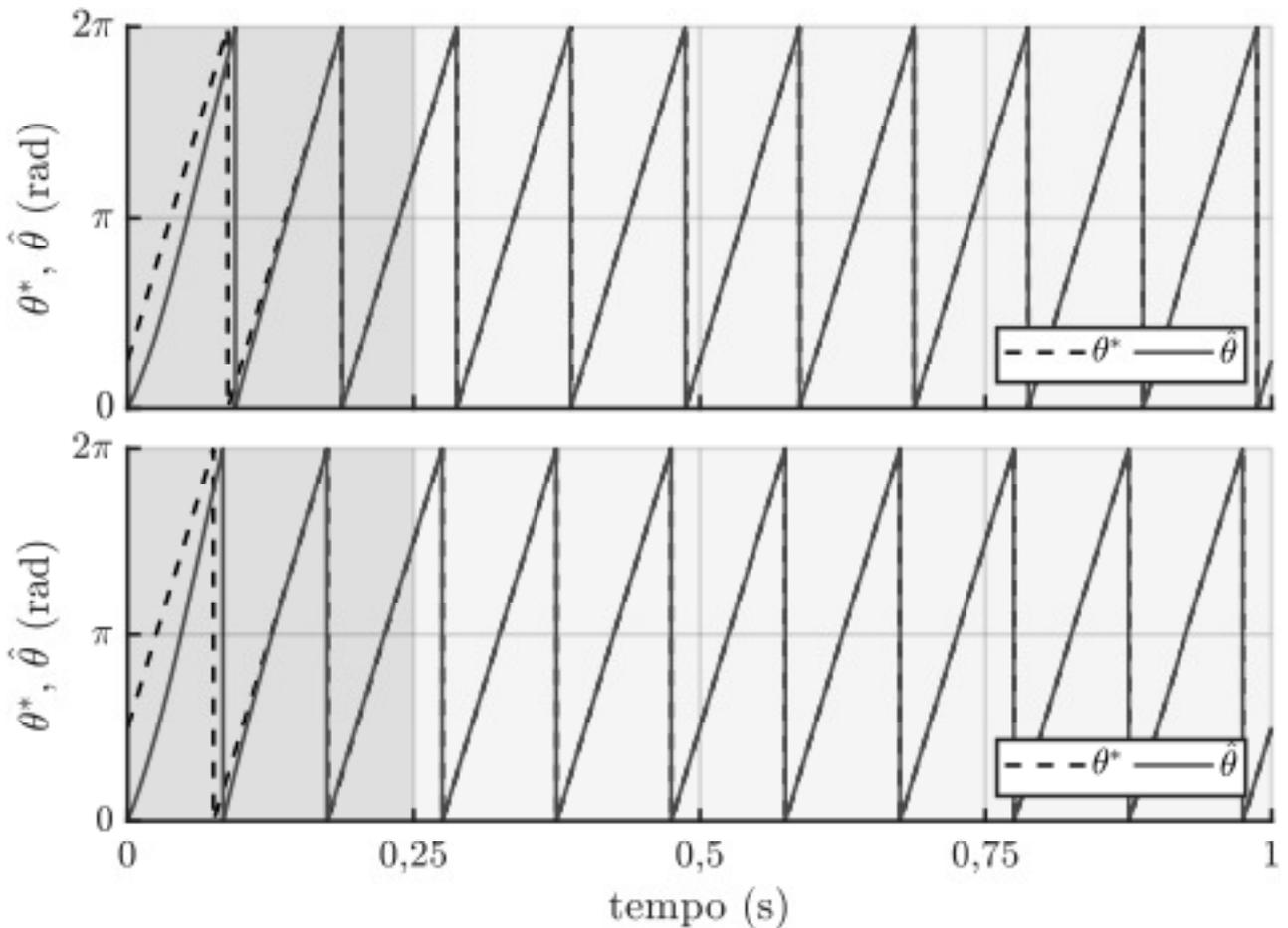
**Figura 20: Erros do sistema.**  
**Fonte: Autoria própria**

A Figura 19 mostra a evolução temporal do ângulo estimado com ambos, tanto o ângulo real quanto o estimado partindo de um valor nulo. É interessante observar o que ocorre caso haja diferença entre esses valores, o que é normal em um caso prático. Para essa análise dois valores de ângulo inicial serão utilizados,  $45^\circ$  e  $90^\circ$ . A Figura 21 apresenta a dinâmica do sistema com variação do ângulo inicial. Pode-se verificar que em ambos os casos, o ângulo estimado convergiu pra o real, tendo como diferença apenas o tempo de convergência.

A última análise a ser realizada para esse observador, é a referente a variação dos ganhos do mecanismo de adaptação. Para maior clareza, um ganho será variado com o outro mantido fixo em seu valor nominal. Com essa análise, pode-se verificar a interferência de cada valor de ganho no sistema, ou seja, a mudança no comportamento do sistema propiciada por alterações de  $K_P$  e  $K_I$ .

A primeira análise será com a variação do ganho proporcional. Três valores serão utilizados, sendo eles, 50%, 100% e 150% do ganho de operação do observador. Esses valores foram utilizados pois estão em torno do ganho real do sistema e com essa excursão de valores, propiciam diferentes dinâmicas para o sistema, o que facilita a visualização da dependência do comportamento do observador com o valor do ganho utilizado.

Na Figura 22 pode-se verificar, inicialmente, o comportamento da variável  $\hat{\theta}$  a medida que o ganho  $K_P$  aumenta. Fica evidenciado a diminuição no tempo de convergência com o aumento do ganho.



**Figura 21: Sinais de reais e estimados com variação das condições iniciais do sistema. Fonte: Autoria Própria**

Além da diminuição no tempo de convergência, um aumento no valor do ganho faz com que a resposta do sistema se torne mais oscilatória. Com a análise de  $\hat{\omega}$ , na mesma figura, pode-se verificar que uma diminuição no valor do ganho faz com que o tempo de assentamento aumente, em alguns casos passando de 0,25 s, ou seja, mais do que um ciclo do sinal de entrada.

Para melhor entendimento da influência dos valores dos ganhos no desempenho do sistema, sua função de transferência será analisada. Comparando a equação 114 com o denominador de uma função de transferência padrão:

$$s^2 + \kappa_2 K s + \kappa_1 K = s^2 + 2\omega_n \zeta s + \omega_n^2 \quad (125)$$

dessa comparação, pode-se obter valores para  $\omega_n$  e  $\zeta$ , em função de  $\kappa_1$  e  $\kappa_2$ , ou seja,

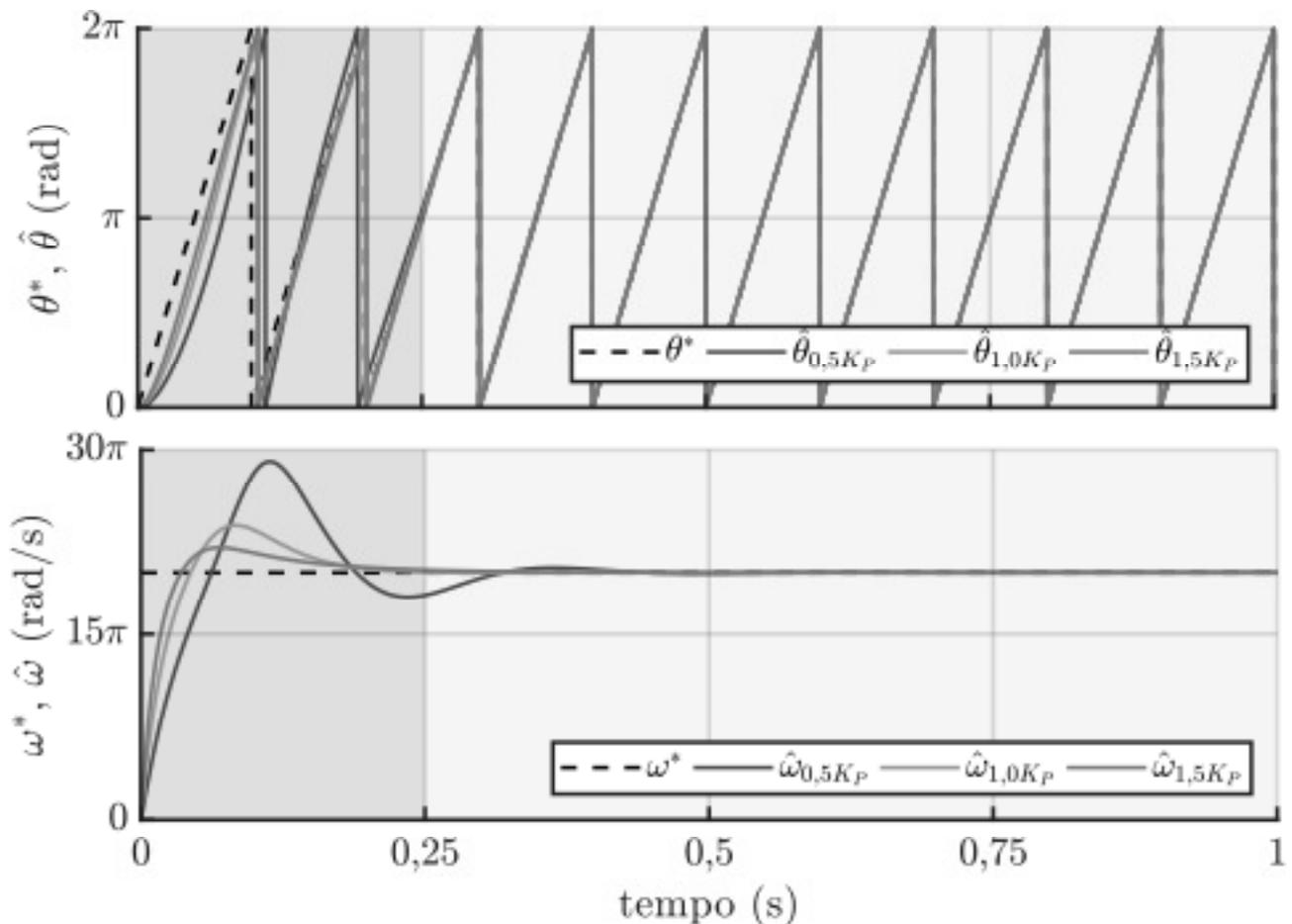
$$\omega_n = \sqrt{\kappa_1} \quad (126)$$

$$\zeta = \frac{\kappa_2}{2\sqrt{\kappa_1}} \quad (127)$$

a equação 88, que representa o tempo de acomodação, reescrita, utilizando as equações 126 e 127, fica da seguinte forma,

$$t_s = \frac{4}{\kappa_2} \quad (128)$$

essa equação evidencia a dependência do tempo de convergência do sistema com o ganho proporcional. Pode-se verificar que, a medida que o ganho aumenta, o tempo de assentamento diminui, o que esta de acordo com a Figura 22.

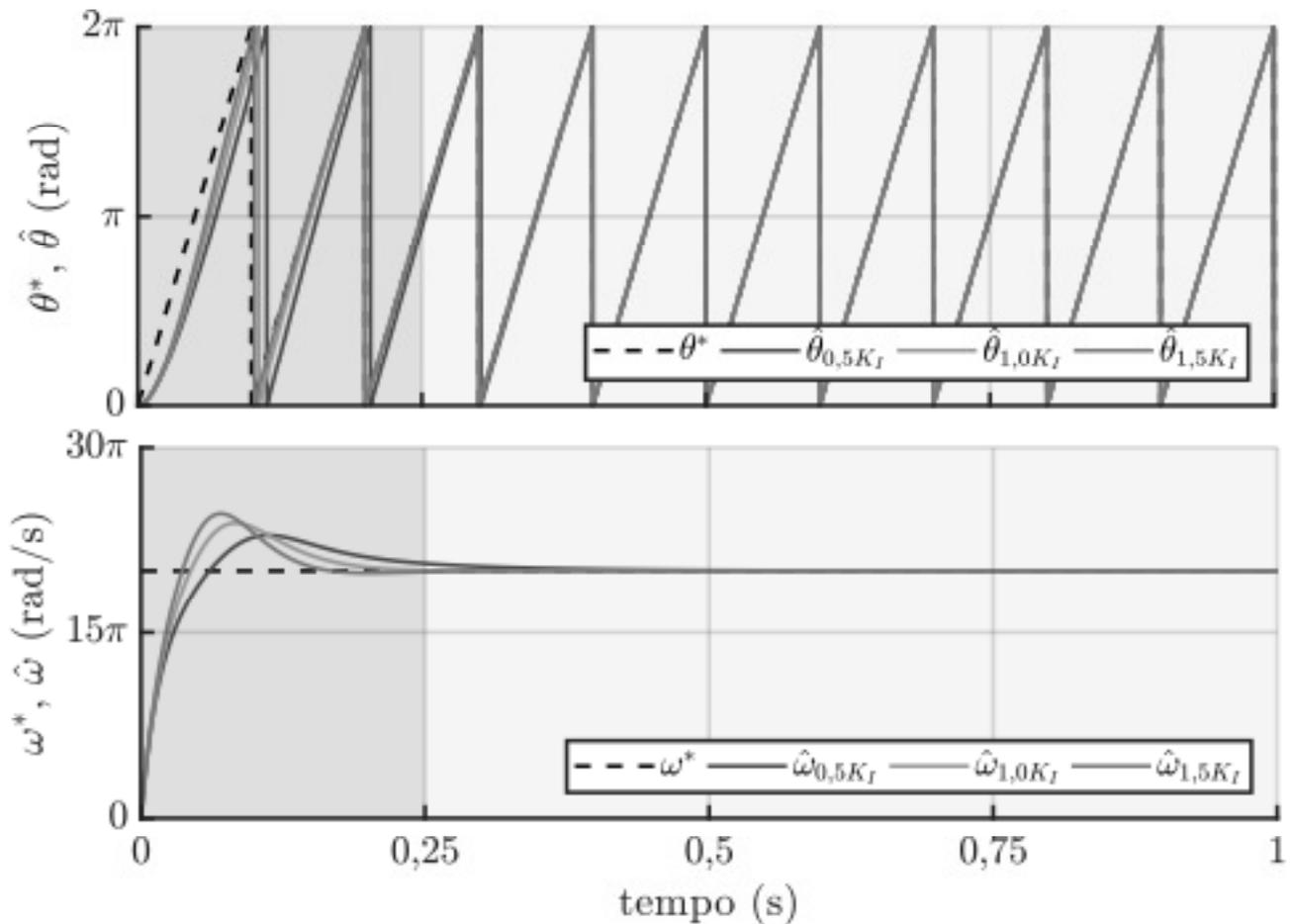


**Figura 22: Sinais de reais e estimados de posição e de frequência angular com variação do ganho  $K_P$ .**

**Fonte: Autoria própria**

Agora, com o ganho  $K_P$  mantido fixo, o ganho integral será variado. Os valores serão variados da mesma forma que anteriormente. Na Figura 23 pode-se verificar o comportamento da variável  $\hat{\theta}$  do observador PLL com a variação do ganho  $K_I$ . Nota-se que ocorre pouca mudança no tempo de rastreamento.

Já na frequência angular, a variação no tempo de assentamento é mais visível, porém de pequena relevância. Além disso, pode-se verificar que a amplitude sobressinal, sofre pequenas modificações, juntamente com o tempo de assentamento do sistema, o qual não deveria ser dependente de  $K_I$ . Isso ocorre pois a função de transferência do observador PLL é apenas uma aproximação, ou seja, ambos os valores de ganho contribuem para a mudanças nos parâmetros da resposta.



**Figura 23: Sinais de reais e estimados de posição e de frequência angular com variação do ganho  $K_I$ .**

**Fonte: Autoria própria**

#### 4.3 ANÁLISE DO OBSERVADOR PLL ESTIMANDO A VELOCIDADE ROTÓRICA

Para analisar o funcionamento do observador PLL, serão utilizadas duas abordagens. Em um em primeiro momento, o observador funcionará simplesmente como um método para obtenção da velocidade rotórica, sendo a realimentação de velocidade feita por meio da velocidade real. Após isso, na próxima seção, o estimador será inserido na malha de controle de velocidade da máquina.

Um perfil de velocidade em rampa, com uma aceleração de  $225 \text{ rpm/s}$  será

imposto a máquina, com uma duração de dois segundos. Após isso, a velocidade se estabilizará em  $450rpm$ . Um segundo ensaio será realizado, com o mesmo perfil de velocidade, mas com a adição de carga de  $4,175 N.m$  no eixo do MIT, o que corresponde a 25% da carga nominal da máquina, no instante  $7 s$ . Esse valor de carga é utilizado pois é próximo ao empregue nos ensaios experimentais

Todas as análises numéricas apresentadas serão para um período de  $10 s$ , tempo suficiente para se verificar as dinâmicas envolvidas em todo o acionamento do MIT.

Com a análise da Figura 24, pode-se verificar o bom funcionamento no observador PLL, o qual apresenta rápida convergência, além de erro nulo em regime permanente. O maior problema do observador é o erro presente nas mudanças de referência, tanto na partida quanto na chegada na velocidade de referência de  $450 rpm$ , nos instantes  $2$  e  $4 s$ , respectivamente, onde o erro entre as variáveis estimada e real aumenta até atingir um pico de aproximadamente  $4 rpm$ .

Pela análise da figura apresentando  $\omega_r^* - \hat{\omega}_r$  pode-se verificar a rápida resposta do estimador PLL, mantendo o erro nulo em grande parte de seu funcionamento, voltando a rastrear a velocidade rotórica, após a ocorrência de transitórios, em aproximadamente  $0,25 s$ . Durante a partida da máquina a velocidade real se torna aproximadamente  $4 rpm$  maior que a estimada, mostrando que o observador de velocidade tem um atraso na estimação. Já quando o regime permanente é atingido, a velocidade estimada se torna aproximadamente  $4 rpm$  maior que a real, também devido ao atraso entre elas.

Com a inserção de carga, o funcionamento do estimador continua satisfatório. O principal problema é o elevado sobressinal presente no instante  $7 s$ , momento em que a carga é inserida no eixo. Esse sobressinal ocorre devido a abrupta mudança na corrente em quadratura do MIT, a qual aumenta abruptamente o sinal  $\epsilon$  do observador, causando um aumento brusco na variável de saída  $\hat{\omega}$ , o qual se propaga

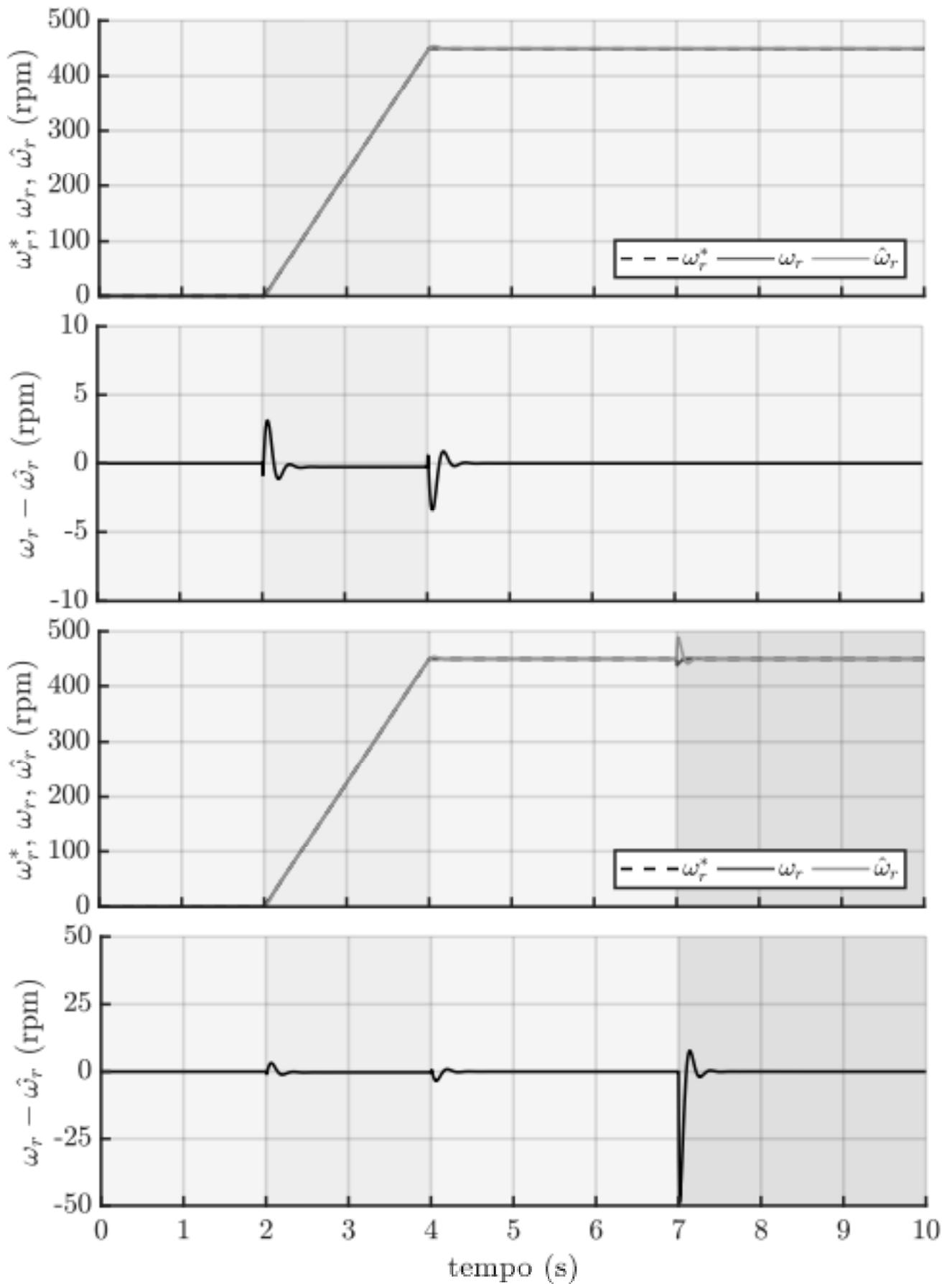


Figura 24: Sinais representado o observador PLL funcionando somente como estimador de velocidade.

Fonte: Autoria própria

para a velocidade estimada.

Com a inserção de carga, a diferença entre a velocidade real e estimada atinge aproximadamente  $50 \text{ rpm}$ , como pode-se verificar pela Figura 24. Mesmo com esse distúrbio, rapidamente o observador de velocidade volta a convergir para a velocidade real, mostrando o bom comportamento do mesmo em relação a distúrbios de torque.

#### 4.4 ANÁLISE DO OBSERVADOR PLL NA MALHA DE VELOCIDADE

Nessa etapa, o sinal utilizado na malha de controle de velocidade será o sinal de velocidade estimado,  $\hat{\omega}_r$ . Essa seção é de fundamental importância para o restante do trabalho pois mostra o funcionamento do sistema de controle e as dinâmicas no sistema, que surgem com a remoção do sensor de velocidade rotórica.

A Figura 25, mostra o funcionamento do sistema com o mesmo sendo submetido a um perfil de velocidade análogo ao da Figura 24. Pode-se verificar agora que, no momento em que a realimentação é realizada com o sinal de velocidade estimado, o desempenho do sistema de controle se degrada em relação ao sistema original, tanto sem a presença de carga mecânica no eixo quanto com a presença. Essa degradação surge na forma de oscilações tanto no momento da partida do MIT quando na chegada no valor de referência de  $450 \text{ rpm}$ , as quais podem ser verificadas nos sinais de erro apresentados.

Observando a diferença entre as variáveis reais e estimadas pode-se verificar que o erro entre as mesmas atinge um pico de quase  $5 \text{ rpm}$ , com mais oscilações do que no sistema realimentado com a velocidade real.

Na Figura 25, pode-se notar o comportamento do sistema com a inserção de carga. É visível o correto funcionamento do sistema de controle, mantendo a velocidade rotórica na referência mesmo após perturbações. Devido ao degrau de  $4,175 \text{ N.m}$  aplicado ao sistema, um incremento abrupto na corrente estatórica de eixo em quadratura surgiu. Esse incremento se propagou para o sistema de estimação de velocidade. Com isso, a perturbação gerada na forma de oscilações surgiu. Essa mesma perturbação se propagou para a malha de controle de velocidade, fazendo com que ela surgisse, amplificada no eixo da máquina, como apresentado anteriormente. Com a análise do erro entre  $\omega_r$  e  $\hat{\omega}_r$  pode se verificar que durante a inserção de carga a diferença entre as duas atingiu um pico de  $50 \text{ rpm}$ , sendo que a velocidade rotórica tem uma queda muito maior que a estimada e que no retorno, o pico atinge  $25 \text{ rpm}$ ,

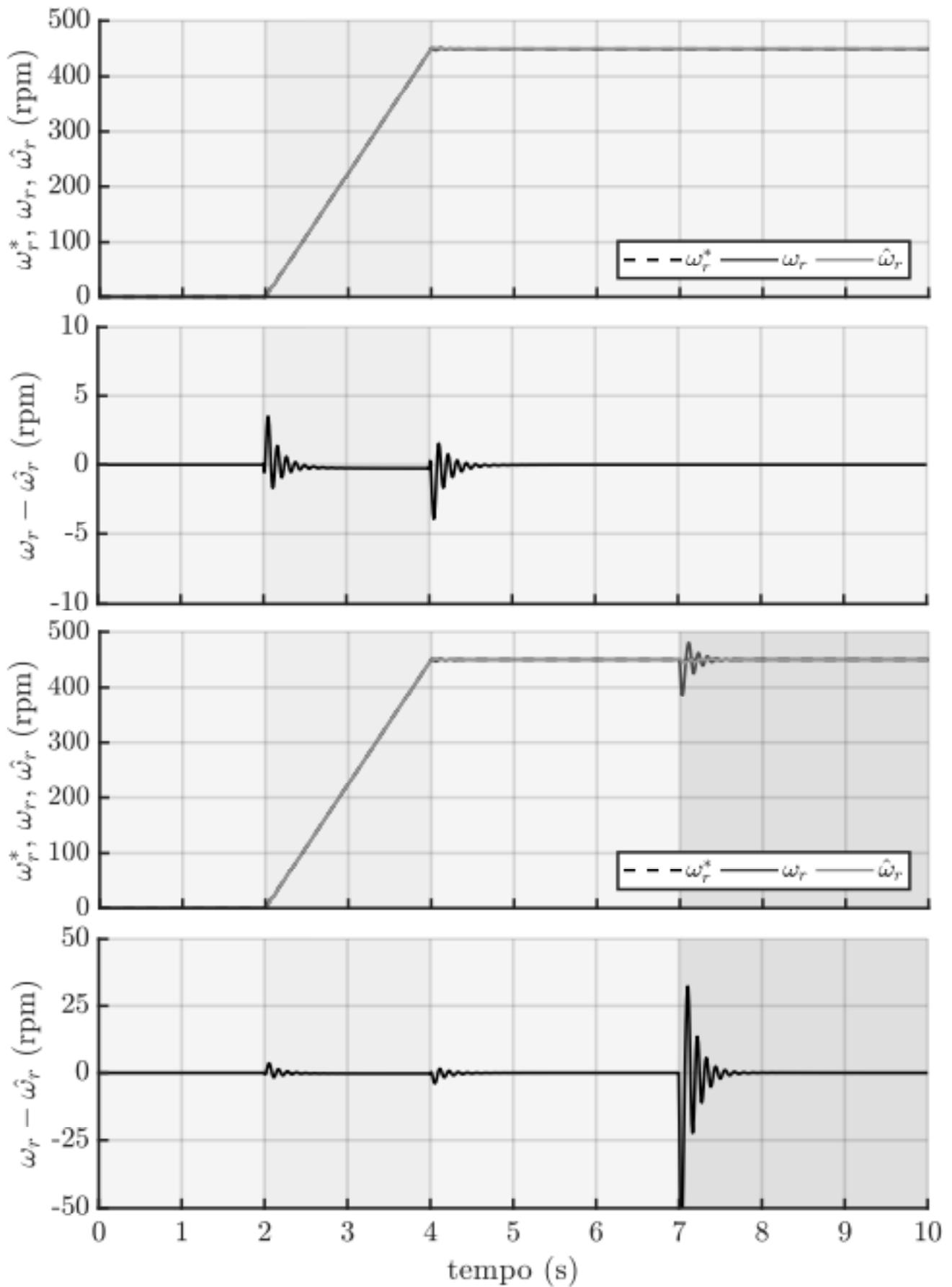


Figura 25: Sinais do observador PLL sendo utilizado para realimentação da malha de controle de velocidade rotórica.

Fonte: Autoria própria

com a velocidade rotórica maior que a estimada. Mesmo com essa oscilação na velocidade real, no instante  $7\text{ s}$ , o sistema de controle conseguiu manter o sistema na referência, conforme esperado.

As oscilações presentes em  $2\text{ e }4\text{ s}$  poderiam ser reduzidas com o aumento da ganho  $K_P$  do mecanismo PI de adaptação. O principal problema dessa abordagem é no instante de inserção de carga, pois isso iria aumentar as oscilações presentes no eixo da máquina devido a dinâmica mais rápida do observador.

#### 4.5 MODIFICAÇÃO DO OBSERVADOR PLL

A fim de melhorar o desempenho do estimador de velocidade, algumas modificações serão realizadas, baseadas no aprendizado adquirido por meio dos resultados obtidos até aqui. Essas mudanças tentarão aumentar o desempenho do observador na partida do MIT, ou seja, diminuir o erro de rastreamento, além de aumentar o desempenho com a inserção de carga em seu eixo, principalmente diminuindo as oscilações presentes nesse instante.

Uma modificação que se mostrou interessante é a normalização do sinal de erro do observador PLL. Isso é realizado por meio da divisão do sinal  $\epsilon$  por  $I_s$ . Essa normalização aumenta a imunidade do observador a inserções abruptas de carga no eixo do MIT pois diminui a contribuição do aumento da amplitude das correntes elétricas no sinal de erro do sistema.

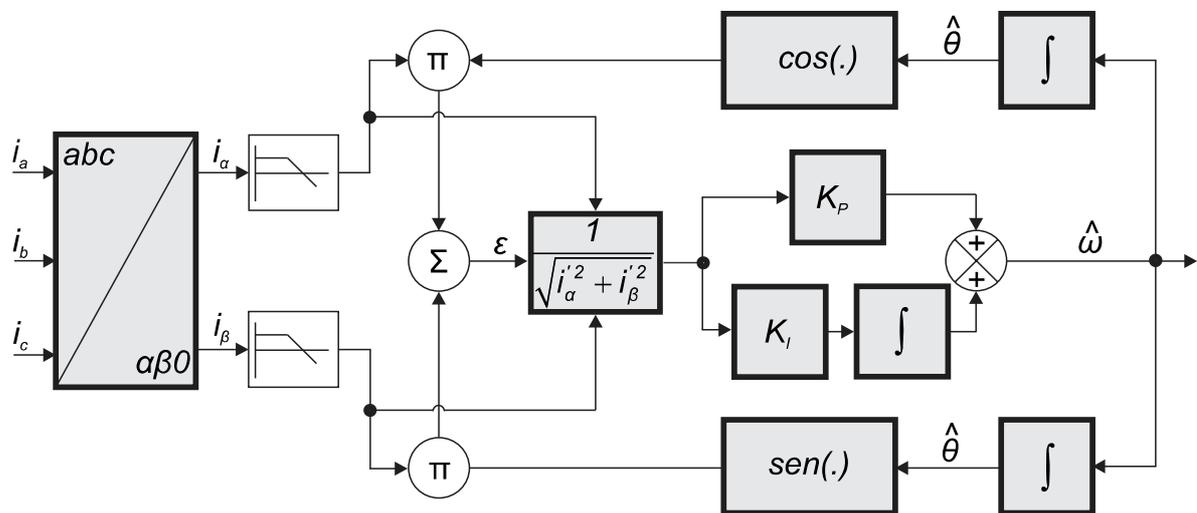
Esse aumento da imunidade, conforme mencionado anteriormente, se deve porque uma inserção de carga no motor faz com que a corrente estatórica de eixo em quadratura aumente bruscamente. Como esse aumento tem uma dinâmica mais rápida que a mecânica, a sua propagação para a malha de controle de velocidade faz com que oscilações surjam no eixo da máquina.

De maneira simplificada, a normalização funcionaria da seguinte forma: com a inserção de carga, as amplitudes das correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ , sofrem um aumento. Ao mesmo tempo que a constante de normalização, a qual é igual a amplitude das correntes estatóricas em um domínio  $abc$  também aumenta. No momento em que o sinal de erro é normalizado, esse aumento brusco na amplitude se torna menor, e menos relevante para o seu cômputo, fazendo com que a dinâmica do mecanismo de observação se torne mais lenta quando o mesmo é inserido nas malhas de controle do MIT.

O diagrama de blocos da figura 15 pode ser modificado para inserir essa

alteração, conforme mostrado na figura 26. Além da normalização, foram inseridos dois filtros passa-baixas digitais, para atenuar a presença de ruídos nos sinais de corrente, e melhorar o desempenho do observador. A figura 29 apresenta os mesmo resultados anteriormente mostrados, sendo a única diferença no observador PLL de velocidade.

Pode-se verificar na figura 27 que a normalização do sinal de erro elimina as oscilações devido a inserção de carga no eixo do MIT porém, degrada o desempenho nos transitórios de partida. A diferença entre a velocidade rotórica real e a estimada, apresenta um desvio quase dez vezes maior em relação ao observador PLL clássico, o que acaba por ser um problema no estimador, visto que, a partida é de crucial importância para o sistema.



**Figura 26: Diagrama de blocos do observador PLL com normalização do sinal de erro. Fonte: Adaptado de Teodorescu (2011).**

Esse aumento no erro entre as variáveis durante a partida e chegada ao regime permanente se deve devido a diminuição da amplitude do sinal de erro  $\epsilon$  do sistema. Um valor pequeno de erro faz com que a excitação gerada por ele no mecanismo de adaptação seja pequena, isso tem acarreta no aumento do tempo de convergência entre as variáveis  $\omega_r$  e  $\hat{\omega}_r$ . Um aumento no ganho  $K_P$  compensaria esse efeito, porém elevaria os distúrbios causados pela inserção de torque mecânico no eixo da máquina, eliminando o benefício gerado pela normalização do sinal de erro.

Além da diminuição das oscilações no momento de inserção de carga, o erro entre as  $\omega_r$  e  $\hat{\omega}_r$  se torna menor, atingindo um pico de 25 rpm no momento de inserção de carga, metade do obtido com o observador PLL clássico. Além disso, após esse erro inicial, a diferença entre os dois sinais diminui gradativamente, até novamente, o regime permanente ser atingido, em 450 rpm.

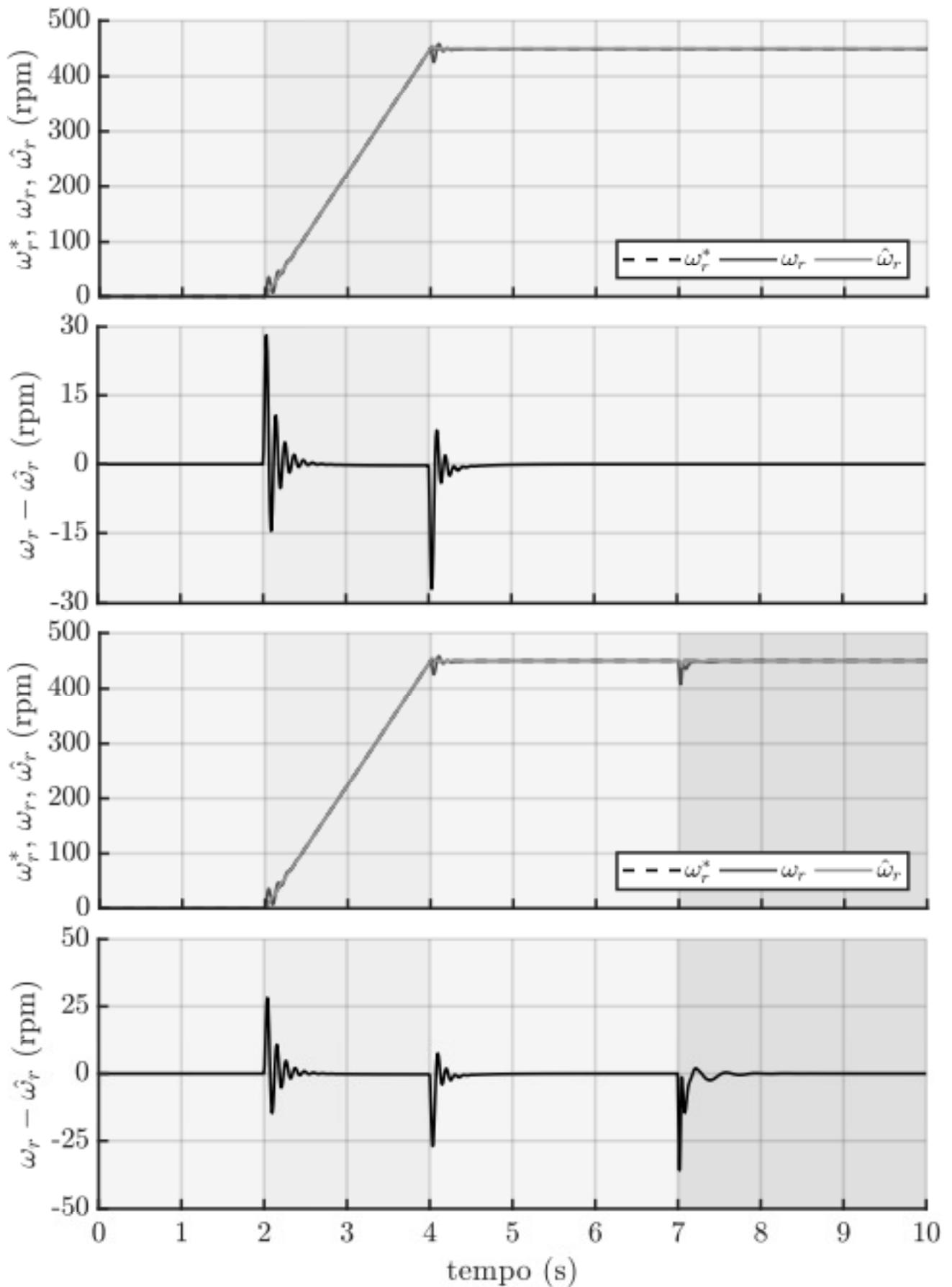


Figura 27: Sinais do observador PLL, com normalização no sinal de erro sendo utilizado para realimentação da malha de controle de velocidade rotórica.

Fonte: Autoria própria

Para resolver o problema do erro nos transitórios devido a mudança da referência do sistema, duas soluções serão utilizadas. Primeiramente será adicionada uma ação *feedforward* juntamente com o compensador PI. Essa ação diminui a contribuição do mecanismo de adaptação para a geração da velocidade do referencial. O mecanismo *feedforward* é possível de ser utilizado pois a velocidade de referência é um valor próximo da velocidade  $\hat{\omega}$ , devido ao sistema funcionar em malha fechada.

Deve-se salientar que a velocidade a ser adicionada é a de referência multiplicada pelo número de par de polos da máquina gerando a velocidade elétrica do sistema. Além disso, essa velocidade é multiplicada por uma constante entre zero e um, a qual define a porcentagem da velocidade de referência a ser utilizada para a soma com a saída do mecanismo de adaptação.

O mecanismo *feedforward* diminui os esforços do compensador PI, fazendo com que o erro nulo seja atingido com mais facilidade pelo sistema. Isso faz com que as ações de saída do mecanismo de adaptação não sejam tão abruptas, contribuindo para a não geração de oscilações na velocidade real do MIT.

Além disso, será realizado um *gain scheduling*, para aumentar o valor do ganho  $K_P$  durante a partida do MIT. Esse aumento diminui o tempo  $t_s$  do observador PLL, melhorando sua convergência. Optou-se por uma estratégia com ganhos variáveis devido a não necessidade de altos valores quando atingido o regime permanente, além de que, nos momentos de inserção de carga, altos valores de ganho fazem com que as oscilações na velocidade rotórica aumentem, o que novamente degradaria o desempenho do sistema.

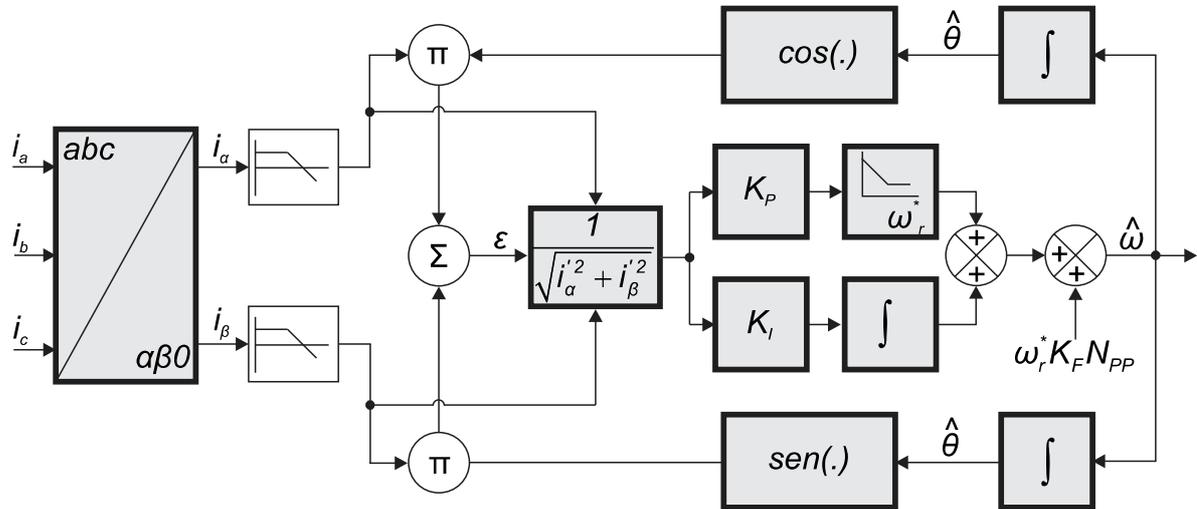
O valor do ganho  $K_P$  será dado por uma rampa, a qual no instante inicial tem seu valor máximo, e a partir da mudança de referência, vai diminuindo até seu valor de utilização. Uma rampa para o valor dos ganhos foi utilizada para não causar mudanças abruptas durante a obtenção da velocidade estimada pelo observador PLL, o que aconteceria caso a mudança no valor do ganho fosse em degrau.

O diagrama final do observador PLL pode ser visto na figura 28. Nessa figura a constante  $K_F$  é o ganho, entre zero e um da ação *feedforward* e o valor de  $K_P$  é o valor nominal do sistema.

Na figura 29 pode-se verificar o desempenho do observador sendo submetido aos mesmos ensaios anteriormente apresentados.

Observando esses resultados e comparando-os com os obtidos com o observador PLL clássico, pode-se verificar que durante a partida, o desempenho ficou

até mesmo superior, o que é evidenciado pelo erro entre a velocidade real e a estimada, o qual apresenta um pico de  $2 \text{ rpm}$  no instante  $2 \text{ s}$ , menor que o pico de aproximadamente  $4 \text{ rpm}$ , apresentado pelo observado clássico de velocidade.



**Figura 28: Diagrama de blocos do observador PLL com normalização do sinal de erro, gain scheduling e ação feedforward.**

Fonte: Adaptado de Teodorescu (2011).

No momento de inserção de carga no eixo do MIT, a dinâmica do observador de velocidade permaneceu inalterada, sendo praticamente igual a da figura 27, o que é um bom resultado, visto que a quantidade de oscilações presentes na velocidade real do MIT continuaram reduzidas em relação ao sistema de observação clássico.

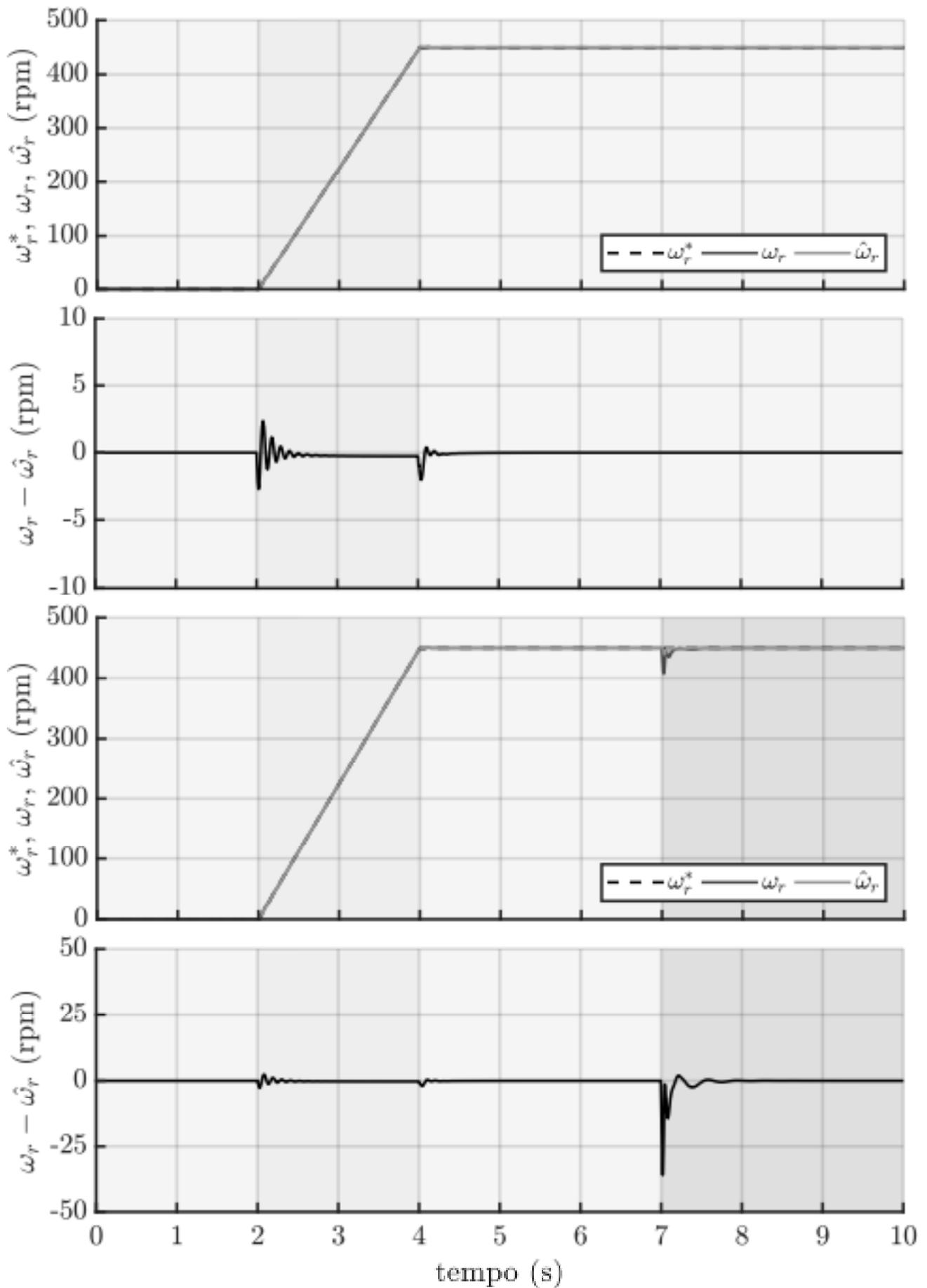


Figura 29: Sinais do observador PLL modificado sendo utilizado para realimentação da malha de controle de velocidade rotórica.

Fonte: Autoria própria

Com a análise desses resultados pode-se dizer que o desempenho o estimador PLL modificado, consegue ser superior ao clássico, tanto nas transições de referência de velocidade quanto na inserção de carga no eixo da máquina, o que o faz uma alternativa extremamente atraente para a utilização na malha de controle de velocidade rotórica em sistema de acionamento *sensorless* para motores de indução trifásicos.

Devido ao observador PLL modificado ser o foco do trabalho, mais alguns resultados de simulação serão apresentados. Na figura 30 são mostrados os resultado do funcionamento do MIT submetido a retorno a velocidade zero e inversão de velocidade. Além dos sinais de velocidade são mostradas também as correntes trifásicas que alimentam a máquina.

No primeiro perfil, uma rampa de 2 a 4 s com uma aceleração de  $225 \text{ rpm/s}$  é imposta ao MIT. No instante 6 s uma rampa com aceleração de  $-225 \text{ rpm/s}$  é imposta, fazendo com que a velocidade rotórica volte a zero.

Pode-se notar o correto funcionamento do observador de velocidade mesmo em velocidade baixas e nulas. Com a análise do comportamento das correntes elétricas pode-se ver que conforme a máquina acelera a frequência das correntes vai aumentando, saindo de um valor nulo, o qual magnetizava a máquina, até seu valor em regime permanente. Durante a desaceleração, a frequência dos sinais de corrente também volta a diminuir, voltando a um valor nulo a partir do instante 8 s.

O segundo perfil de velocidade imposto faz com que ocorra a inversão de velocidade do MIT. No instante 5 s uma rampa de desaceleração de  $225 \text{ rpm/s}$  é utilizada, durante quatro segundos, fazendo com que a velocidade rotórica se estabilize em  $-450 \text{ rpm}$ . Mesmo com inversão de velocidade pode-se verificar o correto funcionamento do observador, mantendo em toda a faixa a estimação de velocidade correta.

Com a análise das correntes rotóricas, pode-se perceber que devido a inversão de velocidade a comutação entre duas fases do MIT ocorre. A frequência dos sinais de corrente se reduz até  $0 \text{ Hz}$  e após isso ocorre a comutação entre duas fases, para possibilitar a inversão de velocidade. Após a comutação, as correntes voltam a ter sua frequência aumentada até seu valor de operação, sendo o comportamento das mesmas semelhante ao que ocorre na rampa de partida do MIT.

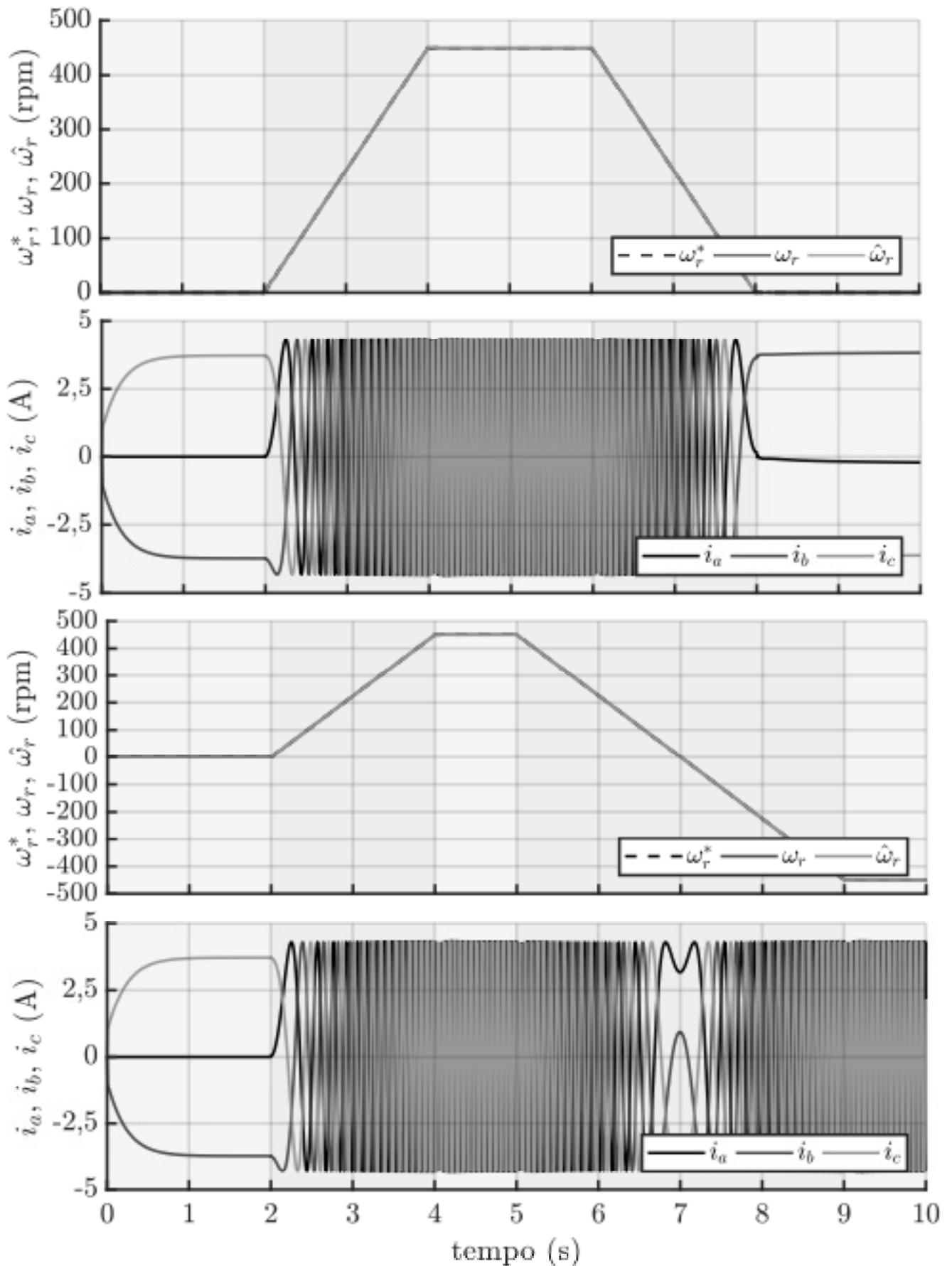


Figura 30: Resultados de simulação para o sistema de controle do MIT sendo realimentado com o sinal oriundo do observador PLL de velocidade modificado.  
 Fonte: Autoria própria

## 4.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi realizada a modelagem matemática do observador PLL de velocidade rotórica. Após o modelo ser obtido, foram realizadas análises em malha aberta para compreender seu funcionamento, e por fim, análises em malha fechada, para entender seu comportamento mediante variações de valores de ganho.

O próximo passo foi utilizar o observador para estimação da velocidade rotórica, para verificar se o mesmo poderia ser utilizado para realimentar a velocidade rotórica no sistema de controle vetorial.

Com a realimentação de velocidade sendo realizada pelo observador PLL clássico, pode-se verificar as dinâmicas que o mesmo insere no sistema de controle IFOC. Com isso, possibilidades de melhoria puderam ser estudadas. A primeira modificação tentou diminuir as oscilações na velocidade rotórica durante a inserção de carga, para isso foi realizada a normalização do sinal de erro do PLL. Essa normalização degradou o desempenho durante a partida.

Para corrigir o desempenho durante a partida, foi realizada uma ação *feedforward*, em conjunto com um *gain scheduling* no ganho proporcional do sistema. Essas modificações, juntamente com a normalização do sinal de erro proporcionaram um resultado com melhoras consideráveis em relação ao observador clássico.

Durante esse capítulo, todas as análises das dinâmicas do sistema foram realizadas por meio de simulações computacionais por meio do *software* MATLAB®. Essas simulações permitiram maior entendimento e melhor visualização das dinâmicas existentes no sistema de acionamento.

## 5 ANÁLISE EXPERIMENTAL

Para validação dos resultados teóricos expostos até aqui, uma análise experimental é de vital importância. Essa análise mostrará o funcionamento do sistema de controle vetorial baseado na técnica IFOC, utilizando tanto um sensor de velocidade mecânica quanto *sensorless*.

Nessa seção, primeiramente será descrita a plataforma experimental utilizada e todos seus componentes. Na sequência, será exposto o sistema completo implementado. Após isso, os resultados experimentais para o sistema de controle de velocidade atuando com velocidade real e estimada serão apresentados, e discussões acerca de cada um serão realizadas.

### 5.1 PLATAFORMA EXPERIMENTAL

A plataforma experimental consiste basicamente de dois módulos, sendo um de potência, o qual é responsável por sintetizar as tensões que alimentam o motor e um de instrumentação, para adequar os sinais medidos ao processador digital de sinais.

O módulo de potência consiste em dois conversores, um do tipo CA/CC e outro do tipo CC/CA, sendo o último responsável por sintetizar as tensões que chegam ao motor de indução.

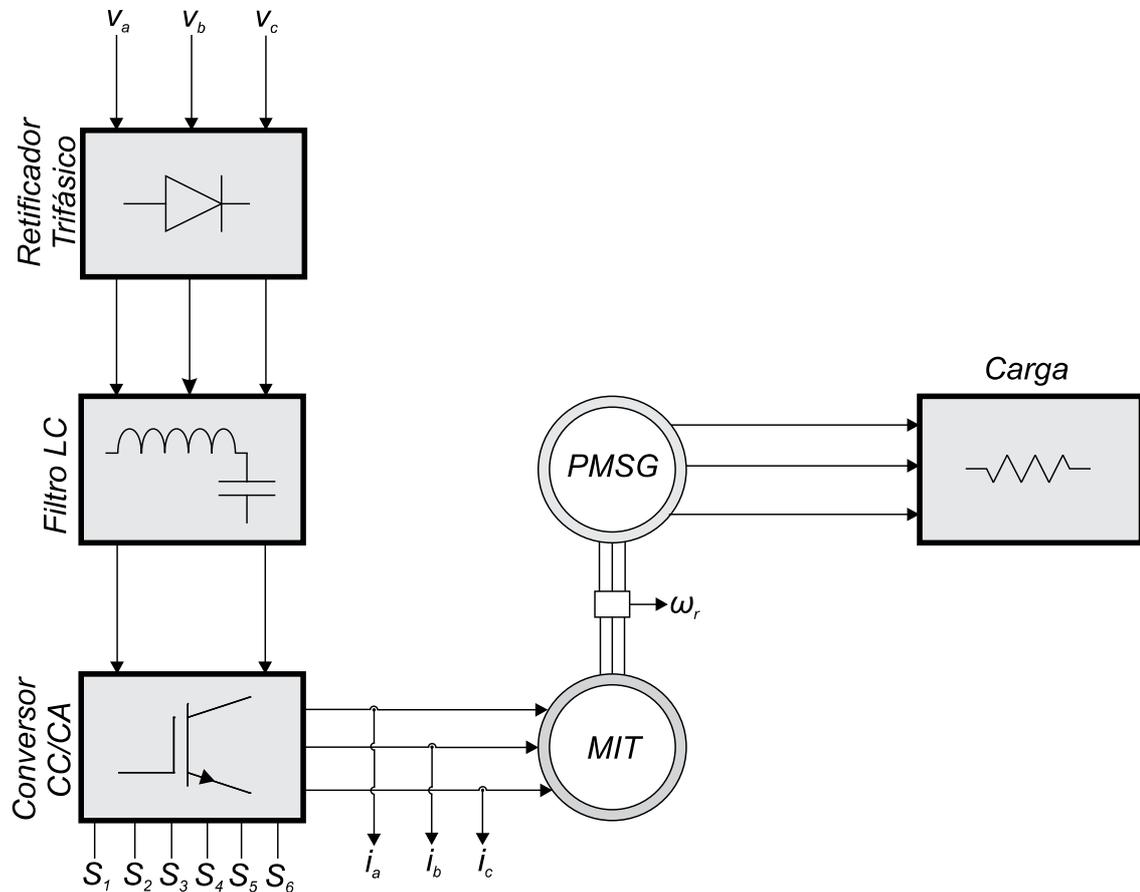
A etapa CA/CC do módulo de potência é alimentada pela rede elétrica trifásica, sendo que esse sinal trifásico é transformado em um sinal CC por meio de um retificador trifásico. Para eliminação do *ripple* presente na tensão após a retificação, um filtro indutivo capacitivo é utilizado, o qual alimenta um barramento CC.

Para geração dos sinais de alimentação da máquina, pelo módulo CC/CA, o barramento CC alimenta um conjunto de IGBTs, os quais são acionados por meio de um *driver*. Esse dispositivo recebe os sinais gerados pelo DSP. O sinal de saída do inversor de frequência é do tipo PWM, e esse sinal alimenta diretamente os terminais do MIT.

Para medição da velocidade rotórica, um *encoder* é utilizado. Esse sensor é acoplado ao eixo do MIT. Também acoplado a seu eixo, se encontra um gerador

síncrono de ímãs permanentes, o qual serve como carga para o motor.

A figura 31 mostra um esquema dessa etapa. Os principais componentes utilizados nessa etapa estão listados na tabela 3.



**Figura 31:** Esquema ilustrando o módulo de potência pertencente a plataforma de acionamentos.

Fonte: Autoria própria

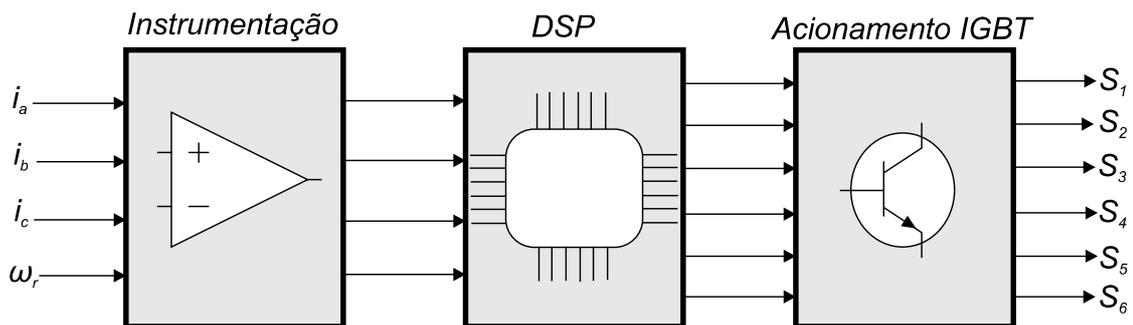
**Tabela 3:** Parâmetros do módulo de potência

Descrição	Utilizado
Módulos retificadores	SKKH 42/08E
Capacitor do barramento	4700 $\mu$ F/450 V
Indutor do barramento	2mH
IGBT	SKM75GB063D
Driver (IGBT)	SKHI22AR
Encoder (Absoluto)	AC-58

Fonte: (PINHEIRO, 2016)

O módulo de aquisição e instrumentação de sinais é constituído por circuitos de condicionamento de sinais e sensores de tensão e corrente. O condicionamento de sinais serve para adequar os níveis de tensão oriundos dos sensores em níveis propícios para utilização pelo DSP. Além disso, um sistema de filtragem permite a eliminação de ruídos de medição, melhorando a qualidade do sinal que chega no DSP.

Esse módulo é de vital importância para o correto funcionamento do sistema de controle devido ao elevado conteúdo harmônico presente nos sinais medidos pelos sensores de corrente. Esses harmônicos são oriundos do inversor PWM que alimenta o MIT. Mesmo o motor atuando como filtro passa-baixas, devido a sua característica predominantemente indutiva, a distorção presente nos sinais de corrente continua sendo elevada, o que pode comprometer o sistema de acionamento. A Figura 32, apresenta os principais componentes desse módulo, sendo um deles a etapa de acionamento dos IGBTs.



**Figura 32: Esquema ilustrando o módulo de instrumentação pertencente a plataforma de acionamentos.**

**Fonte: Autoria própria.**

O DSP utilizado para implementação das rotinas de controle e processamento de sinais é um TMS320F28069 da Texas Instruments<sup>®</sup>, o qual, além de operar com uma frequência de *clock* de 90 *Mhz*, tem a capacidade de cálculos com ponto flutuante, permitindo elevada velocidade em diversas tarefas que exigem alto esforço computacional.

Os principais componentes utilizados nesse módulo estão colocados na tabela 4.

Uma ilustração completa do sistema a ser implementado está na Figura 33. Nessa figura, pode-se verificar que a velocidade a ser realimentada para o sistema de controle é  $\omega'_r$ , a qual é oriunda de um selecionador de velocidades, que pode escolher tanto a velocidade real,  $\omega_r$  quanto a velocidade estimada,  $\hat{\omega}_r$ , para esse sinal.

**Tabela 4: Parâmetros do módulo de instrumentação**

Descrição	Utilizado
Processador	TMS320F28069
Sensores de corrente	LA55-P
Amplificadores operacionais	INA128/AD708
<i>Buffer</i>	SN7407

**Fonte: (PINHEIRO, 2016)**

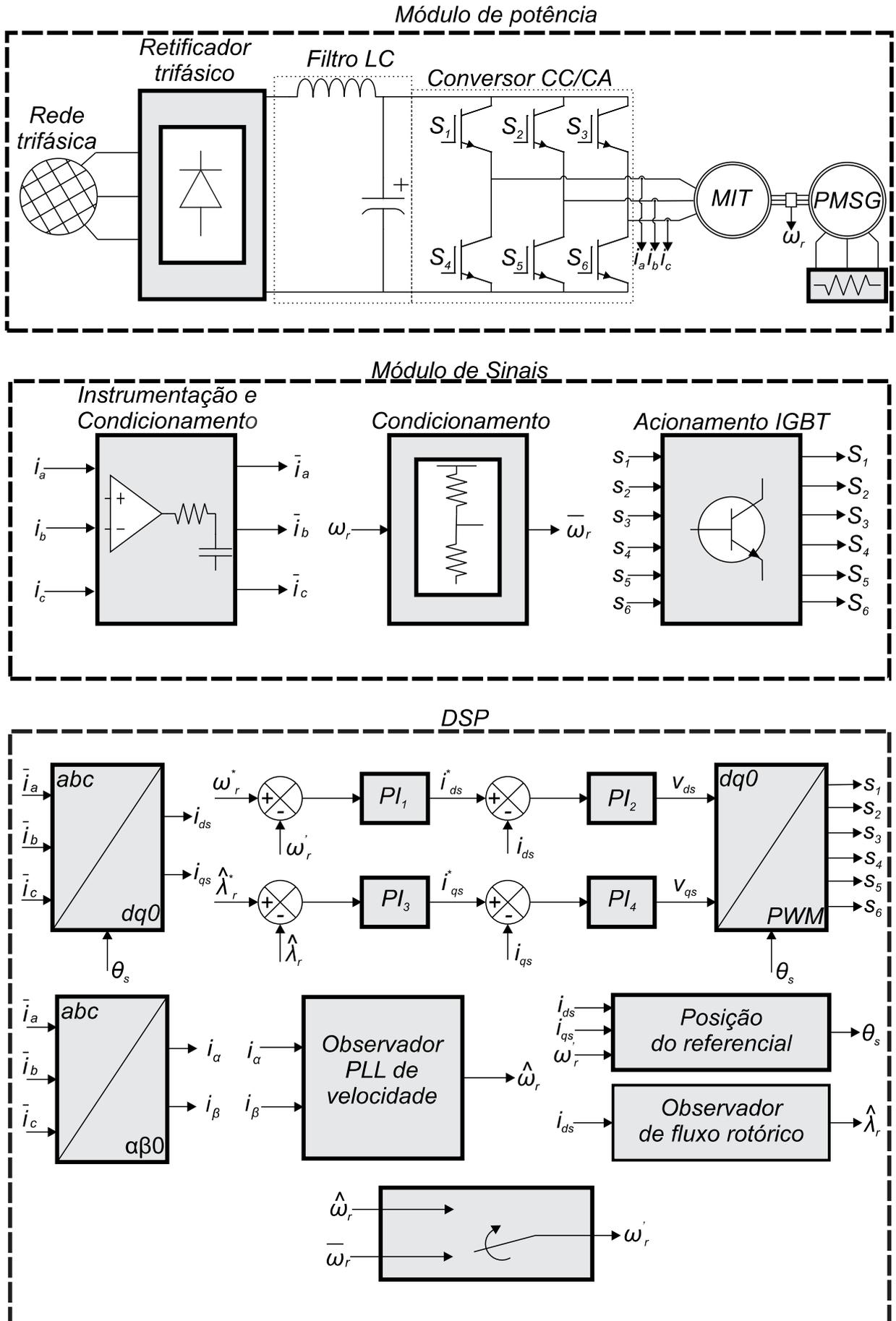


Figura 33: Esquema ilustrando o módulo de potência pertencente a plataforma de acionamentos.

Fonte: Autoria própria

## 5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O CONTROLE VETORIAL IFOC

Devido a grande importância do sistema de controle vetorial para o restante do trabalho, essa seção analisará seus resultados experimentais. Nessa seção, a velocidade rotórica é medida com a utilização de um *encoder*. Como resultados, serão analisados o controle de velocidade rotórica e fluxo rotórico, e discussões acerca dos mesmos serão realizadas.

Na prática, os ganhos dos controladores são diferentes dos utilizados em simulações, devido a dinâmicas não modeladas, dentre as quais pode-se citar o conversor CA/CC/CA, os circuitos de instrumentação e as filtragens digitais utilizadas nos sinais lidos pelo DSP. A tabela abaixo apresenta o valor dos ganhos proporcional e integral utilizados durante a implementação do sistema IFOC.

**Tabela 5: Ganhos dos controladores**

Descrição	$K_P$	$K_I$
Controlador de $\omega_r$	0,95	0,255
Controlador de $\hat{\lambda}_r$	7	14
Controlador de $i_{ds}$	5	15
Controlador de $i_{qs}$	5	15

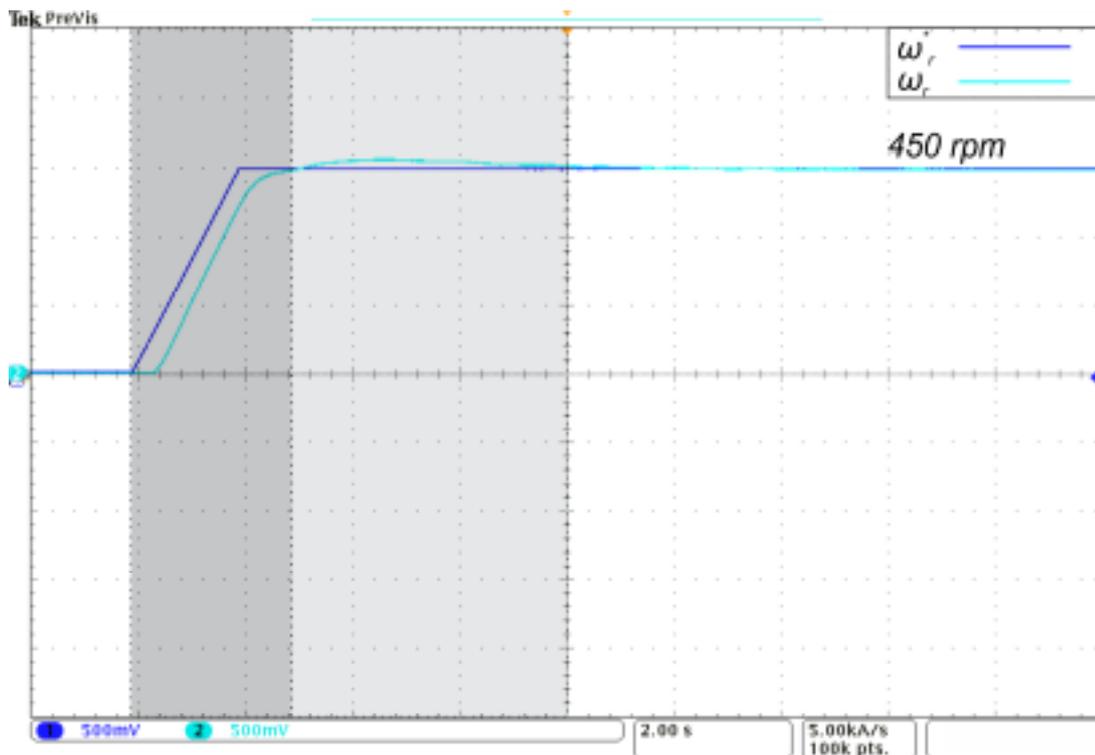
**Fonte: Autoria própria**

A máquina utilizada para os ensaios experimentais é a mesma que a utilizada em todas análises numéricas até agora e seus parâmetros podem ser vistos na tabela 1.

Para visualização dos resultados internos ao DSP, como valores de velocidade estimada e fluxo rotórico estimado, dois sinais PWM são gerados e filtrados com circuitos RC, os quais são implementados internamente no dispositivo de processamento de sinais. Devido a isso, os resultados apresentados, quando referentes a sinais internos, sempre irão ser apresentados dois a dois.

Para essa etapa, assim como nas análises numéricas anteriormente realizadas, a referência de velocidade utilizada será um sinal do tipo rampa, de 2 a 4 segundos, com uma aceleração de  $225 \text{ rpm/s}$ , fazendo com que a velocidade rotórica se estabilize em  $450 \text{ rpm}$ . Para referência de fluxo rotórico será utilizado um degrau de  $0,7 \text{ Wb}$ , fluxo nominal da máquina.

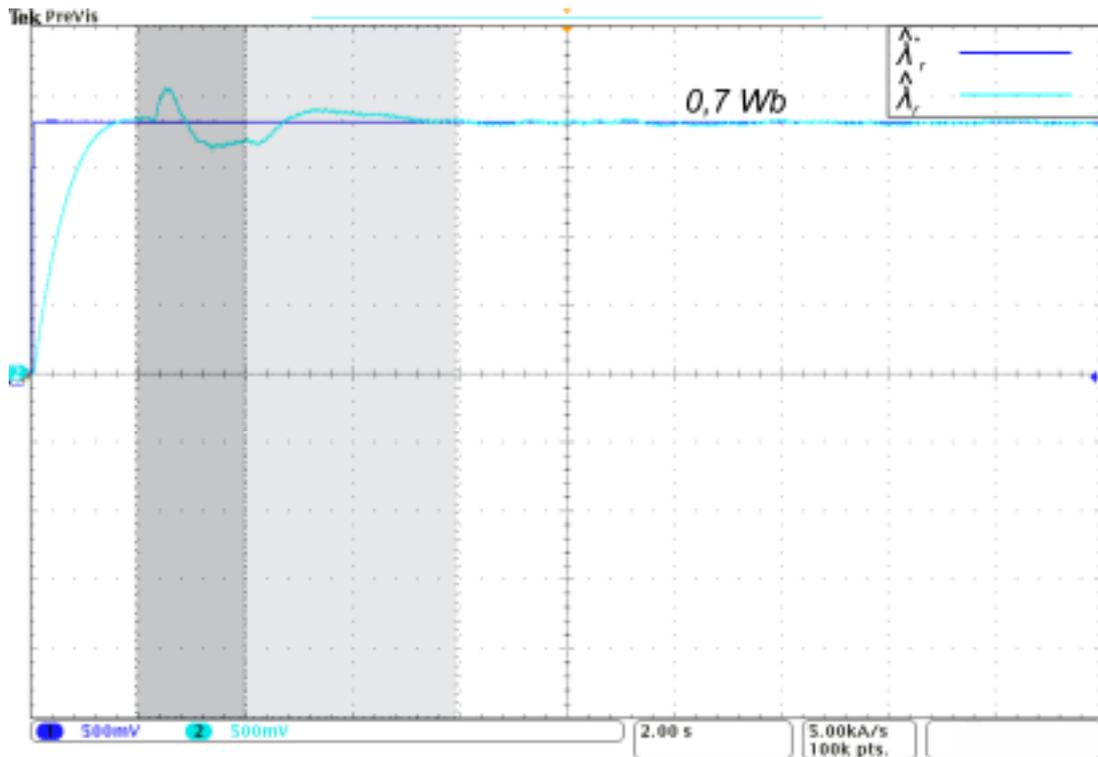
Na Figura 34, pode-se verificar o comportamento da velocidade rotórica do MIT com a utilização do sistema de controle. Nessa Figura nota-se o correto funcionamento do sistema de controle, fazendo com que a velocidade rotórica siga a referência e em regime permanente atinja erro nulo, característica inerente ao controlador PI. Pode-se verificar um pequeno sobressinal, o qual não interfere no controle de velocidade. Além do sobressinal, nota-se um pequeno atraso entre a velocidade real e a referência. Isso ocorre devido a filtragem digital dos sinais e também devido a maior viscosidade presente no eixo da máquina no momento da partida.



**Figura 34: Resultado experimental do sistema de controle atuando com um sensor de velocidade.**

**Fonte: Autoria própria.**

A Figura 35 mostra o controle de fluxo rotórico. Esse fluxo rotórico é estimado por meio da corrente  $i_{ds}$ . Pode-se verificar que seu comportamento é muito próximo do obtido nas análises numéricas. Além disso, no momento em que a velocidade de referência sai do valor nulo, consegue-se notar um distúrbio no fluxo rotórico, destacado na figura abaixo, originado devido ao acoplamento entre os eixos. No momento de estabilização de velocidade, o fluxo volta a seu valor nominal.



**Figura 35: Verificação do funcionamento do controlador de fluxo rotórico.**  
**Fonte: Autoria própria.**

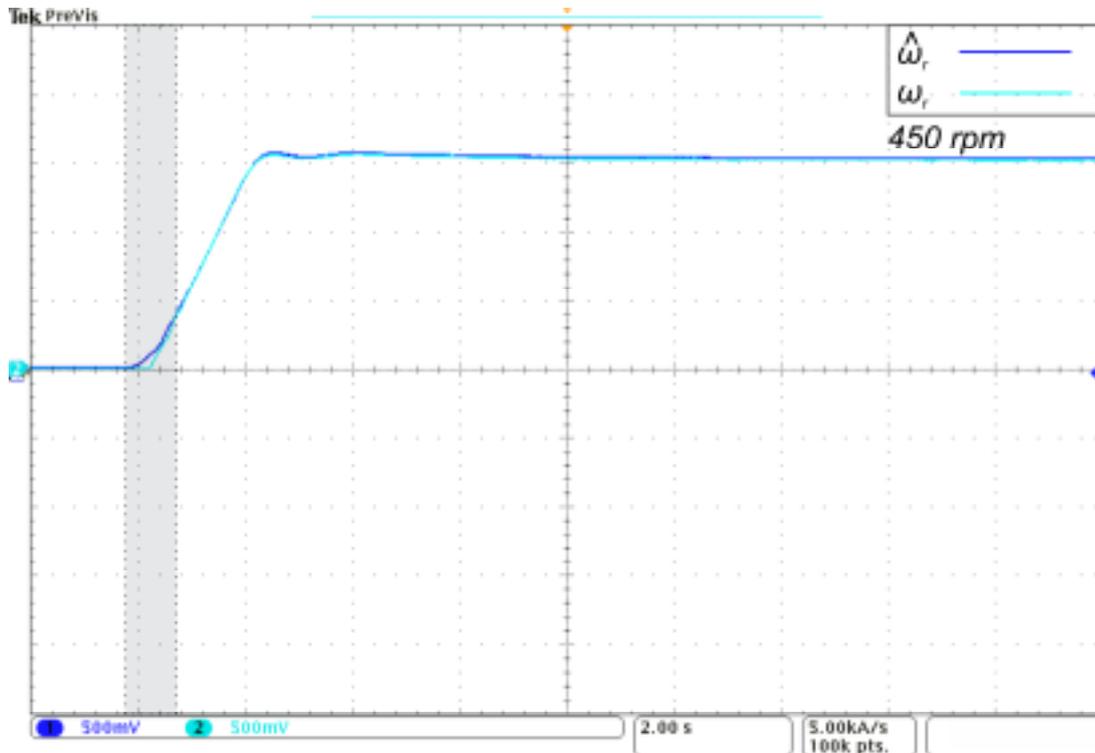
Esses resultados comprovam o bom funcionamento do sistema de controle. Algumas diferenças entre as análises numéricas surgem, sendo que essas diferenças ocorrem, como mencionado anteriormente, devido a dinâmicas não modeladas e não linearidades presentes nas máquinas e na plataforma de acionamentos, além da própria incerteza nos parâmetros do MIT. O próximo passo é a análise do sistema com o estimador de velocidade sendo utilizado no lugar do sensor de velocidade.

### 5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O ESTIMADOR PLL CLÁSSICO

Nessa seção serão analisados os resultados do estimador PLL de velocidade, sem alterações. Serão utilizados diferentes perfis de referência. Inicialmente será utilizada uma referência análoga a da Figura 34, após isso, outro resultado mostrará o comportamento do observador em velocidade nula, e o terceiro resultado mostrará seu funcionamento sob inversão de velocidade.

A Figura 36 mostra o comportamento da velocidade estimada e real. Pode-se verificar a correta estimação em toda a faixa de velocidade, sendo que a principal divergência ocorre no momento da partida do MIT, o que é um dos problemas de quase todas as técnicas de estimação de velocidade.

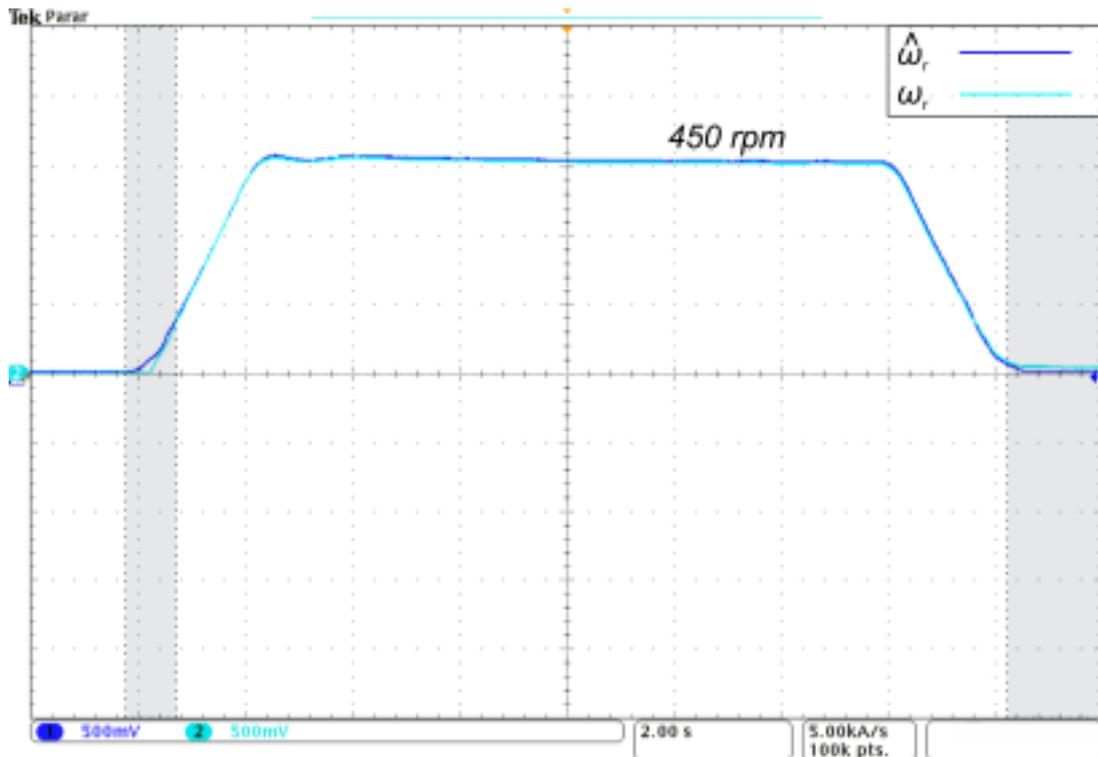
A área hachurada da figura mostra o momento em que ocorre a divergência entre os dois sinais. Essa divergência ocorre pois o observador PLL tem uma dinâmica associada as correntes elétricas do MIT, dinâmica essa mais rápida que a mecânica, que acaba por ser deteriorada ainda mais devido ao maior atrito presente na partida, conforme mencionado anteriormente.



**Figura 36: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica.**  
**Fonte: Autoria própria.**

O próximo resultado analisa o retorno a velocidade zero. O MIT permanece em regime permanente por 12 s e após isso é utilizada uma rampa de desaceleração de 225 rpm/s. Pode-se verificar uma pequena divergência entre os sinais reais e estimados no momento de retorno a velocidade zero, devido a problemas na leitura de velocidade pelo DSP. Esse problema surge devido a utilização do modo captura para leitura.

As duas regiões hachuradas da Figura 37, mostram tanto a partida quanto o retorno a velocidade nula do motor. Pode-se verificar o bom funcionamento do estimador até mesmo em velocidade nula. Além disso, os problemas originados na partida já não ficam mais presentes no momento do retorno da velocidade a zero, isso ocorre pois o atrito do MIT se torna menor além da convergência do observador já ser obtida.

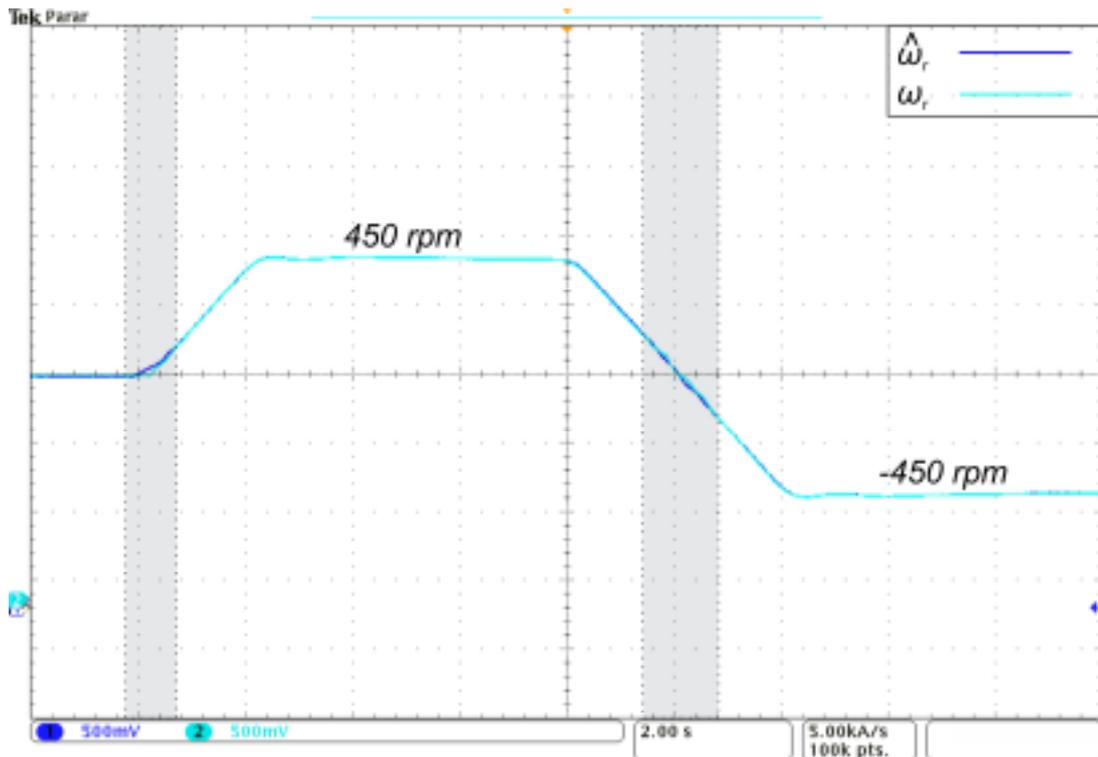


**Figura 37: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica para frenagem do MIT.**

**Fonte: Autoria própria.**

O terceiro resultado analisa o PLL na inversão de velocidade. Nessa parte, após o sistema atingir o regime permanente em 450 *rpm* uma rampa de desaceleração de 225 *rpm/s* é aplicada. Após 4 *s*, a referência se estabiliza em -450 *rpm*.

Pode-se verificar o correto funcionamento do algoritmo até nesse caso, sendo sua dinâmica muito próxima da obtida na Figura 36. Próximo a velocidade nula o estimador apresenta diferenças se comparado a velocidade real porém com o aumento da mesma os dois sinais voltam a convergir.

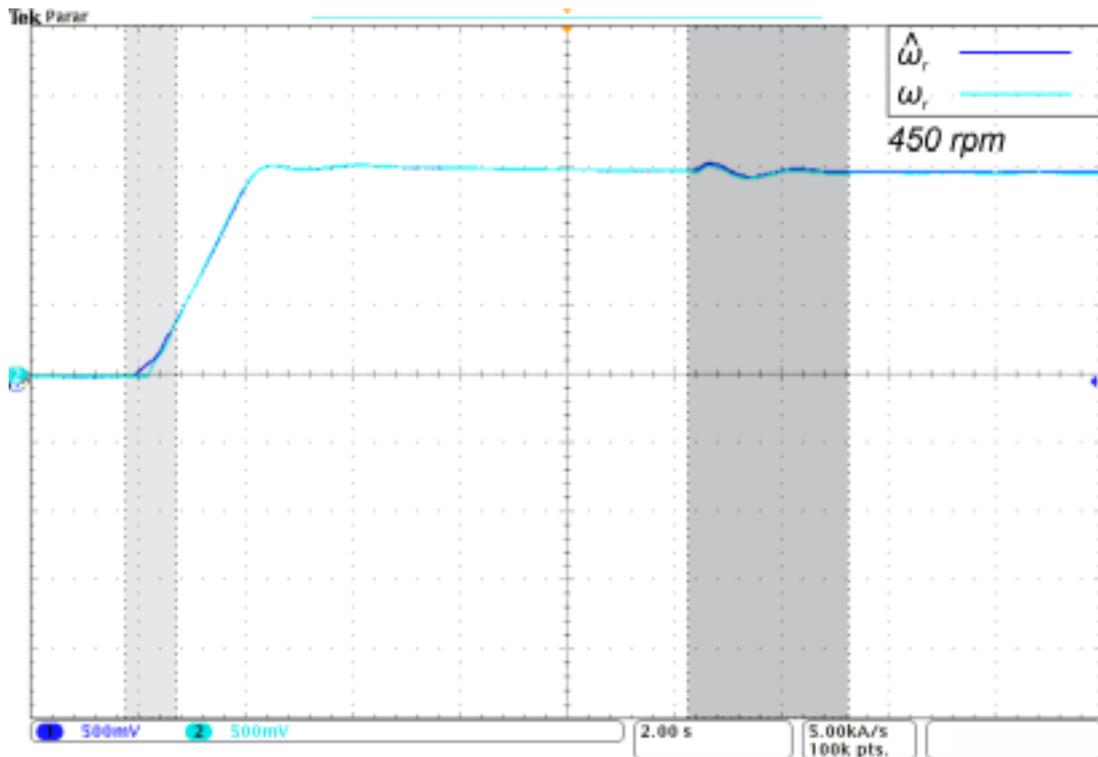


**Figura 38: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica para inversão de velocidade.**

Fonte: Autoria própria.

O último resultado dessa seção, apresentado na Figura 39, analisa o estimador com a inserção de carga no eixo do MIT. A carga utilizada foi de aproximadamente  $2,5 \text{ N.m}$  devido a sua disponibilidade no momento dos ensaios.

Pode-se verificar que um distúrbio na velocidade rotórica ocorre no instante de inserção de carga, e que mesmo assim o estimador continua a acompanhar a velocidade real da máquina. Esse distúrbio rapidamente tenta ser compensado pelo sistema de controle da máquina, fazendo com que ocorra um aumento na velocidade, para depois ocorrer a estabilização. Mesmo com o distúrbio de torque inserido no eixo do MIT, nota-se que o sistema de controle logo faz com que a velocidade rotórica retorne ao valor de referência de  $450 \text{ rpm}$ .



**Figura 39: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica para inserção de carga.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Essa seção é concluída com a apresentação desses resultados. O próximo passo é a análise do estimador PLL com modificações em sua estrutura para melhorar principalmente a estimação no momento da partida do MIT, problema esse que pode ser notado na Figura 36.

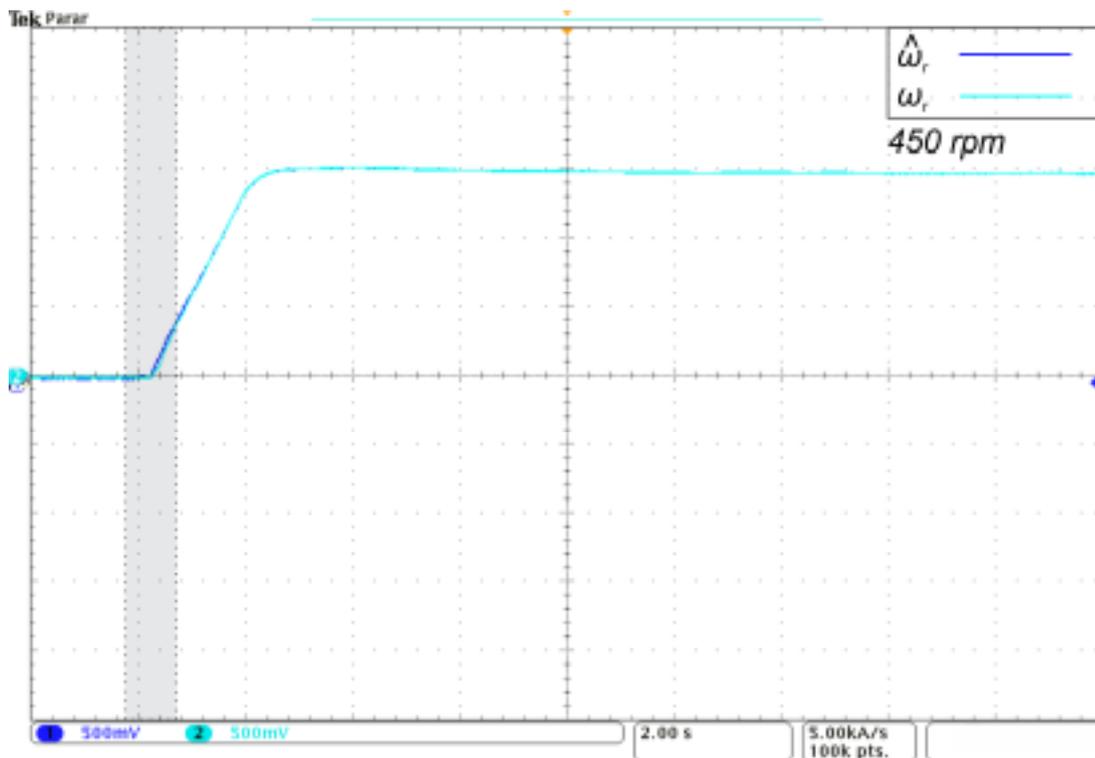
#### 5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O ESTIMADOR PLL MODIFICADO

Nessa seção o estimador PLL modificado será analisado. Para efeito de comparação, as mesmas referências de velocidade utilizadas anteriormente serão impostas ao sistema de controle.

Devido a esse ser o foco do trabalho, alguns dos resultados serão mais detalhados. Esse detalhamento se dará por meio da apresentação das correntes elétricas que alimentam o MIT durante seu funcionamento. Duas dessas correntes são medidas por meio de ponteiros de corrente conectadas ao osciloscópio, já a terceira é obtida por meio do modo matemático, no qual a seguinte equação é inserida,

$$i_c = -(i_a + i_b). \quad (129)$$

O primeiro resultado, que pode ser visto na Figura 40, apresenta a estimação de velocidade com uma aceleração de  $225 \text{ rpm/s}$ . Pode-se verificar o incremento no desempenho do estimador, principalmente durante a etapa de partida. Para incrementar ainda mais o desempenho do estimador, foi implementado um atraso na rotina de estimação de velocidade. Esse atraso leva em consideração o maior atrito na partida do MIT, além dos picos de corrente que ocorrem nessa etapa, os quais poderão ser vistos na Figura 37. Nesse resultado nota-se a eliminação do erro inicial presente no estimador clássico, o que é um resultado considerável para o sistema implementado.

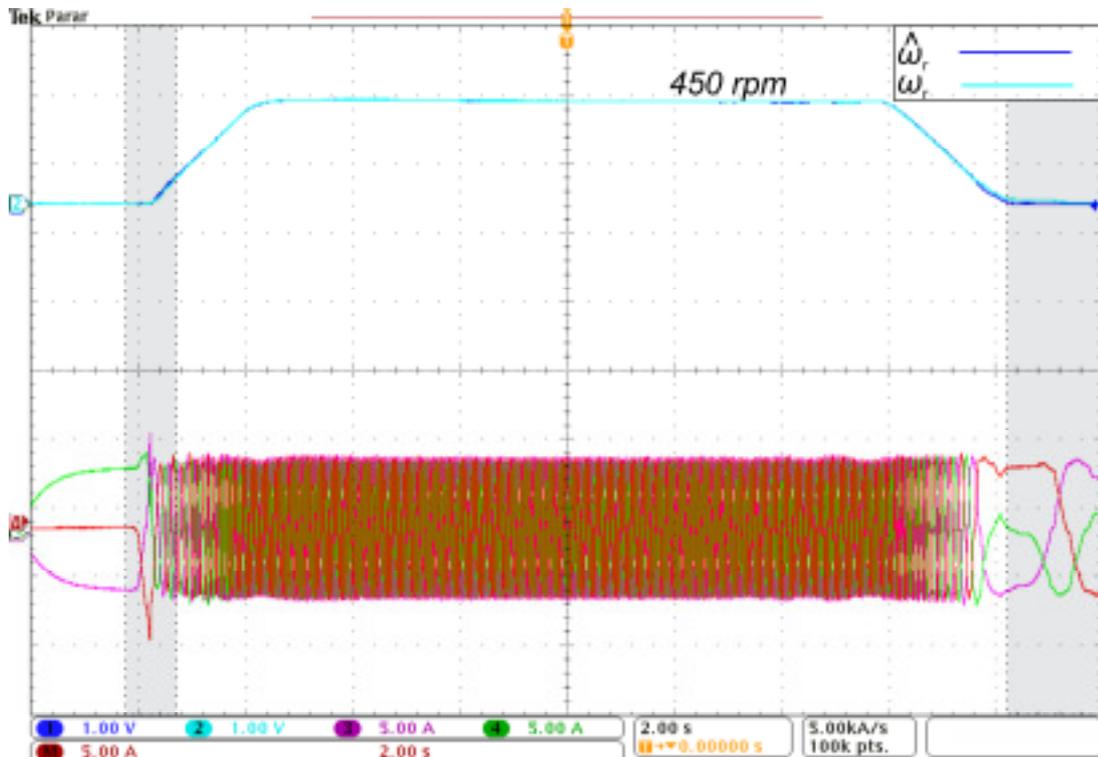


**Figura 40: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica.**  
**Fonte: Autoria própria.**

O resultado apresentado na Figura 41 mostra o desempenho do estimador no retorno a velocidade nula. A partida continua tendo um elevado desempenho. Além das velocidades, as correntes de linha que alimentam a máquina também estão presentes. Duas delas foram medidas e a terceira calculada por meio do modo matemático do osciloscópio. O comportamento das correntes segue o visto nas simulações, tendo as mesmas valores  $CC$  durante a magnetização da máquina e enquanto ocorre a etapa de aceleração sua amplitude vai aumentando. Durante a desaceleração da máquina ocorre a diminuição da frequência das correntes elétricas, até quase retornarem a  $0 \text{ Hz}$ .

Conforme mencionado anteriormente, nessa figura nota-se o pico nos valo-

res das correntes elétricas do MIT. Esses picos contribuem para o erro na estimação de velocidade no observador PLL clássico, conforme visto nos resultados anteriores.

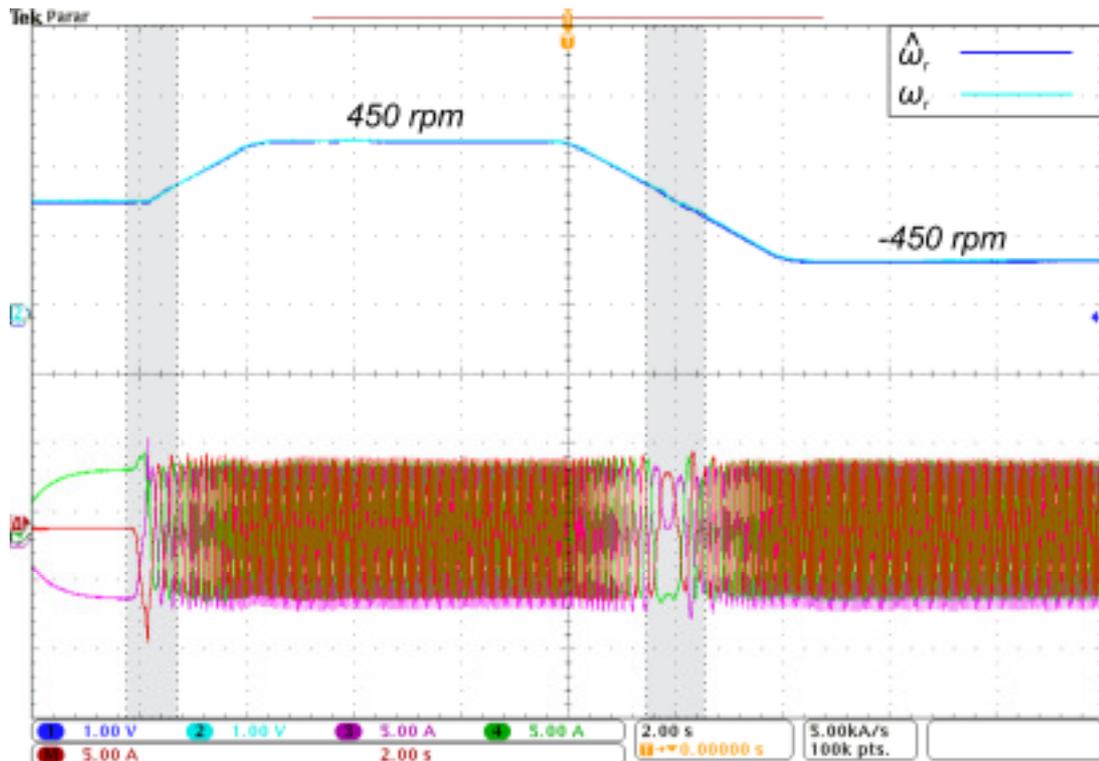


**Figura 41: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica para frenagem do MIT.**

Fonte: Autoria própria.

O terceiro resultado, presente na Figura 42, apresenta o estimador PLL durante a reversão de velocidade. As referências utilizadas são as mesmas da Figura 38. Pode-se verificar que nesse caso o estimador continua apresentando um desempenho considerável. Além disso, uma análise das correntes elétricas durante o acionamento, permite verificar a inversão de fases propiciada pelo sistema de controle, o que é necessário para a inversão de rotação do MIT.

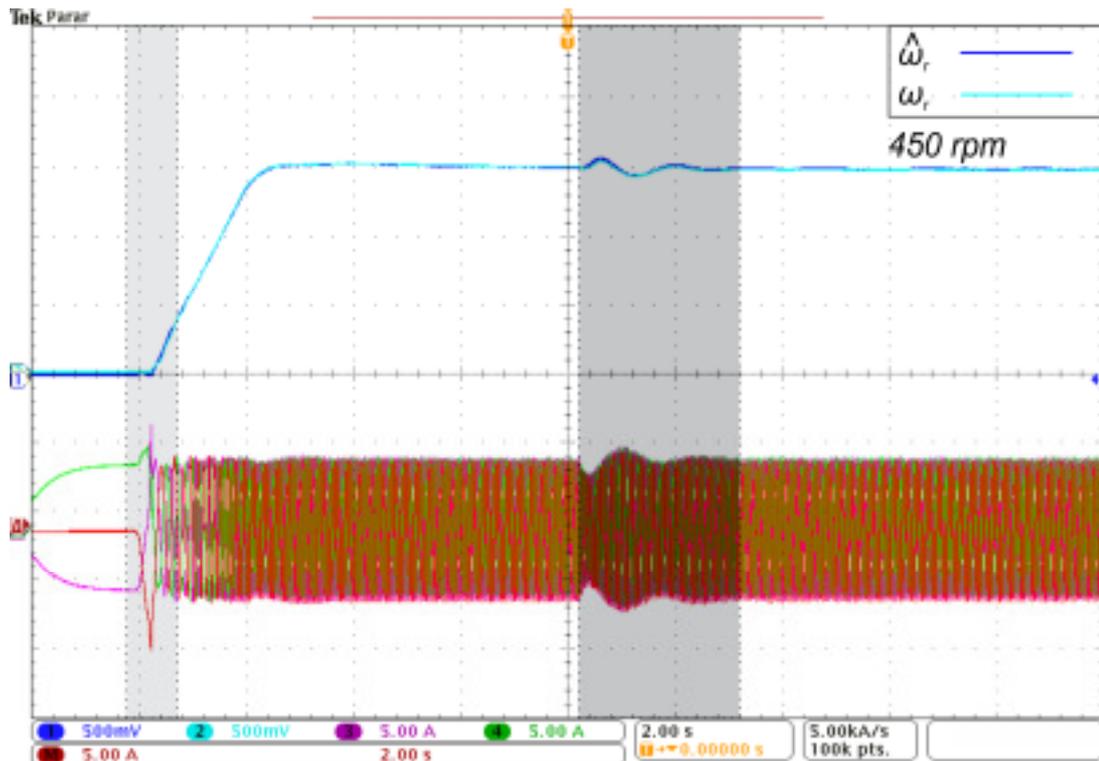
Durante a etapa de desaceleração mecânica as frequências das correntes elétricas que alimentam a máquina vão reduzindo até a passagem por zero da velocidade rotórica. Quando isso ocorre, uma das fases que alimentam o MIT é invertida e a frequência das correntes elétrica volta a aumentar, fazendo com que a máquina atinja 450 rpm.



**Figura 42: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica para inversão de velocidade.**

**Fonte: Autoria própria.**

Para inserção de carga, pode-se verificar, na Figura 43 que o desempenho do estimador PLL modificado diminui um pouco o tempo de convergência entre do sistema de controle. Além disso, como nos outros casos, a velocidade estimada continuou rastreando a real.



**Figura 43: Verificação do funcionamento do estimador PLL de velocidade rotórica para inserção de carga.**

**Fonte: Autoria própria.**

## 5.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi apresentada a plataforma experimental utilizada para a obtenção dos resultados experimentais. Foram explanados os módulo de potência e instrumentação, além de se apresentar todos os componentes constituintes dessa etapa.

Na parte experimental, o sistema de controle vetorial IFOC foi implementado. Em um primeiro momento a realimentação de velocidade foi realizada por meio do sensor mecânico acoplado ao eixo o MIT, para validação dos controladores utilizados.

Os próximos resultados foram obtidos com a velocidade rotórica realimentada sendo gerada pelo observador PLL. Inicialmente, os resultados foram obtidos com o observador PLL clássico, para verificar seu desempenho durante a partida, durante o retorno a velocidade zero e durante a reversão de velocidade. Além desses resultados, foi verificado o desempenho do sistema com inserção de carga.

Por fim, o observador PLL modificado foi implementado, e seu desempenho foi verificado também para a partida, retorno a velocidade zero, inversão de velocidade

e inserção de carga no eixo. Com esses resultados pode-se verificar o correto funcionamento do observador PLL, validando os resultados numéricos obtidos nos capítulos anteriores.

## 6 CONCLUSÃO

Nesse trabalho foi desenvolvida uma modificação para um observador PLL de velocidade rotórica, para utilização em acionamentos vetoriais de motores de indução trifásicos sem a utilização de sensores mecânicos de velocidade. Para verificar o desempenho do sistema estimação de velocidade, diferentes análises numéricas foram realizadas, a fim de se obter conhecimento das dinâmicas que são inseridas no sistema de controle pelo observador de velocidade e, com isso, obter conhecimentos necessários para a proposição de soluções para a otimização do sistema *sensorless* de acionamento.

Inicialmente, uma introdução acerca dos aspectos básicos da utilização de motores de indução trifásicos foi apresentada. Essa introdução visou apresentar a importância dessa máquina nos dias de hoje. Logo após, foi apresentada uma revisão simples sobre as principais técnicas de acionamento utilizadas e por fim, a motivação desse trabalho foi exposta.

O segundo capítulo foi, em sua totalidade, para a modelagem matemática do motor de indução trifásico, tanto do sistema elétrico envolvido, quanto do sistema mecânico. Ainda, nessa seção foi desenvolvida uma expressão para o torque eletromagnético gerado pelo MIT, o qual possibilita o acoplamento entre as variáveis elétricas e mecânicas da máquina. O equacionamento do modelo elétrico foi iniciado em um domínio *abc* porém, devido a elevada complexidade desse modelo, o mesmo foi transformado em um domínio *dq0*, com referencial arbitrário. Para simplificação do modelo elétrico obtido em um referencial arbitrário, o mesmo foi fixo no fluxo rotórico, permitindo a obtenção de equações que descrevem o fluxo rotórico da máquina e sua velocidade de escorregamento. Com o referencial fixo no fluxo rotórico, funções de transferência para as correntes estatóricas de eixo direto e em quadratura, puderam ser obtidas. Com a modelagem completa do sistema, o motor de indução foi simulado, por meio de um *script* implementado em ambiente MATLAB®, e seus resultados foram explanados e comparados aos dados de placa do motor utilizado nos ensaios experimentais, validando o modelo matemático obtido.

O próximo capítulo apresentou uma revisão sobre as principais técnicas de acionamento de motores de indução, além de apresentar brevemente suas principais

desvantagens. Foram apresentadas técnicas clássicas de acionamento de velocidade constante, como partida direta e partida estrela-triângulo. Para os acionamento de velocidade variável foram apresentadas as técnicas de controle escalar e controle vetorial. Como o controle vetorial seria utilizado por esse trabalho, foi dado um enfoque mais profundo ao mesmo, apresentando suas variantes, como DFOC e IFOC. Após isso, o sistema vetorial IFOC foi apresentado em detalhes, e o projeto dos quatro compensadores existentes nesse sistema foi realizado, para a obtenção de expressões para os ganhos proporcional e integral do sistema. Por fim, por meio de simulações computacionais, o sistema de controle vetorial IFOC foi implementado, e o desempenho de seus controladores verificado, principalmente durante distúrbios de torque aplicados ao eixo.

O quarto capítulo se iniciou com a modelagem matemática do observador PLL em quadratura. Juntamente com sua modelagem, foi apresentada uma linearização do sistema, a qual permitiu que uma função de transferência fosse obtida para sua variável de saída. Com a função de transferência, ganhos para o mecanismo PI de adaptação do observador puderam ser calculados. Nessa seção é apresentado o diagrama de blocos fundamental desse observador. Após a modelagem matemática, o observador PLL foi implementado em um ambiente computacional, para o entendimento das principais dinâmicas que atuam em seu funcionamento. Nessa parte o sistema foi submetido a ensaios em malha aberta e com variação no valor de seus ganhos. Dando continuidade ao capítulo, o observador PLL foi utilizado somente como estimador de velocidade para um MIT, e o seu comportamento foi analisado. Na próxima seção, o sinal de velocidade estimado foi utilizado para a realimentação no sistema de controle. Essa seção permitiu a verificação do desempenho do estimador, além de permitir a verificação das principais dinâmicas que interferem no sistema como um todo. Com a análise dos resultados anteriores, principalmente do comportamento do MIT com a inserção de carga em seu eixo, uma modificação para o observador foi proposta, sendo ela a normalização do sinal de erro. Essa modificação corrigiu os problemas devido a distúrbios de torque, porém degradou o desempenho do sistema durante transitórios de partida. A última seção propôs mais duas modificações, uma ação *feedforward* com um mecanismo de *gain scheduling*, os quais conseguiram corrigir os problemas inseridos pela normalização. Com o sistema final, pode-se verificar que o desempenho do estimador modificado foi superior ao clássico, tanto em transitórios de partida quanto inserção de carga.

O quinto capítulo apresentou a plataforma experimental, explanando seus

módulos constituintes, de potência e instrumentação. Essa plataforma foi de vital importância para a validação dos resultados teóricos obtidos, pois permitiu a implementação experimental, tanto do sistema de controle com sensor de velocidade, quanto sem sensor. Os primeiros resultados apresentados são do sistema de controle vetorial IFOC, atuando com um sensor de velocidade. Pode-se verificar que o desempenho do sistema de controle foi satisfatório, mantendo tanto a velocidade rotórica quanto o fluxo rotórico em seus valores de referência. Após isso, os resultados do observador PLL clássico inserido na malha de controle de velocidade foram apresentados. Três perfis de acionamento foram submetido ao sistema, para se verificar a partida, o retorno a velocidade zero e a inversão de velocidade. Além disso, foi feito um ensaio para a verificação do comportamento do sistema com a inserção de carga. Pode-se notar nesse ensaios o bom comportamento do estimador clássico em regime permanente, porém, durante a partida, seu desempenho se mostrou insatisfatório. A seção final desse capítulo apresenta os resultados do estimador PLL modificado. Novamente, três perfis de acionamento foram utilizados, um para verificação do desempenho durante a partida, um para a verificação no retorno a velocidade zero e outro para verificação de inversão de velocidade e um ensaio final verificou o comportamento desse estimador quando submetido a inserção de carga. Para otimizar o desempenho desse sistema, uma técnica de compensação, baseada na constante de tempo mecânica da máquina foi utilizada. Os resultados obtidos com a modificações no estimador de velocidade se mostraram superiores ao do sistema clássico, validando a eficácia das modificações implementadas.

Conclui-se que a técnica de observação de velocidade rotórica baseada em um algoritmo PLL modificado proporciona melhorias no acionamento de velocidade de motores de indução trifásicos, sendo a mesma uma alternativa viável em relação a utilização de sensores de velocidade mecânicos e/ou outras técnicas de observação de velocidade.

Como sugestão para trabalhos futuros pode-se citar:

- Modificação dos controladores PI utilizados pelo sistema de controle vetorial IFOC;
- Modificação no mecanismo de adaptação do observador PLL, substituindo o PI;
- Utilização do observador PLL para obtenção da velocidade do referencial e um sistema mais difundido na literatura, como MRAS, para a obtenção da velocidade rotórica;

- Utilização de algoritmos para estimação *on-line* dos parâmetros da máquina, para correção em tempo real dos ganhos dos controladores;
- Utilização do observador de velocidade PLL juntamente com uma técnica de eficiência energética;
- Verificação do desempenho do observador PLL para controle de posição rotórica.

## REFERÊNCIAS

- ABBONDANTI, A.; BRENNEN, M. B. Variable speed induction motor drives use electronic slip calculator based on motor voltages and currents. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-11, n. 5, p. 483–488, Sept 1975. ISSN 0093-9994.
- AJLAN, A.; IDRIS, N. R. N.; LEE, S. S. Improving flux regulation of dtc induction motor drive by modifying the index to the fpga-based lookup table. In: **2017 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 139–144.
- BEDDIAF, Y.; CHRIFI-ALAOUI, L.; ZIDANI, F.; DRID, S. Modified speed sensorless indirect field-oriented control of induction motor using pll. In: **2014 15th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 135–141.
- BIM, Edson. **Máquinas elétricas e acionamento**. [S.l.]: Elsevier Brasil, 2017.
- BOSE, Bimal K; BOSE, Bimal K. **Power electronics and variable frequency drives: technology and applications**. [S.l.]: Wiley Online Library, 1997.
- CÂMARA, Helder Tavares. **Uma contribuição ao controle de motores de indução trifásicos sem o uso de sensores mecânicos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007.
- COMANESCU, M.; XU, L. An improved flux observer based on pll frequency estimator for sensorless vector control of induction motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 1, p. 50–56, Feb 2005. ISSN 0278-0046.
- EINLOFT, Diego *et al.* **Projeto automático de controlador de velocidade sem sensor mecânico para motores de indução trifásicos**. Dissertação (Mestrado), 2008.
- ENERGÉTICA, Empresa de Pesquisa. Projeção da demanda de energia elétrica: para os próximos 10 anos (2013-2022). **Ministério de Minas e Energia, In Serie: Estudos de Demanda de Energia—Nota Técnica DEA**, v. 22, p. 12, 2012.
- ESKOLA, Matti. **Speed and Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor in Matrix Converter and Voltage Source Converter Applications**. [S.l.: s.n.], 2006.
- FITZGERALD, Arthur Eugene; KINGSLEY, Charles; KUSKO, Alexander. **Máquinas elétricas: conversão eletromecânica da energia, processos, dispositivos e sistemas**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1975.
- FRANCHI, Claiton Moro. Acionamentos elétricos. **São Paulo: Érica**, v. 5, p. 35, 2007.
- GASTALDINI, Cristiane Cauduro. **Controle de Velocidade *Sensorless* de Motores de Indução Trifásicos Sujeitos a Distúrbios de Torque**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.

HERMAN, Stephen. **Industrial motor control**. [S.l.]: Cengage Learning, 2013.

KRAUSE, P.C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S.D.; SOCIETY, IEEE Power Engineering. **Analysis of electric machinery and drive systems**. [S.l.]: IEEE Press, 2002. (IEEE Press series on power engineering). ISBN 9780471143260.

MARCHETTO, Geovane.

**Análise e Comparação de Técnicas de Controle para Aumento da Eficiência Energética de Motores de Indução Trifásicos** — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2016.

OGATA, Katsuhiko; SEVERO, Bernardo. **Engenharia de controle moderno**. [S.l.]: Prentice Hall do Brasil, 1998.

PELEGRIN, Jessé de. **Uma nova estratégia de controle baseado em modelo de perdas para melhoria de eficiência energética em motores de indução**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2013.

PEREIRA, William César de Andrade. **Controle de velocidade sensorless aplicado ao controle direto de torque da máquina de indução**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2014.

PINHEIRO, Diego Dias. **Análise e proposição de estratégias de estimação e controle de velocidade para motores de indução trifásicos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2016.

PINHEIRO, D. D.; STEIN, C. M. O.; COSTA, J. P.; CARDOSO, R.; CARATI, E. G. Comparison of sensorless techniques based on model reference adaptive system for induction motor drives. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

SCHAUDER, C. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. In: **Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**,. [S.l.: s.n.], 1989. p. 493–499 vol.1.

SOUSA, G. C. D.; BOSE, B. K.; CLELAND, J. G. Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 42, n. 2, p. 192–198, Apr 1995. ISSN 0278-0046.

TEODORESCU, Remus; LISERRE, Marco; RODRIGUEZ, Pedro. **Grid converters for photovoltaic and wind power systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.

TRZYNADLOWSKI, Andrzej M. **Control of induction motors**. [S.l.]: Elsevier, 2000.

VIEIRA, R. P.; GASTALDINI, C. C.; AZZOLIN, R. Z.; GRUNDLING, H. A. Discrete-time sliding mode speed observer for sensorless control of induction motor drives. **IET Electric Power Applications**, v. 6, n. 9, p. 681–688, November 2012. ISSN 1751-8660.