

Lorrane Prado Silva do Carmo

**ESTIMAÇÃO DA RESISTÊNCIA DE ESTATOR EM  
MÁQUINAS DE INDUÇÃO ATRAVÉS DE COMPONENTES  
DE SEQUÊNCIA ZERO**

Belo Horizonte, MG

2023



Lorrane Prado Silva do Carmo

**ESTIMAÇÃO DA RESISTÊNCIA DE ESTATOR EM  
MÁQUINAS DE INDUÇÃO ATRAVÉS DE COMPONENTES  
DE SEQUÊNCIA ZERO**

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais e da Universidade Federal de São João Del Rei, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa  
Coorientador: Prof. Dr. Allan Fagner Cupertino

Belo Horizonte, MG

2023

C287e Carmo, Lorrane Prado Silva do  
Estimação da resistência de estator em máquinas de indução através de componentes de sequência zero / Lorrane Prado Silva do Carmo. – 2023.  
84 f.: il., gráfs, tabs.

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica em associação ampla entre a UFSJ e o CEFET-MG.  
Orientador: Marcelo Martins Stopa.  
Coorientador: Allan Fagner Cupertino.  
Banca examinadora: Marcelo Martins Stopa, Allan Fagner Cupertino, Heverton Augusto Pereira, Clodualdo Venício de Sousa.  
Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais.

1. Resistência do estator – Teses. 2. Correntes de sequência zero – Teses. 3. Energia – Consumo – Teses. 4. Máquinas elétricas de indução – Conectadas a rede – Teses. 5. Motores elétricos – Enrolamento – Teses. I. Stopa, Marcelo Martins. II. Cupertino, Allan Fagner. III. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. IV. Universidade Federal de São João del-Rei. V. Título.

CDD 621.317

Lorrane Prado Silva do Carmo

**ESTIMAÇÃO DA RESISTÊNCIA DE ESTATOR EM  
MÁQUINAS DE INDUÇÃO ATRAVÉS DE COMPONENTES  
DE SEQUÊNCIA ZERO**

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais e da Universidade Federal de São João Del Rei, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado em 31 de agosto de 2023.

COMISSÃO EXAMINADORA

---

**Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa**

Orientador

---

**Prof. Dr. Allan Fagner Cupertino**

Coorientador

---

**Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira**

Convidado 1

---

**Prof. Dr. Clodualdo Venício de Sousa**

Convidado 2

Belo Horizonte, MG

2023



*À Deus, meu marido, minha mãe e meus mentores.*





## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço em primeiro lugar a Deus, por me capacitar e por ser fiel em cada momento dessa jornada. Ao meu marido Alexandre, por todo apoio, amor, carinho, suporte e incentivo. À minha querida mãe Helena que não mediu esforços para me apoiar em todos os momentos da minha vida. Ao meu pai que já não está mais aqui, mas que sempre me amou e continua presente nas minhas memórias. Aos meus avós, tios, primos e amigos pela torcida. Agradeço em especial minhas primas Rafaella e Júlia que estiveram ao meu lado como boas irmãs, sem nunca pedirem nada em troca nos momentos em que eu mais precisei.

Aos professores que me orientaram neste trabalho, Prof. Marcelo Stopa e Prof. Allan Cupertino por terem confiado a mim o desenvolvimento desta pesquisa e pelo fundamental e competente trabalho de orientação desempenhado ao longo deste período. Por fim, agradeço ao CEFET-MG pelo apoio financeiro.



*Não fui eu que ordenei a você? Seja forte e corajoso! Não se apavore nem desanime, pois o Senhor, o seu Deus, estará com você por onde você andar". Josué 1;9*



## RESUMO

Monitorar o consumo de energia de motores de indução é uma tarefa importante na indústria para garantir uma operação econômica. O rendimento do motor é convenientemente obtido a partir do conjugado eletromagnético e da velocidade de rotação. O conjugado é facilmente calculado a partir das tensões e correntes do estator e depende apenas de um parâmetro da máquina, a resistência do enrolamento do estator,  $R_s$ . Para estimar com precisão o conjugado eletromagnético,  $R_s$ , geralmente é estimada online. Entre os vários métodos de estimação de  $R_s$  disponíveis na literatura, o método de injeção c.c é um dos mais bem sucedidos. Ele possui uma alta precisão e baixo nível de intrusão em relação a outros métodos. No entanto, o método causa oscilações de conjugado eletromagnético e de velocidade na máquina que são altamente indesejáveis para diversos processos industriais. É bem conhecido o fato de que as componentes de sequência zero da corrente do estator não contribuem para o conjugado eletromagnético e não causam oscilações no conjugado eletromagnético. Sendo calculada a partir de um modelo simples de primeira ordem, a corrente de estator de sequência zero pode ser utilizada para estimar  $R_s$ . A proposta central desse trabalho consiste em utilizar componentes de sequência zero da tensão e da corrente de estator tanto em Máquinas com Terminais Centrais Abertos, MITCA, quanto na Máquina de Indução conectada diretamente à rede para estimar  $R_s$ . Na configuração MITCA com barramento único e sob determinadas condições, ocorre a circulação de correntes de sequência zero. Essas correntes são utilizadas aqui para estimação de  $R_s$ . Na configuração com a máquina ligada à rede, o terminal central da máquina é conectado ao terminal neutro da fonte, para promover a circulação de corrente de sequência zero comumente existente na rede. Outra estratégia aqui adotada é a implementação de um circuito gerador de pulsos para sintetizar essa componente sem depender da existência de tensão de sequência zero na rede. Dentre as propostas de injeção de sequência zero, a injeção com o pulso teve um desempenho mais satisfatório, com a estimativa de  $R_s$  com um erro praticamente nulo. Observou-se através dos experimentos o impacto de se utilizar sensores de medição com a escala muito maior que a tensão e o impacto da taxa de amostragem na estimação.

**Palavras-chaves:** Resistência de Estator, Sequência Zero, Eficiência Energética, Máquinas de Indução Ligada à Rede, Máquina de Indução com Terminais Centrais Abertos.



## ABSTRACT

Monitoring the energy consumption of induction motors is an important task in industry to ensure cost-effective operation. The motor efficiency is conveniently obtained from the electromagnetic torque and the rotation speed. Torque is easily calculated from stator voltages and currents and depends only on one machine parameter, the stator winding resistance,  $R_s$ . To accurately estimate the electromagnetic torque,  $R_s$  is usually estimated online. Among the various  $R_s$  estimation methods available in the literature, the DC injection method is one of the most successful. It has a high accuracy and an acceptable level of intrusion. However, the method causes oscillations of electromagnetic torque and speed in the machine that are highly undesirable for several industrial processes. It is well known that the zero-sequence components of the stator current do not contribute to the electromagnetic torque and do not cause oscillations in the electromagnetic torque. Being calculated from a simple first-order model, the zero-sequence stator current can be used to estimate  $R_s$ . The central proposal of this work is to use zero sequence components of stator voltage and current both in Machines with Open-End Winding Induction Machine, OEW, and in the Induction Machine directly connected to the network to estimate  $R_s$ . In the OEW configuration with a single bus and under certain conditions, zero-sequence currents flow. These currents are used here for the estimation of  $R_s$ . In the configuration with the machine connected to the mains, the central terminal of the machine is connected to the neutral terminal of the source, to promote the circulation of zero sequence current commonly existing in the mains. Another strategy adopted here is the implementation of a pulse generator circuit to synthesize this component without depending on the existence of zero-sequence voltage in the mains. Among the zero-sequence injection proposals, pulse injection had a more satisfactory performance, with the estimation of  $R_s$  with a practically zero error. Through the experiments, the impact of using measuring sensors with a scale much larger than the voltage and the impact of the sampling rate on the estimation were observed.

**Keywords:** Stator Resistance, Zero-Sequence, Energy Efficiency, Grid-Connected Induction Machines, Open-End Winding Induction Machine.





## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Definição de fluxo de potência e perda de motores de indução.....	24
Figura 2 – (a) Diagrama de conexão entre o motor, o arranjo e a rede trifásica. (b) Arranjo utilizado para injeção de corrente contínua.....	27
Figura 3 - Esquema de ligação para medição de componente de sequência zero utilizando inversor de frequência.....	29
Figura 4 - Estrutura da dissertação de mestrado.....	31
Figura 5 - Esquema para estimação de $R_s$ utilizando configuração da máquina de indução com terminais centrais abertos.....	35
Figura 6 - Construção dos conversores utilizando IGBT's.....	36
Figura 7 - Tensões geradas de acordo com os estados das chaves.....	37
Figura 8 - Amostragem regular simétrica ou borda única.....	38
Figura 9 - Esquema de adição de componente de tensão de sequência zero no modulador.....	40
Figura 10 - Esquema para estimar $R_s$ usando configuração de máquina de indução em estrela com harmônicos presentes na rede.....	41
Figura 11 - Esquema para estimar $R_s$ usando configuração de máquina de indução em estrela com injeção de pulso de sequência zero.....	42
Figura 12 - Possíveis formas de se calcular a derivada da corrente de sequência zero. (a) aproximação do ponto pela esquerda, (b) aproximação do ponto pela direita e (c) aproximação do ponto no meio do intervalo.....	47
Figura 13 - (a) Cálculo da derivada analítica e usando a aproximação do ponto pela esquerda ( <i>Backward Euler</i> ). (b) erro existente entre as duas derivadas.....	49
Figura 14 - (a) Cálculo da derivada analítica e usando a aproximação do ponto no meio do intervalo. (b) erro existente entre as duas derivadas.....	49

Figura 15 - (a) Tensões de estator, (b) Terceiro harmônico adicionado ao sinal modulante no PWM – 5 Hz.....	53
Figura 16 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injeção de terceiro harmônico para frequência de alimentação de 5 Hz.....	54
Figura 17 – (a) Tensões de estator, (b) Terceiro harmônico adicionado ao sinal modulante no PWM – 30 Hz.....	55
Figura 18 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injeção de terceiro harmônico para frequência de alimentação de 30 Hz.....	56
Figura 19 – (a) Tensões de estator, (b) Terceiro harmônico adicionado ao sinal modulante no PWM – 60 Hz.....	57
Figura 20 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injeção de terceiro harmônico para frequência de alimentação de 60 Hz.....	58
Figura 21 - Análise espectral da tensão de fase da simulação com injeção de terceiro harmônico com frequência de alimentação igual a 60 Hz.....	59
Figura 22 - (a) Tensões de estator, (b) Pulso de sequência zero adicionado ao sinal modulante no PWM – 5 Hz.....	60
Figura 23 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injeção de pulso de sequência zero para frequência de alimentação de 5 Hz.....	61
Figura 24 - (a) Tensões de estator, (b) Pulso de sequência zero adicionado ao sinal modulante no PWM – 30 Hz.....	62
Figura 25 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injeção de pulso de sequência zero para frequência de alimentação de 30 Hz.....	63

Figura 26 – (a) Tensões de estator, (b) Pulso de sequência zero adicionado ao sinal modulante no PWM – 60 Hz.....	64
Figura 27 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injeção de pulso de sequência zero para frequência de alimentação de 60 Hz.....	65
Figura 28 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Usando sequência zero da rede elétrica.....	69
Figura 29 - Espectro do terceiro harmônico sintetizado no modelo de simulação.....	72
Figura 30 - Erro de $R_s$ para diferentes taxas de amostragem.....	73
Figura 31 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injetando pulso de sequência zero.....	75
Figura 32 - Tensão de Sequência Zero.....	77
Figura 33 - Corrente de Sequência Zero.....	78
Figura 34 - Espectro das tensões sintetizadas no modelo experimental.....	78



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros da máquina de indução de 3 hp.....	51
Tabela 2 – Parâmetros da máquina de indução de 15 hp.....	68
Tabela 3 – Parâmetros de máquinas de indução.....	70
Tabela 4 – Harmônicos de tensão presentes na rede do LEACOPI.....	71
Tabela 5 – Tensão da bateria x Erro de $R_s$ .....	76



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AGT	<i>Air-Gap torque</i>
CA	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
DC	<i>Direct Current</i>
LEACOPI	Laboratório de Eletrônica de Potência, Acionamentos e Controle de Processos Industriais
MITCA	Máquina de Indução com Terminais Centrais Abertos
OWE	<i>Open-End Winding Induction Machine</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>





## LISTA DE SÍMBOLOS

$a$	Coeficiente usado no método dos mínimos quadrados
$B$	Coeficiente de atrito
$b$	Coeficiente usado no método dos mínimos quadrados
$F(N)$	Matriz de regressores
$i'_r$	Corrente de rotor
$i_s$	Corrente de estator
$i_{s0}$	Corrente de sequência zero do estator
$J$	Momento de Inércia
$k$	Instante de tempo discreto
$L_{ls}$	Indutância de dispersão do estator
$L_m$	Indutância de magnetização
$L'_r$	Indutância própria do rotor
$L_s$	Indutância própria do estator
$N$	Quantidade de amostras
$P$	Número de polos do motor
$pu$	Sistema por unidade
$R_r$	Resistência de rotor
$R_s$	Resistência de estator
$T_e$	Conjugado eletromagnético
$T_L$	Conjugado de carga
$T_s$	Tempo de amostragem
$u(k)$	Entrada do modelo de tempo discreto
$v_s$	Tensão de estator

$v_{s0}$	Tensão de sequência zero do estator
$\omega_m$	Velocidade
$\omega_r$	Velocidade do rotor
$X_{lr}$	Reatância de dispersão do rotor
$X_{ls}$	Reatância de dispersão do estator
$X_m$	Reatância de magnetização
$y(k)$	Saída do modelo de tempo discreto
$\lambda'_r$	Fluxo concatenado referido ao rotor
$\lambda_s$	Fluxo concatenado referido ao estator
$j$	Unidade imaginária
$Im$	Parte imaginária complexa
*	Forma complexa

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>23</b>
1.1	Contexto e Relevância	23
1.1.1	Estimação de Rendimento	23
1.2	Estimação de $R_s$	25
1.2.1	Métodos de Estimação de $R_s$	26
1.3	Objetivos	30
1.4	Organização do Texto	30
1.5	Publicações	32
<b>2</b>	<b>ESTIMAÇÃO DE <math>R_s</math> ATRAVÉS COMPONENTES DE SEQUÊNCIA ZERO</b>	<b>33</b>
2.1	Modelo de Sequência Zero da Máquina de Indução	33
2.2	MITCA	34
2.2.1	Conversores na Configuração MITCA	36
2.2.2	Modulação por Largura de Pulso - <i>PWM</i>	38
2.2.3	Esquema de Injeção de Sequência Zero	39
2.3	Máquina de Indução Ligada à Rede com Neutro Conectado	40
2.3.1	Estimação de $R_s$ a partir da Sequência Zero da Rede	40
2.3.2	Estimação de $R_s$ a partir da Injeção de Sequência Zero	41
2.4	Método dos Mínimos Quadrados para Estimação de $R_s$	42
2.4.1	Avaliação da Influência da Derivada na Precisão do Estimador	46
2.5	Conclusões do Capítulo	50

<b>3</b>	<b>RESULTADOS PARA MITCA</b> .....	<b>51</b>
<b>3.1</b>	<b>Considerações Iniciais</b> .....	<b>51</b>
<b>3.2</b>	<b>Injeção de Terceiro Harmônico</b> .....	<b>52</b>
<b>3.2.1</b>	<b>Injeção de Terceiro Harmônico para 5 Hz</b> .....	<b>52</b>
<b>3.2.2</b>	<b>Injeção de Terceiro Harmônico para 30 Hz</b> .....	<b>54</b>
<b>3.2.3</b>	<b>Injeção de Terceiro Harmônico para 60 Hz</b> .....	<b>56</b>
<b>3.3</b>	<b>Injeção de Pulso de Sequência zero</b> .....	<b>59</b>
<b>3.3.1</b>	<b>Injeção de Pulso de Sequência Zero para 5 Hz</b> .....	<b>60</b>
<b>3.3.2</b>	<b>Injeção de Pulso de Sequência Zero para 30 Hz</b> .....	<b>61</b>
<b>3.3.3</b>	<b>Injeção de Pulso de Sequência Zero para 60 Hz</b> .....	<b>63</b>
<b>3.4</b>	<b>Simulações Considerando Diferentes Situações</b> .....	<b>65</b>
<b>3.5</b>	<b>Conclusões do Capítulo</b> .....	<b>66</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS PARA MÁQUINA DE INDUÇÃO LIGADA À REDE COM NEUTRO TEMPORARIAMENTE CONECTADO</b> .....	<b>67</b>
<b>4.1</b>	<b>Considerações Iniciais</b> .....	<b>67</b>
<b>4.2</b>	<b>Estimação Através da Sequência Zero Existente na Rede</b> .....	<b>68</b>
<b>4.2.1</b>	<b>Considerando a Fonte de Alimentação Equilibrada e o Terceiro Harmônico</b> .....	<b>68</b>
<b>4.2.2</b>	<b>Considerando o Efeito de Outras Não Idealidades</b> .....	<b>70</b>
<b>4.3</b>	<b>Pulso de Sequência Zero Injetado Externamente</b> .....	<b>74</b>
<b>4.3.1</b>	<b>Considerando Apenas o Pulso de Sequência Zero</b> .....	<b>74</b>
<b>4.3.2</b>	<b>Considerando Componentes Harmônicas Somadas ao Pulso de Sequência Zero</b> .....	<b>75</b>
<b>4.4</b>	<b>Resultados Experimentais</b> .....	<b>76</b>

<b>4.5</b>	<b>Conclusões do Capítulo .....</b>	<b>79</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>81</b>
<b>5.1</b>	<b>Conclusões do Trabalho .....</b>	<b>81</b>
<b>5.2</b>	<b>Trabalhos Futuros .....</b>	<b>82</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>83</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Contexto e relevância

Motores elétricos de indução são caracterizados por terem grande robustez mecânica e por isso são ideais para aplicações onde o ambiente pode ser considerado hostil. Esses dispositivos são empregados em larga escala na indústria para executar funções em diversos processos como bombeamento de água, compressão, elevação, ou qualquer outro processo em que potência mecânica pode ser extraída de um eixo girante.

Os motores elétricos representam aproximadamente 70% da energia consumida pela indústria no Brasil e nos Estados Unidos (IEA, 2020). Por outro lado, apenas os motores de potência acima de 500 cv, além dos motores utilizados em aplicações críticas, são normalmente monitorados, por causa de seus altos custos. No entanto, motores abaixo de 500 cv representam 99,7% dos motores em serviço. Em média, esses motores operam com, no máximo, 60% de sua carga nominal devido a instalações superdimensionadas e, portanto, com rendimento reduzido, o que resulta em desperdício de energia (Lu et al., 2008).

### 1.1.1 Estimação de Rendimento

Avaliar como a energia está sendo gasta em motores de pequeno e médio porte é um ponto de partida para o desenvolvimento de métodos que propõem a melhoria da eficiência de operação da máquina, fazendo com que métodos de baixo custo sejam necessários para estimar o rendimento. No entanto, os processos industriais são caracterizados por sua natureza contínua, sendo inviável interromper o funcionamento das máquinas para instalação de sensores em suas partes mecânicas. Mesmo que o processo possa ser interrompido, o custo do sensor geralmente é bastante significativo, portanto métodos tradicionais definidos no padrão (IEEE Std 112, 2017) não podem ser usados para monitorar esses motores em serviço.

Uma abordagem possível para avaliar o rendimento da máquina, é usar as eficiências características pré-medidas do motor sob condições de carga representativas durante o desenvolvimento do motor para prever as eficiências reais em operação. Essa abordagem é não intrusiva por natureza. No entanto, seu uso, na prática, é muito limitado pelos seguintes fatos:

1) As eficiências características sob condições de carga representativas nem sempre estão disponíveis nas folhas de dados do motor e 2) as eficiências características são dados genéricos que podem diferir muito das eficiências reais para um motor específico devido a muitos fatores, como informações imprecisas da placa de identificação, diferentes ambientes de trabalho e a porosidade do rotor de alumínio fundido (Lu et al., 2008; Yun et al, 2018).

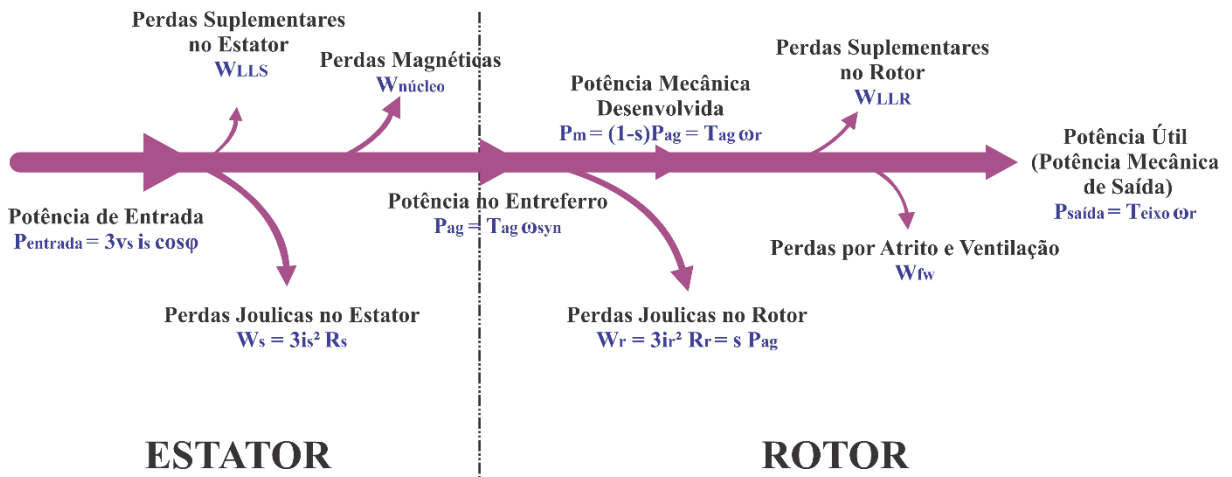
Vários métodos foram propostos na literatura ao longo dos anos para estimar o rendimento. Dentre os métodos propostos, o *Air-Gap torque* (AGT) se destaca por utilizar apenas a estimação da resistência de estator ( $R_s$ ) e as informações extraídas de tensão e de corrente da máquina. Este método foi verificado por vários experimentos como um método eficaz de estimativa do rendimento do motor (Stopa et al., 2018).

O rendimento do motor de indução é dado por:

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} = \frac{T_{eixo} \omega_r}{P_{entrada}} = \frac{T_{ag} \omega_r - W_{fw} - W_{LLr}}{P_{entrada}} \quad (1)$$

Onde  $P_{saída}$  e  $P_{entrada}$  é a potência de saída e a potência de entrada do motor, respectivamente,  $T_{eixo}$  é o conjugado do eixo,  $\omega_r$  é a velocidade mecânica do rotor,  $T_{ag}$  é o conjugado eletromagnético e por fim,  $W_{fw}$  e  $W_{LLr}$  são as perdas de cargas parasitas do estator e do rotor, respectivamente. O fluxo de potência e a definição de cada termo de perda em um motor de indução são mostrados na Figura 1.

Figura 1 – Definição do fluxo de potência e perdas de motores de indução



A potência de entrada para o motor é calculada a partir das tensões de linha de entrada e correntes de fase, e a potência de saída é calculada a partir da velocidade do rotor e do conjugado eletromagnético. O conjugado eletromagnético depende da estimação de  $R_s$ . A partir do conjugado eletromagnético, obtém-se a potência de saída e, conseqüentemente, o rendimento do motor. O fluxo do entreferro é calculado a partir da integral das correntes e tensões subtraindo a queda de  $IR$  do estator. O conjugado do eixo é obtido subtraindo-se as perdas de conjugado associadas às perdas por atrito e ventilação  $W_{fv}$  e perdas suplementares no rotor  $W_{LLr}$  do conjugado eletromagnético calculado.

## 1.2 Estimação de $R_s$

Para alcançar o objetivo de estimar o rendimento dos motores em campo, é necessário estimar  $R_s$ . O processo de interrupção no funcionamento de um motor para medir a resistência do enrolamento de estator é altamente intrusivo. As conseqüências dessa ação são em geral proibitivas para sua execução. Como alternativa pode-se utilizar sensores de temperatura que permitem a determinação desse parâmetro com a máquina em serviço. Uma desvantagem associada a este método é o custo de instalação de sensores e sistemas de aquisição. Também deve-se levar em consideração que o sensor mede a temperatura de forma pontual ([Cremonte et al., 2022](#)).

Os métodos de estimação online de  $R_s$  são essenciais em acionamentos sem sensor de velocidade, não apenas para melhorar a precisão do controle, mas também para manter a estabilidade do sistema de controle ([Yoo et al., 2020](#)). A partir de  $R_s$ , é possível estimar a temperatura do enrolamento de estator da máquina em qualquer condição de operação desde que se tenha um ponto de referência ([IEEE Std 112, 2017](#)). A norma denomina esse procedimento como correção da resistência para a temperatura de operação. Para a faixa de temperatura a ser medida, a resistência se altera em proporção com a temperatura.

$$R_b = \frac{R_a (t_b + k_1)}{t_a + k_1} \quad (2)$$

$R_a$  é o valor da resistência conhecida, em ohms, a um valor de temperatura  $t_a$ ,  $t_a$  é o valor da temperatura, em °C, quando  $R_a$  for medida,  $t_b$  é o valor da temperatura, em °C, para qual a



resistência deve ser corrigida,  $R_b$  é o valor de resistência, em ohms, corrigida para a temperatura  $t_b$ ,  $k_I$  é uma constante, 234,5 para enrolamentos de cobre e 225 para alumínio. Devido a  $R_s$  variar com a temperatura da máquina, a mesma deve ser estimada regularmente. A faixa de variação típica de  $R_s$  é de 20% (Marino et al., 2010).

Desde a década de 80, diferentes técnicas de estimação de  $R_s$  vêm sendo estudadas (Paice, 1980). O desempenho das técnicas de monitoramento da máquina, muitas vezes, depende da precisão com que  $R_s$  é estimada. Adicionalmente, a precisão das técnicas de estimação de  $R_s$  é influenciada pelos modelos matemáticos tomados como base. Assim, é importante fazer um estudo das técnicas mais usuais, de acordo com os diferentes modelos adotados. Uma breve discussão dessas técnicas é feita a seguir.

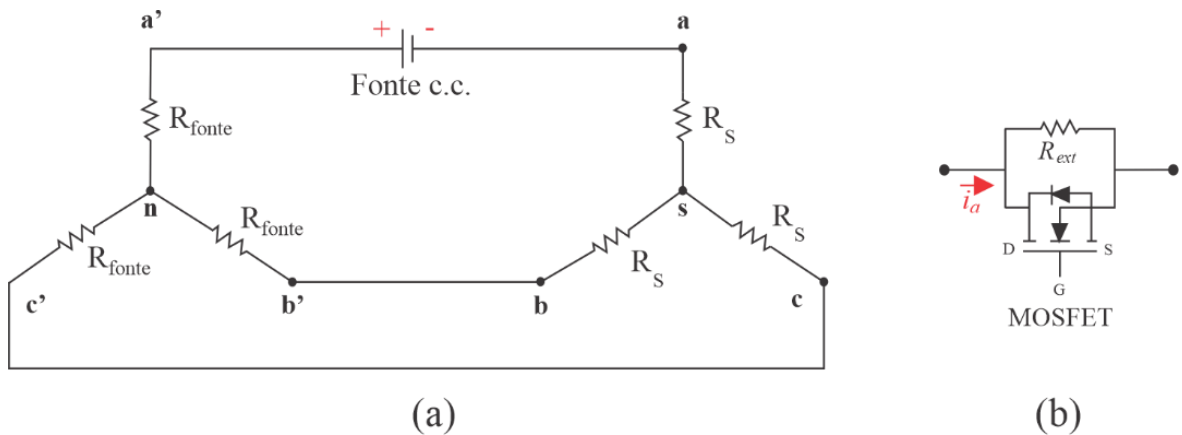
### 1.2.1 Métodos de estimação de $R_s$

Vários modelos podem ser utilizados para estimação de  $R_s$ , por exemplo, o modelo dinâmico da máquina de indução, o modelo c.c e modelos de sequência negativa e de sequência zero. Para o modelo dinâmico da máquina de indução, deve-se utilizar a única equação deste modelo que depende de  $R_s$ . Para este modelo, é necessário fazer medições na máquina para obter os vetores espaciais de tensão e corrente. Além disso, o fluxo é estimado por meio das correntes e indutâncias da máquina. O grande problema dos métodos que utilizam este modelo é que, com o aumento da frequência, o termo  $R_s i_s$  da equação (6) (resistência e corrente de estator) torna-se muito pequeno perante os outros. Em motores conectados à rede isso se torna um problema, pois  $R_s i_s$  fica mais sensível a erros presentes nos outros termos. Além disso, depende-se da estimação do fluxo que tem como base os parâmetros da máquina. Por estas razões, este método é limitado à aplicação em velocidades reduzidas. Em máquinas conectadas à rede, este método apresenta baixa exatidão na estimação de  $R_s$  (Lee et al., 2003).

Lee et al. (2003) utiliza o modelo c.c. para estimação de  $R_s$ . Esse modelo não possui dependência de outros parâmetros da máquina de indução. Neste método, a impedância vista nos terminais da máquina em regime permanente é proporcional à resistência de estator. Dessa forma, se uma pequena tensão contínua for sobreposta à tensão da fonte CA de alimentação do motor, as componentes contínuas de tensão e corrente medidas nos terminais do motor poderão ser utilizadas para estimação de  $R_s$ . A precisão do método está relacionada ao nível de tensão

contínua que será sobreposto à tensão CA da fonte e ao tempo de duração desta ação. Embora não seja tão sensível à frequência de operação da máquina quanto o método anterior, esse método gera pulsações de conjugado indesejáveis nos intervalos de aplicação da tensão c.c. Portanto, deve existir um compromisso entre a precisão requerida e a pulsação tolerada. Em motores acionados por inversores de frequência com acesso ao controle do modulador, é possível controlar o nível e o tempo da injeção de corrente contínua. Já em motores ligados na rede, é necessário construir um circuito que seja capaz de fazer este papel. Em primeiro lugar, este circuito deve controlar o nível de corrente sobreposta para garantir que oscilações no conjugado não excedam valores aceitáveis. Além disso, esta técnica permite que a estimativa de  $R_s$  possa ser feita de maneira intermitente. O circuito equivalente c.c. em estado estacionário da fonte, motor, e circuito de injeção c.c. é mostrado na Figura 2(a). O *hardware* proposto para fazer a inserção de corrente contínua no motor é composto de um MOSFET em paralelo com um resistor e ambos inseridos em um dos ramos de alimentação da máquina como ilustrado na Figura 2(b). Evita-se assim o uso de uma fonte auxiliar.

Figura 2 – (a) Diagrama de conexão entre o motor, o arranjo e a rede trifásica. (b) Arranjo utilizado para injeção de corrente contínua



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

O funcionamento do arranjo é baseado em criar uma assimetria para a impedância vista pela corrente da fase A, alternando entre o valor do resistor  $R_{ext}$ , e a resistência do canal induzido do MOSFET. Considerando que o MOSFET sempre opera como uma chave pode-se definir dois estados, ligado e desligado. Quando o MOSFET encontra-se ligado, tanto o semiciclo positivo quanto o negativo de  $i_a$  são conduzidos pelo canal induzido. Quando o MOSFET

encontra-se desligado, o semiciclo positivo é conduzido pelo resistor e o semiciclo negativo conduzido majoritariamente pelo diodo de roda-livre. O controle sobre a porta do MOSFET pode ser feito de modo que o arranjo provoque ou não o surgimento de corrente contínua, o que atende ao critério de intermitência na aplicação do método. Para injetar corrente contínua na máquina deve-se manter o MOSFET desligado para  $i_a > 0$  e ligado para  $i_a < 0$ . Desse modo a corrente encontra uma impedância muito maior no semiciclo positivo visto que a resistência do canal induzido do MOSFET é tipicamente da ordem de alguns miliohms e  $R_{ext}$  tem valores em torno de centenas de miliohms a alguns ohms. Essa assimetria faz com que a tensão sobre o arranjo tenha uma componente contínua  $V_{a,c.c.}$ .

Da Figura 2, a regra de atualização para estimativa de  $R_s$  pode ser derivada de:

$$R_s = \frac{-2 V_{c.c.}}{3 I_{c.c.}} \quad (3)$$

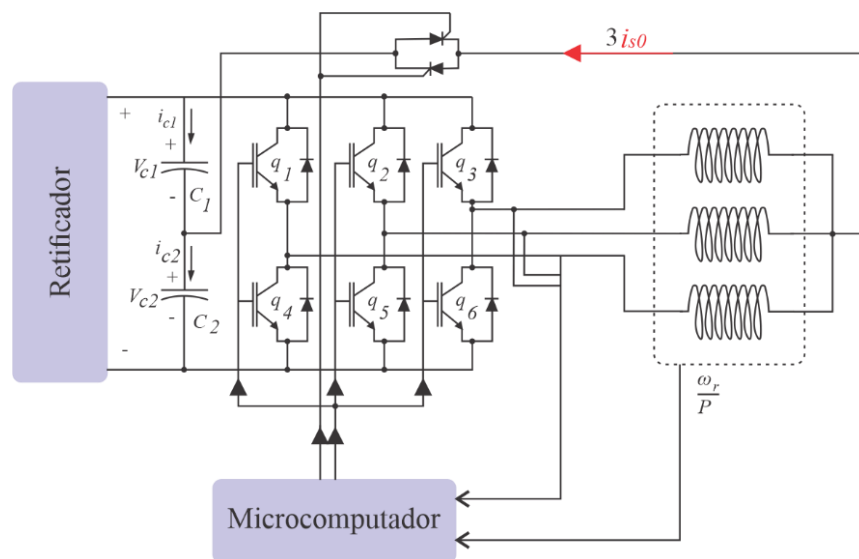
De acordo com (Yepes et al., 2023), técnicas de injeção c.c. mais avançadas foram propostas para acionamentos trifásicos, onde a componente c.c. é combinada com um certo harmônico de segunda ordem para minimizar a pulsação no conjugado eletromagnético. No entanto, devido as simplificações e incertezas do modelo da máquina, a ondulação não é totalmente evitada, especialmente durante transientes.

Como possível alternativa ao modelo dinâmico da máquina de indução descrito anteriormente, pode-se ainda utilizar também os modelos de sequência negativa e de sequência zero para estimação de  $R_s$ . O modelo de sequência negativa, apesar de idealmente possuir impedância equivalente independente do escorregamento, ainda depende dos parâmetros da máquina. Uma vantagem associada a esse modelo é que, como a componente de sequência negativa é, em geral, pequena, a tensão induzida torna-se comparável à queda de tensão na resistência de estator, pois  $R_s i_s$  fica menos sensível a erros presentes nos outros termos da equação (Lee et al., 2003).

Com relação ao modelo de sequência zero, é necessário medir as tensões e correntes para obter suas respectivas componentes de sequência zero. Uma conexão temporária do neutro é necessária para que os componentes de sequência zero circulem. Este modelo permite estimar os parâmetros do estator sem dependência de qualquer outra variável. Ao contrário do que ocorre nos métodos de injeção de corrente contínua, este método não produz distúrbios no

conjugado eletromagnético. No entanto, (Lee et al., 2003) afirma que é difícil obter uma estimativa confiável de  $R_s$  usando o modelo de sequência zero para máquinas conectadas à rede elétrica, devido à influência da sensibilidade dos sensores de medição de tensões e correntes de fase. A estimativa de  $R_s$  por injeção de sequência zero foi proposta e testada em (Jacobina et al., 2000) para um acionamento composto por um conversor de potência estático, uma máquina de indução trifásica e um microcomputador, cujo software controla o funcionamento geral do acionamento. O neutro da máquina de indução é conectado ao tap central do banco de capacitores através de um triac, conforme pode-se observar na Figura 3. Apesar da indesejável ligação do neutro, os resultados ali obtidos foram bastante promissores. Um esquema semelhante pode ser utilizado para máquina ligada à rede. No entanto, é preciso que a máquina esteja ligada em estrela e tenha o ponto neutro acessível para permitir circulação de correntes de sequência zero.

Figura 3 - Esquema de ligação para medição de componente de sequência zero utilizando inversor de frequência



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Infelizmente, a literatura sobre a estimativa da resistência de estator em máquinas de indução na configuração com os terminais centrais abertos é bastante escassa. Na busca realizada pela autora, não foram encontrados trabalhos que abordam a estimativa de  $R_s$  com essa configuração.

### 1.3 Objetivos

Esse trabalho tem por objetivo geral estimar on-line a resistência de estator a partir das componentes de sequência zero em Máquinas de Indução com Terminais Centrais Abertos (MITCA) e em máquinas de indução ligadas diretamente à rede de forma que a máquina seja perturbada o menor tempo possível. De maneira análoga ao método de injeção c.c., na MITCA pode-se adicionar à tensão modulante, em intervalos regulares, uma componente de sequência zero de baixa amplitude e curta duração. A partir da medição da corrente de sequência zero, estima-se  $R_s$  com precisão. Em máquinas ligadas diretamente à rede, o método requer que o enrolamento da máquina esteja conectado em Y para que o ponto central seja conectado ao neutro da rede nos intervalos de estimação de  $R_s$ . Desta forma, um caminho para a corrente de sequência zero é criado. A estimação pode ser feita a partir dos harmônicos de sequência zero já presentes na rede ou, similarmente ao método de injeção c.c., um pulso de tensão de sequência zero de curta duração pode ser adicionado ao condutor que liga o ponto central do enrolamento da máquina com o neutro da rede. Dessa forma, os objetivos específicos desta dissertação são:

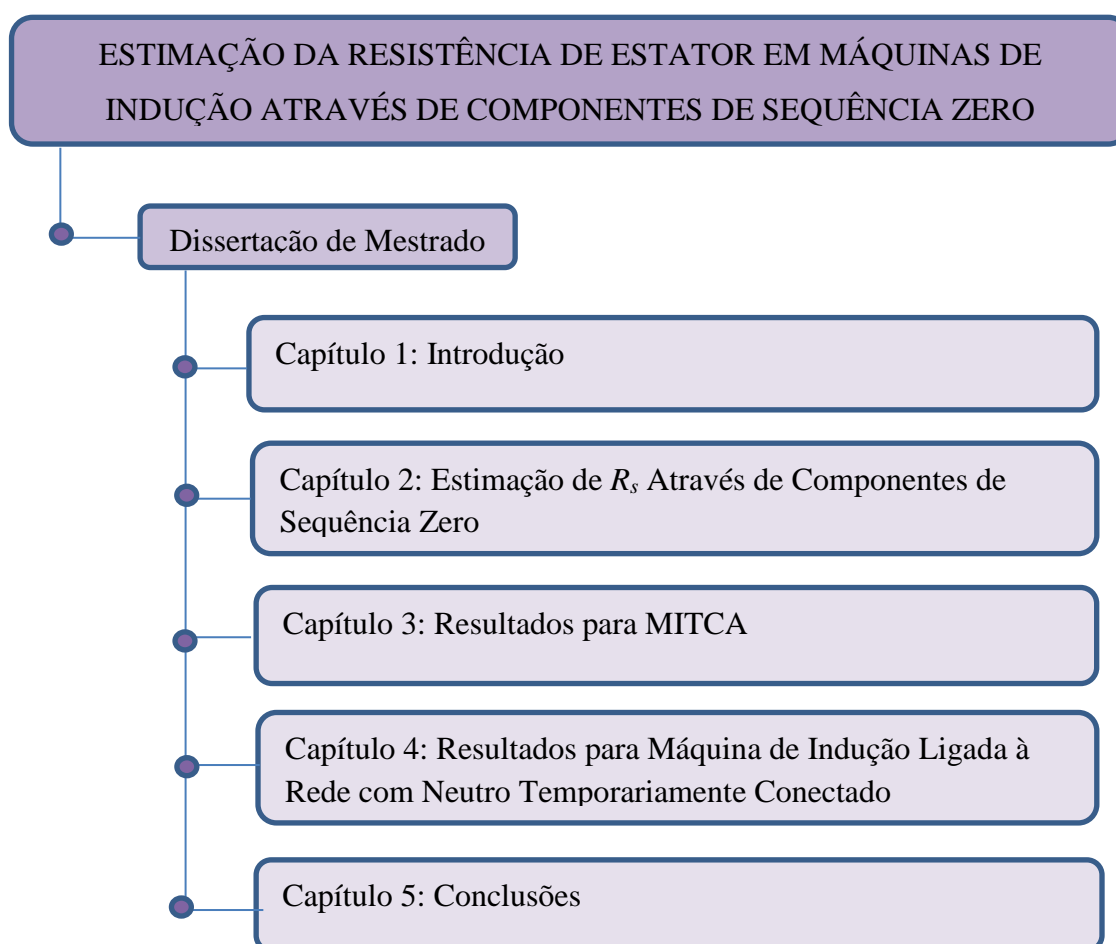
- Estimar  $R_s$  através de componentes de sequência zero utilizando o método dos mínimos quadrados em tempo discreto.
- Propor formas de injeção de sequência zero em MITCA e analisar o impacto de cada uma delas na máquina e na estimação de  $R_s$ ;
- Para máquinas ligadas diretamente à rede, propor uma forma de injeção de sequência zero e considerar os harmônicos de sequência zero já presentes na rede. Analisar o impacto de cada configuração na máquina e na estimação de  $R_s$ ;
- Realizar testes através de simulações e experimentos em laboratório para identificar se o modelo proposto foi efetivo perante estas metas estipuladas.

### 1.4 Organização do texto

Este trabalho é dividido em 5 capítulos. Seguindo a estrutura apresentada na Figura 4. Sendo este capítulo introdutório, foram apresentados o contexto e a relevância do tema

proposto. Foi feita uma breve explanação sobre os métodos mais usuais para estimar o rendimento da máquina e a resistência de estator. O capítulo 2 trata da análise teórica quanto ao estudo proposto sobre o modelo de sequência zero da máquina de indução, o Método dos Mínimos Quadrados para estimação de  $R_s$ , a proposta para estimar  $R_s$  a partir da injeção de sequência zero em MITCA e em máquinas de ndução ligada à rede com neutro conectado. No capítulo 3, são apresentados os resultados obtivos através de simulações computacionais para os testes realizados para MITCA. No capítulo 4, são apresentados os resultados obtidos através de simulações computacionais, além de teste experimental para máquinas de indução ligadas diretamente à rede com o neutro conectado. Por fim, no capítulo 5, as conclusões do trabalho são apresentadas.

Figura 4 - Estrutura da dissertação de mestrado



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

## 1.5 Publicações

Os resultados desta Dissertação de Mestrado resultaram na publicação de dois artigos em conferências:

- L. P. S. Carmo, M. M. Stopa, A. F. Cupertino, A. S. A. Luiz. “Estimação Online da Resistência de Estator em Máquinas de Indução com Terminais Centrais Abertos”. Congresso Brasileiro de Automática – CBA, 2022.
- L. P. S. Carmo, M. M. Stopa, A. F. Cupertino, A. S. A. Luiz. “Online Estimation of Stator Resistance in Induction Machines Using the Zero-Sequence Component of the Stator Current”. Petroleum and Chemical Industry Committee Annual Conference - PCIC, 2023.

## 2 ESTIMAÇÃO DE $R_s$ ATRAVÉS DE COMPONENTES DE SEQUÊNCIA ZERO

Como descrito no capítulo 1, é proposta deste trabalho, estimar on-line a resistência de estator da máquina de indução trifásica através de suas componentes de sequência zero das tensões e das correntes de estator. Para que isso seja feito, é necessário, primeiramente, escrever as equações do modelo dinâmico que levem em conta a presença dessas componentes e evidenciem as relações entre elas e a resistência de estator. Essa modelagem é feita na seção 2.1. Em seguida, deve-se investigar as situações e topologias em que essas componentes estejam presentes na máquina e, caso não estejam, formas de se gerar e injetá-las na máquina que gerem a menor perturbação possível no seu funcionamento. Esse tópico é abordado nas seções 2.2 e 2.3 que abordam respectivamente as configurações (i) com terminais centrais abertos e (ii) com conexão temporária de neutro. A partir do conhecimento das relações entre a resistência de estator e as componentes de sequência zero, das formas de tê-las circulando na máquina e de seus valores, é possível propor métodos de estimação. Nesse trabalho, o método de estimação utilizado foi o dos mínimos quadrados. Esse método é descrito na seção 2.4.

### 2.1 Modelo de Sequência Zero da Máquina de Indução

Uma máquina de indução trifásica pode ser representada em um sistema de eixos de referência estacionários por (Novotny et al., 1996):

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_s}{dt} \quad (4)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_r}{dt} - j\omega_r \boldsymbol{\lambda}_r \quad (5)$$

$$v_{s0} = R_s i_{s0} + L_{ls} \frac{di_{s0}}{dt} \quad (6)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \quad (7)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_r = L_r \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_s \quad (8)$$



$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} \text{Im}[i_s \lambda_r^*] \quad (9)$$

$$T_e - T_L = \frac{J d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (10)$$

Onde,  $v_s$ ,  $i_s$  e  $\lambda_s$  são a tensão de estator, a corrente de estator e o fluxo concatenado de estator.  $i_r$  e  $\lambda_r$  são a corrente de rotor e o fluxo concatenado referido ao rotor.  $R_s$ ,  $L_s$  e  $L_{ls}$  são a resistência de estator, indutância própria e indutância de dispersão de estator, respectivamente.  $R_r$  e  $L_r$  são a resistência de rotor e a indutância própria de rotor,  $L_m$  é a indutância de magnetização,  $\omega_r$  é velocidade do rotor em rad/s. A equação de sequência zero do estator é representada por (6). Geralmente, as equações de sequência zero não são apresentadas na maioria dos trabalhos envolvendo máquinas de indução, devido ao fato de que o neutro normalmente não é conectado.

O conjugado eletromagnético da máquina pode ser descrito por (9) e (10), onde  $P$  é o número de polos do motor,  $T_L$  é o conjugado de carga,  $J$  é o momento de inércia,  $B$  é o coeficiente de atrito viscoso e  $\omega_m$  é velocidade real em rad/s. Como pode ser visto, ele depende do produto do fluxo concatenado do rotor e da corrente do estator e não depende de nenhuma variável de sequência zero. Este é um fato que justifica o uso do método de injeção de corrente de sequência zero para estimação de  $R_s$ . Assim, ao contrário do conhecido método de injeção c.c, esta corrente não causará ondulações no conjugado. No entanto, assim como no método acima, os componentes de sequência zero também causam um aumento nas perdas da máquina durante o intervalo de tempo de aplicação. Portanto, é importante usar intervalos pequenos e espaçados para fazer isso. Pode-se notar que a equação de sequência zero é de primeira ordem e possui apenas  $R_s$  e  $L_{ls}$  como parâmetros. Sendo uma equação simples de primeira ordem, pode, convenientemente, ser utilizada para fins de estimação.

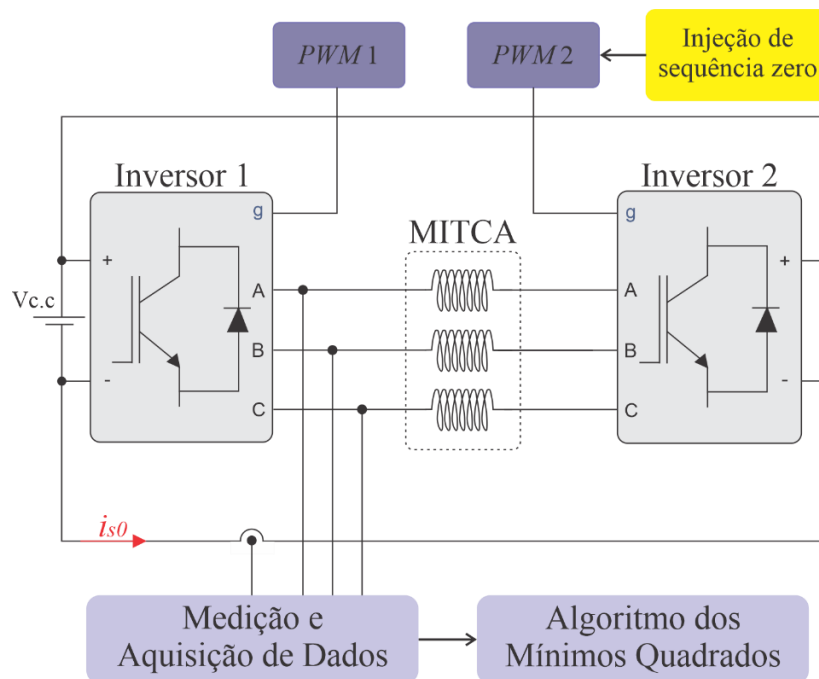
## 2.2 MITCA

O acionamento utilizando a máquina de indução com os terminais centrais abertos é uma alternativa discutida em (Takahashi, 1989) e (Stemmler et al., 1993) que consiste na alimentação da máquina elétrica por meio de dois conversores eletrônicos trifásicos, sendo um

em cada extremidade do enrolamento de estator da máquina, ao invés de fazer o fechamento em estrela ou triângulo e utilizar apenas um conversor eletrônico conectado aos terminais de entrada. Essa configuração permite a operação da máquina de indução utilizando apenas metade da tensão de barramento e inerentemente gera componentes de sequência zero. A MITCA foi proposta para atender à crescente demanda por cargas de alta potência e espaços físicos mais reduzidos (Kumar et al., 2004), possuindo algumas vantagens em relação aos acionamentos convencionais, que favorecem sua utilização em veículos elétricos e híbridos, sistemas de propulsão marítima e aeronáutica, além de outras aplicações (Haque et al, 2013).

A Figura 5 apresenta um diagrama de blocos do acionamento com a MITCA e a proposta para estimação on-line da resistência de estator com injeção de sequência zero.

Figura 5 - Esquema para estimação de  $R_s$  utilizando configuração da máquina de indução com terminais centrais abertos



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Nela encontram-se o motor de indução na configuração de terminais centrais abertos alimentado por dois inversores de frequência de dois níveis. O comando dos inversores é feito por dois blocos de moduladores do tipo largura de pulso, sendo um deles responsável pela sintetização da componente de sequência zero. A partir de medição das correntes e tensões, são

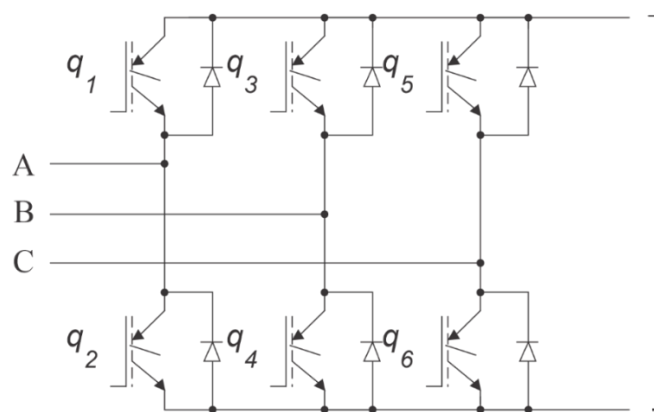
extraídas as componentes de sequência zero e aplicado o método dos mínimos quadrados para estimação de  $R_s$ . Um detalhamento desses blocos e funções é apresentado ao longo desse capítulo.

### 2.2.1 Conversores na Configuração MITCA

De acordo com (Yuan et al., 2020), a configuração MITCA apresenta algumas vantagens quando comparada aos outros acionamentos que são usualmente utilizados, como por exemplo uma maior tolerância a faltas que podem vir a ocorrer no sistema; as tensões de bloqueio dos interruptores eletrônicos empregados nos conversores são menores que aquelas encontradas na topologia convencional; as perdas provocadas pela comutação são reduzidas ao empregar essa configuração; essa topologia possibilita a utilização de tensões menores do que as tensões normalmente utilizadas em outros acionamentos e, há a oportunidade de aumentar duas vezes a frequência da comutação sem provocar o aumento nas perdas nos inversores. Além disso, a corrente de sequência zero não perturba a velocidade do eixo e pode ser usada durante a operação normal do inversor. Em contrapartida, foi constatado em (Silva et al., 2016) que as componentes de sequência zero contribuem para o aquecimento da máquina.

O bloco básico de construção dos conversores de tensão escolhidos para este trabalho é apresentado na Figura 6. Onde pode-se observar o conversor de energia trifásico que consiste em seis chaves de alimentação conectadas em uma configuração de ponte. Os tipos de interruptores e semicondutores utilizados são os IGBT's.

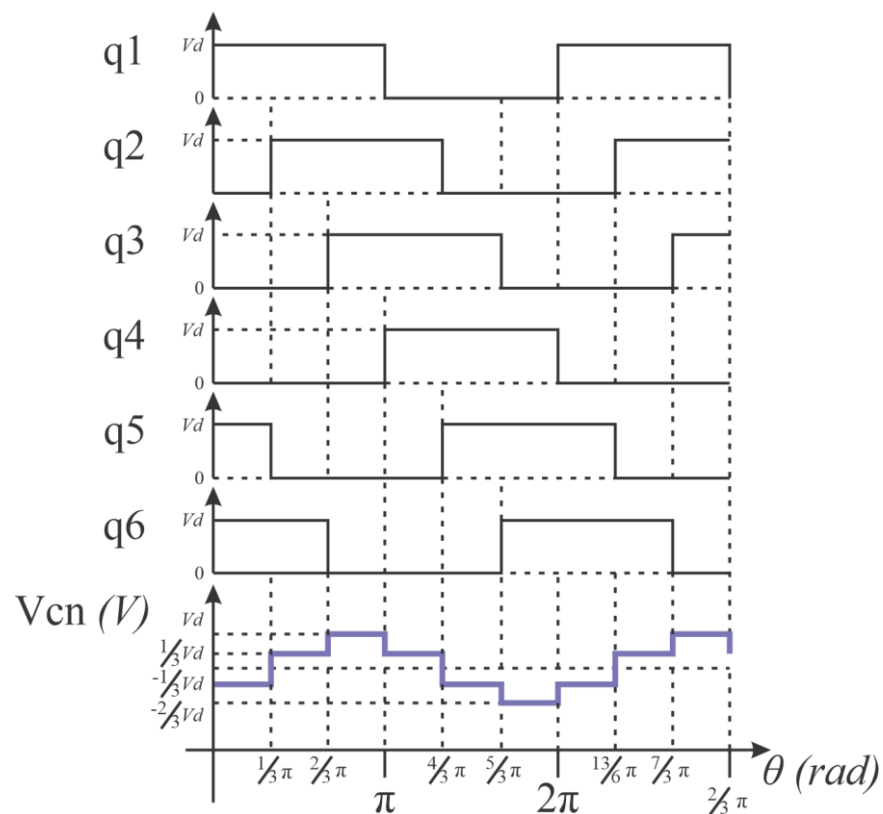
Figura 6 - Construção dos conversores utilizando IGBT's



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

As tensões de porta de cada um dos IGBT's são controladas a partir de uma Máquina de Estados Finitos, onde cada estado corresponde a comutação de apenas três IGBT's (cada um em uma associação em série diferente com um na parte de cima e outro na parte de baixo). A ordem desse chaveamento é mostrada na Figura 7, onde tem-se as tensões em cada uma das chaves com o tempo e a tensão total entre a fase C e o neutro da associação em Y na saída. Assim, observa-se a forma de onda da tensão na fase C com respeito ao neutro é formada por seis segmentos idealmente retos. Por esse motivo, este bloco funcional é denominado de um inversor de 6 segmentos. As formas de onda nas demais fases apresentam a mesma forma de onda que a da fase C, com apenas uma diferença de fase de  $120^\circ$  de uma em relação à outra. Esta forma de onda na saída é semelhante a uma forma de onda senoidal, embora ainda possua distorção harmônica, por possuir componentes harmônicos de outras frequências, que podem ser de seqüência positiva, negativa e zero.

Figura 7 - Tensões geradas de acordo com os estados das chaves



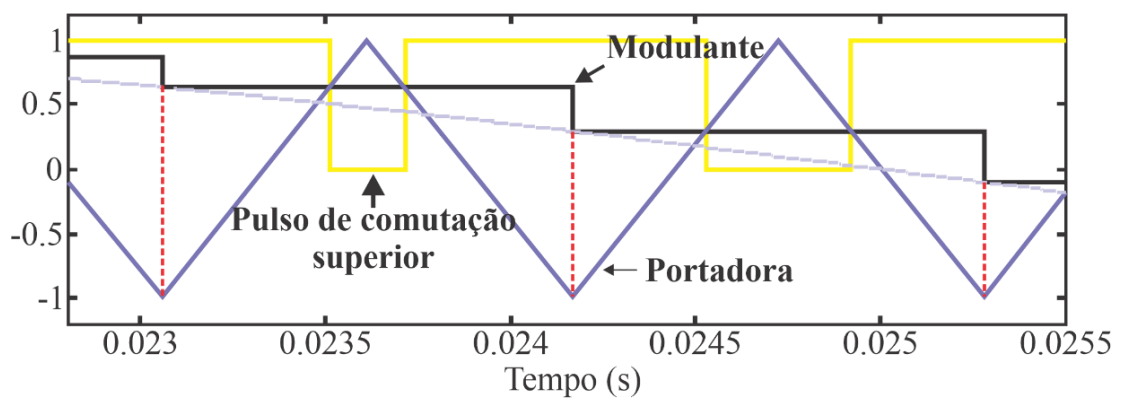
Os inversores de frequência escolhidos para este trabalho são inversores com controle V/F quadrático. No controle V/F quadrático, o fluxo no entreferro do motor é proporcional à frequência de saída até o ponto de enfraquecimento de campo. Dessa forma, resulta uma capacidade de conjugado como uma função quadrática da velocidade. A grande vantagem deste tipo de controle é a capacidade de economia de energia no acionamento de cargas de torque resistente variável, devido à redução das perdas do motor (principalmente perdas no ferro deste, perdas magnéticas). O controle V/F quadrático é indicado para cargas de conjugado variável como bombas e ventiladores.

### 2.2.2 Modulação por Largura de Pulso – PWM

O controle e a mitigação do efeito dessa corrente de sequência zero podem ser solucionados utilizando técnicas de modulação por largura de pulso (*PWM* – do inglês *Pulse-Width Modulation*). Os moduladores são programados para impedir a circulação das componentes de sequência zero durante a operação, e permitir a circulação, por um curto intervalo de tempo, das mesmas componentes quando necessária para a estimação de  $R_s$ .

A técnica de amostragem regular simétrica (técnica de borda única) foi escolhida para amostrar o sinal modulante (sinal de referência), essa técnica modela o comportamento de uma implementação digital de um gerador *PWM*. Usando essa técnica de amostragem, o sinal modulante é amostrado uma vez no vale da portadora, conforme ilustrado na Figura 8.

Figura 8 - Amostragem regular simétrica ou borda única



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

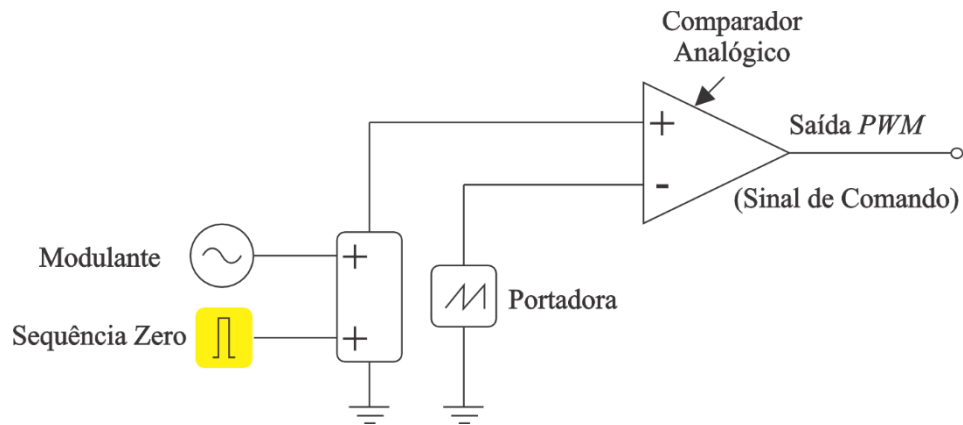
A taxa de amostragem da frequência do modulador foi vinculada a taxa de amostragem das variáveis da máquina, de forma a se garantir que a taxa de amostragem das variáveis utilizadas para a estimação de  $R_s$  seja pelo menos dez vezes maior que a taxa de amostragem do modulador para se evitar problemas de discretização.

### 2.2.3 Esquema de Injeção de Sequência Zero

Em (Barbosa, 2018), uma estimação da resistência de estator que utiliza a componente de sequência zero gerada inerente aos inversores e não requer a inserção de nenhuma componente a mais é abordada. No entanto, devido ao chaveamento das fases, um transitório significativo é gerado na máquina. Como alternativa a esse transitório, para se ter um maior controle no transitório, propõe-se estimar  $R_s$  utilizando defasamento de  $120^\circ$  durante todo tempo e adicionar uma componente de sequência zero, ao invés de contar com aquela produzida, inerentemente, pelos conversores. Dessa forma, é possível ajustar a amplitude e a duração da componente de sequência zero. Em um primeiro momento soma-se um terceiro harmônico por cinco ciclos ao modulador e em um segundo momento, soma-se um pulso de sequência zero ao modulador. A amplitude do terceiro harmônico e do pulso de sequência zero deve ser definida de forma que não haja sobremodulação do sinal modulante com o sinal da portadora. A injeção do pulso, em teoria, é mais interessante devido ao fato do chaveamento dos conversores produzirem tensões pulsadas, conforme ilustrado na Figura 7, tornando mais eficiente a sintetização de um pulso do que de uma senoide que é o caso do terceiro harmônico, por exemplo. E, também por possuir uma duração menor do que os harmônicos, visto que as componentes de sequência zero contribuem para o aquecimento da máquina.

Um esquema para injeção da componente de sequência zero é mostrado na Figura 9. Nela, encontram-se o comparador analógico que recebe o sinal modulante somado com a componente de sequência zero que, em determinado momento, é o terceiro harmônico e, em outro, é o pulso de sequência zero, e o sinal triangular denominado de portadora. Na saída do comparador tem-se o sinal de comando que aciona o inversor.

Figura 9 - Esquema de adição de componente de tensão de sequência zero no modulador



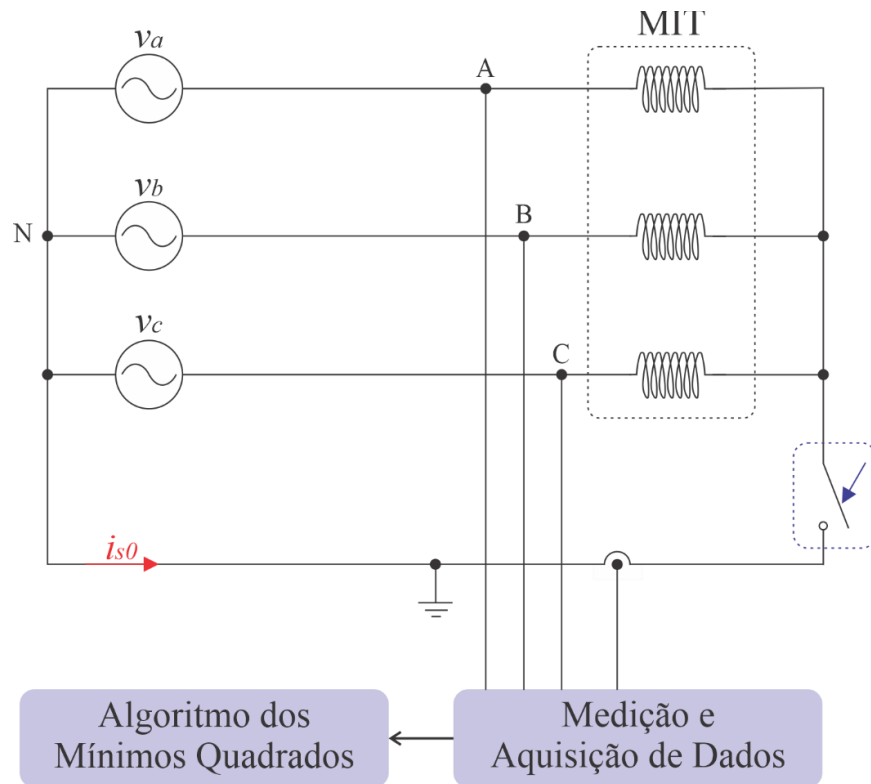
Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

## 2.3 Máquina de Indução Ligada à Rede com Neutro Conectado

### 2.3.1 Estimação de $R_s$ a partir da Sequência Zero da Rede

É sabido que as tensões trifásicas no sistema de potência são, geralmente, desequilibradas e distorcidas. Componentes de sequência negativa, de sequência zero e harmônicos são inevitáveis e estão sempre presentes. O padrão (IEEE Std 519, 2022) para controle de harmônicos, por exemplo, estabelece que é desejável que o valor máximo para os harmônicos ímpares comumente encontrados no sistema de distribuição seja inferior a 5% da componente fundamental para tensões até 1 kV. Dentre os harmônicos de sequência zero, o componente de 3ª ordem é, geralmente, o harmônico de maior amplitude encontrado na tensão. Sua amplitude, comumente é maior que a do componente de sequência zero da frequência fundamental. Visando aproveitar a existência inerente desses harmônicos, eles podem, convenientemente, serem utilizados para estimar  $R_s$ , simplesmente conectando temporariamente o ponto central da máquina de indução ao ponto neutro do sistema elétrico e permitindo a passagem da corrente de sequência zero. Isso elimina a necessidade de usar circuitos externos dedicados à injeção de corrente. O esquema usado para fazer isso é mostrado na Figura 10 em forma de diagrama de blocos. Ele contém o motor de indução conectado em Y alimentado pela rede cuja resistência deve ser estimada.

Figura 10 - Esquema para estimar  $R_s$  usando configuração de máquina de indução em estrela com harmônicos presentes na rede



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

### 2.3.2 Estimação de $R_s$ a partir da Injeção de Sequência Zero

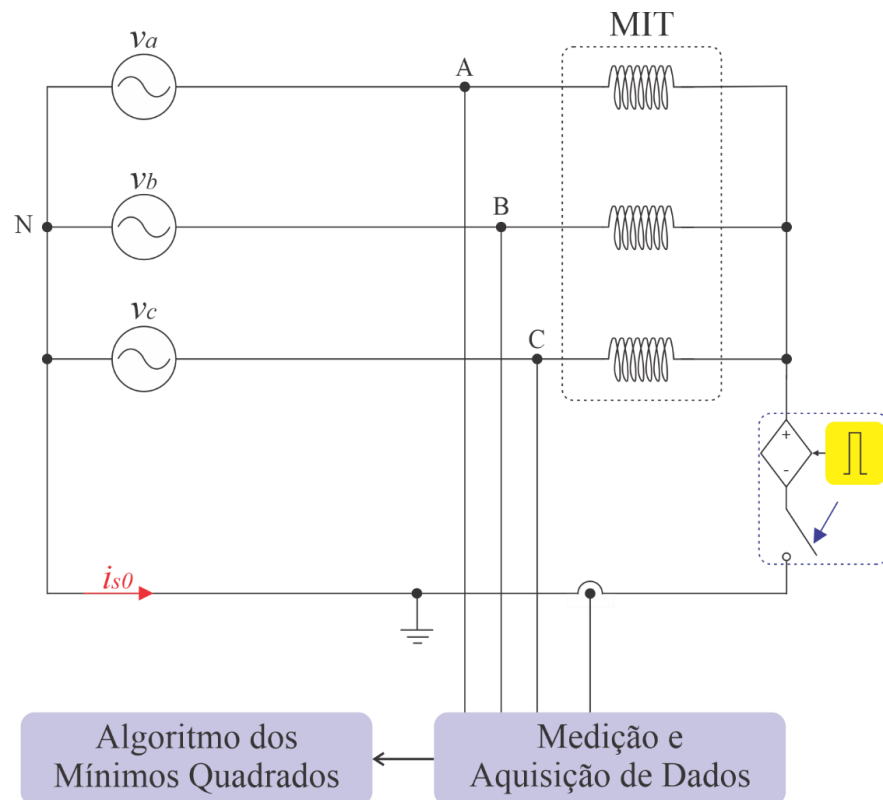
Às vezes, a sequência zero existente no sistema de distribuição pode ser de baixa amplitude. Há também circunstâncias como as discutidas na seção de resultados, nas quais a medição ou extração dos componentes do zero pode ser difícil. Portanto, usar um circuito externo para injetar componentes de sequência zero diretamente nas correntes do estator do motor pode ser uma alternativa melhor à implementação discutida na seção anterior. Entre outras vantagens, é possível escolher a forma de onda e amplitude de tensão de injeção mais adequada, de acordo com a precisão desejada ou instrumentação de medição disponível. O esquema pode ser implementado de diferentes maneiras, usando diferentes arranjos eletrônicos de potência.

Propõe-se neste trabalho que a injeção de sequência zero seja feita através de um pulso de sequência zero com curta duração, cuja amplitude seja no mínimo 10% da componente fundamental, para que o pulso tenha amplitude maior que os harmônicos presentes da rede de



alimentação. É esperado que quanto maior seja a amplitude do pulso de sequência zero, mais precisa seja a estimação de  $R_s$ . Um diagrama esquemático simplificado representativo desse circuito é mostrado na Figura 11. Ele é semelhante ao diagrama da Figura 10, exceto que possui uma bateria e uma chave para gerar um pulso de tensão de sequência zero. Neste esquema, a tensão de sequência zero necessária para estimar  $R_s$  é obtida a partir da medição do ponto central do enrolamento do motor para a tensão e corrente de neutro da linha.

Figura 11 - Esquema para estimar  $R_s$  usando configuração de máquina de indução em estrela com injeção de pulso de sequência zero



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

## 2.4 Método dos Mínimos Quadrados para Estimação de $R_s$

O método dos mínimos quadrados tem sua origem no estudo dos valores máximos e mínimos de funções reais. Mais precisamente, na determinação do(s) ponto(s) mínimo(s) de uma função que representa o desvio estimado na busca pelo ajuste. Por se tratar de um método

eficiente e relativamente simples de ser implementado, é um dos caminhos possíveis para estimação de parâmetros.

Jacobina et al. (2000) utilizou o método dos mínimos quadrados em tempo contínuo para estimação de  $R_s$ . Nesse caso, é implementado o derivador analógico no sensor de corrente em conjunto com um filtro passa-baixa, pois qualquer ruído que viesse a ocorrer poderia trazer um erro grande na derivada. Apesar desse ajuste de *hardware*, o método é eficiente em termos de precisão dos parâmetros estimados.

Outra possibilidade seria trabalhar com algum método numérico. Em (Oliveira, 1998), um estudo abordando essa implementação utilizando interpolação polinomial é apresentado para estimação de parâmetros aplicados à máquina de indução. Das vantagens desse método podem ser citadas: utilização direta do modelo contínuo no tempo do motor de indução; obtenção das derivadas mesmo na presença de ruídos por um procedimento simples; recuperação de todos os parâmetros do motor de indução; obtenção dos parâmetros do motor durante transitórios típicos da operação normal do sistema de acionamento; pouca sensibilidade ao período de amostragem; e estimação dos parâmetros do motor mesmo a baixas velocidades. Das desvantagens desse método podem ser citadas: a escolha do número de termos de resíduos utilizados na estimação; o ajuste do fator de esquecimento, que constitui um empecilho não só para o método proposto, como também para qualquer estimação recursiva; e o cálculo das derivadas pode tornar-se demorado quando se utilizar um grande número de amostras na janela de dados.

Uma terceira possibilidade, e a que foi escolhida para ser desenvolvida neste trabalho, é estimar  $R_s$  usando um algoritmo que implementa o método dos mínimos quadrados para o modelo de sequência zero em tempo discreto (Phillips et al., 1995). A vantagem desse método em relação aos anteriores é a simplicidade de implementação. Discretizando a equação do modelo da máquina em tempo contínuo, de (6), (11) é obtida e o modelo de sequência zero da máquina pode ser escrito em tempo discreto como dado por (12).

$$v_{s0}(k) = R_s i_{s0}(k) + L_{ls} \frac{i_{s0}(k+1) - i_{s0}(k)}{T_s} \quad (11)$$

$$i_{s0}(k) = \left[ \left( \frac{L_{ls}}{T_s} - R_s \right) T_s \right] i_{s0}(k-1) + \frac{T_s}{L_{ls}} v_{s0}(k-1) \quad (12)$$

Onde  $T_s$  é o tempo de amostragem e  $k$  representa o instante de tempo discreto  $kT_s$ .

O modelo de sequência zero em tempo discreto (12) é descrito em (13) por uma equação de diferenças, onde  $u(k)$  e  $y(k)$  representam, respectivamente, a entrada e a saída do modelo de tempo discreto no instante  $kTs$ ,  $a$  e  $b$  são constantes e os termos de erro  $e(k)$  ocorrem por causa das medições imprecisas, imprecisões do modelo e assim por diante.

$$y(k) = ay(k - 1) + bu(k - 1) + e(k) \quad (13)$$

Essa equação pode ser expressa na forma de vetor-matriz como mostrado em (14).

$$\begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ y(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(0) & u(0) \\ y(1) & u(1) \\ y(2) & u(2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e(1) \\ e(2) \\ e(3) \end{bmatrix} \quad (14)$$

Que pode ser expressa como mostrado em (15).

$$y(3) = F(3) + e(3) \quad (15)$$

É desejado calcular o vetor de parâmetros do modelo de tempo discreto,  $\theta$  que vai minimizar a soma dos erros quadrados. Considere então o modelo descrito em (13) de  $n$ -ésima ordem com o conjunto de  $(N+1)$  pares de medição com  $N \geq n$ , tem-se (16)

$$\{u(0), y(0)\}, \{u(1), y(1)\}, \dots, \{u(N), y(N)\} \quad (16)$$

O vetor  $f^T$  é definido por (17).

$$f^T(K) = [y(k - 1) \ y(k - 2) \ \dots \ y(k - n) \ u(k - 1) \ \dots \ u(k - n)] \quad (17)$$

O primeiro erro que é uma função apenas de medições de dados conhecidos é  $e(n)$ . Então para os períodos de amostra  $n, n+1, \dots, N$ , onde  $\theta$  é dado em (13), tem-se a equação (18) e (19).

$$\begin{aligned} y(n) &= f^T(n)\theta + e(n) \\ y(n+1) &= f^T(n+1)\theta + e(n+1) \\ &\vdots \\ y(N) &= f^T(N)\theta + e(N) \end{aligned} \quad (18)$$

$$y(N) = \begin{bmatrix} y(n) \\ y(n+1) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix}, \quad F(N) = \begin{bmatrix} f^T(n) \\ f^T(n+1) \\ \vdots \\ f^T(N) \end{bmatrix}, \quad e(N) = \begin{bmatrix} e(n) \\ e(n+1) \\ \vdots \\ e(N) \end{bmatrix} \quad (19)$$

Usando a notação de (19), (13) pode ser expressada como (20).

$$y(N) = F(N)\theta + e(N) \quad (20)$$

Em (19) e (20),  $y(n)$  é ordem  $(N-n+1) \times 1$ ,  $F(N)$  é  $(N-n+1) \times 2$ ,  $\theta$  é  $2n \times 1$ , e  $e(N)$  é  $(N-n+1) \times 1$ .

A função de custo  $J(\theta)$  é definida como a soma dos erros quadrados, conforme mostrado em (21).

$$J(\theta) = \sum_{k=n}^N e^2(k) = e^T(N) e(N) \quad (21)$$

De (20) e (21), obtém-se (22), onde a dependência notacional dos termos  $N$  foi omitida por conveniência.

$$\begin{aligned} J(\theta) &= [y - F\theta]^T [y - F\theta] = y^T y - \theta^T F^T y - y^T F\theta + \theta^T F^T F\theta \\ &= y^T y - 2\theta^T F^T y + \theta^T F^T F\theta \end{aligned} \quad (22)$$

O valor de  $\theta$  que minimiza  $J(\theta)$  satisfaz a equação (23).

$$\frac{\partial J(\theta)}{\partial(\theta)} = -2F^T y + 2F^T F\theta = 0 \quad (23)$$

$$F^T F\theta = F^T y \quad (24)$$

A estimativa dos mínimos quadrados do vetor de parâmetros do modelo de tempo discreto,  $\theta$ , é por fim, mostrado em (25) e (26), e é determinado a partir das amostras de tensão e corrente de sequência zero, onde  $F(N)$  é a matriz de regressores com  $N$  amostras.

$$\theta = [F^T(N)F(N)]^{-1}F^T(N)y(N) \quad (25)$$

$$\theta = [a \ b] \quad (26)$$

Os parâmetros de sequência zero,  $R_s$  e  $L_{ls}$  do modelo de tempo contínuo da máquina de indução podem ser calculados a partir das expressões (27) e (28).

$$L_{ls} = \frac{T_s}{b} \quad (27)$$

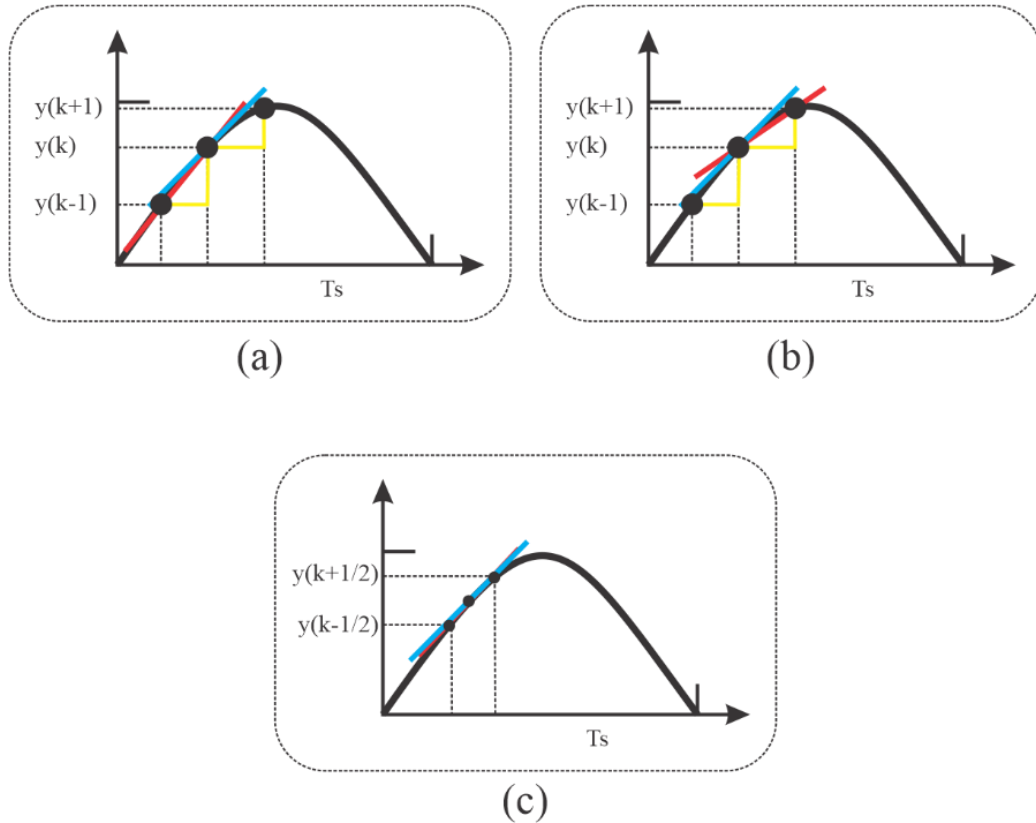
$$R_s = \frac{L_{ls}}{T_s}(-a + 1) \quad (28)$$

#### 2.4.1 Avaliação da Influência da Derivada na Precisão do Estimador

O principal desafio desse método é calcular a derivada da corrente de sequência zero explicitada em (6), devido a magnitude do erro obtido no cálculo da derivada que influencia diretamente na precisão da estimação de  $R_s$ . Essa derivada pode ser feita utilizando a aproximação do ponto pela esquerda (*Backward Euler*), conforme explicitado em (29) e na Figura 12(a).

$$\frac{dy}{dt} \cong \frac{\Delta y}{\Delta t} = \frac{y(k) - y(k-1)}{T_s} \quad (29)$$

Figura 12 - Possíveis formas de se calcular a derivada da corrente de sequência zero. (a) aproximação do ponto pela esquerda, (b) aproximação do ponto pela direita e (c) aproximação do ponto no meio do intervalo



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Também pode ser feita utilizando a aproximação do ponto pela direita (*Forward Euler*), conforme explicitado em (30) e na Figura 12(b).

$$\frac{dy}{dt} \cong \frac{\Delta y}{\Delta t} = \frac{y(k+1) - y(k)}{T_s} \quad (30)$$

No entanto, nesses dois casos citados, tem-se um erro para mais ou para menos no cálculo da derivada da corrente de sequência zero. Para minimizar este problema, pode-se escolher uma das duas aproximações e calcular a média, ou então pode-se usar a amostragem da corrente na metade do intervalo, essa foi a alternativa utilizada neste trabalho, e pode ser representada por (31) e pela Figura 12(c).

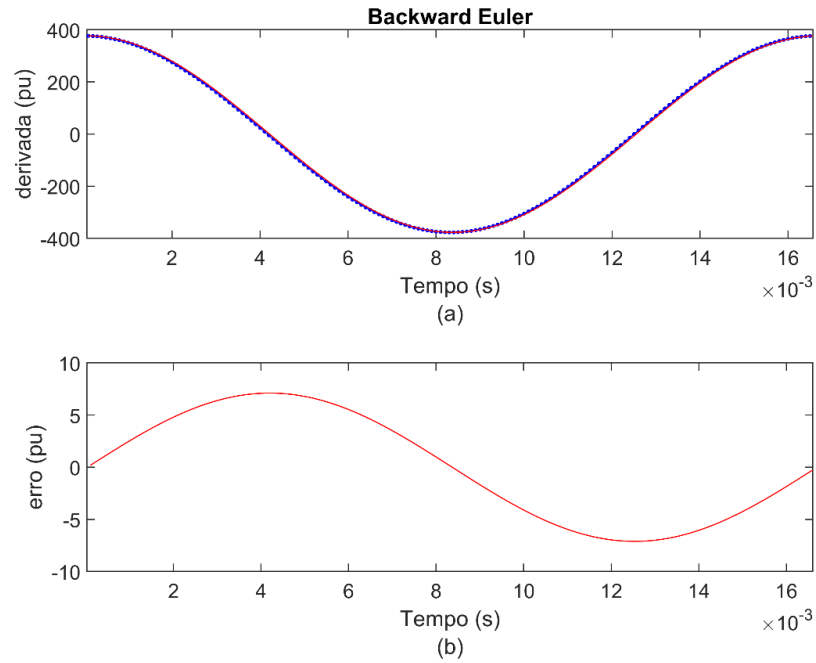
$$\frac{dy}{dt} \cong \frac{\Delta y}{\Delta t} = \frac{y\left(k + \frac{1}{2}\right) - y\left(k - \frac{1}{2}\right)}{Ts} \quad (31)$$

Para ilustrar a precisão do cálculo da derivada, uma senoide foi simulada para representar a corrente de sequência zero e sua derivada foi calculada para os casos demonstrados nas Figuras 12(a) e 12(c).

Pode-se visualizar na Figura 13(a), a representação da derivada da senoide calculada de forma analítica e da derivada calculada usando a aproximação do ponto pela esquerda (*Backward Euler*). Na Figura 13(b), tem-se o erro existente entre as duas derivadas, onde é possível observar um erro de 7,1 pu.

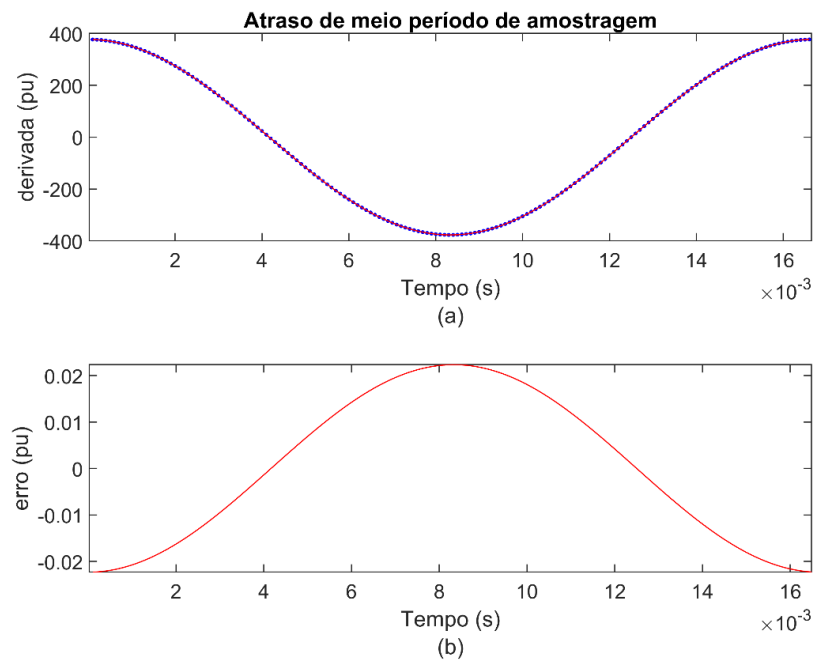
Na Figura 14(a), tem-se a representação da derivada da senoide calculada de forma analítica e da derivada calculada usando a aproximação do ponto no meio do intervalo. Na Figura 14(b), tem-se o erro existente entre as duas derivadas, onde é possível observar um erro de 0,22 pu, erro este significativamente menor do obtido utilizando aproximações do ponto pela esquerda (7,1 pu) ou pela direita. Essa redução do erro influencia diretamente na estimação de  $R_s$ , justificando o cálculo da derivada usando a aproximação do ponto no meio do intervalo. Uma implementação prática iria requerer uma implementação com o dobro da taxa de amostragem para que fosse possível utilizar dessa técnica usando a aproximação do ponto no meio do intervalo.

Figura 13 - (a) Cálculo da derivada analítica e usando a aproximação do ponto pela esquerda (*Backward Euler*). (b) erro existente entre as duas derivadas



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Figura 14 - (a) Cálculo da derivada analítica e usando a aproximação do ponto no meio do intervalo. (b) erro existente entre as duas derivadas



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.



## 2.5 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo, as equações da máquina de indução foram apresentadas, é importante destacar a equação de sequência zero que depende apenas de dois parâmetros,  $R_s$  e  $L_{ls}$ .

Além disso, a máquina de indução foi apresentada com duas configurações diferentes, com os terminais centrais abertos e ligada diretamente à rede. Em ambos os casos foi apresentado o esquema proposto para injetar a componente de sequência zero na máquina, ou utilizar a componente de sequência zero já presente na rede, no caso da máquina ligada diretamente à rede. O método dos mínimos quadrados, usado para estimação de  $R_s$  e  $L_{ls}$  também foi apresentado de forma detalhada.

### 3 RESULTADOS PARA MITCA

Na seção 2.2, um esquema de injeção de sequência zero para máquinas de indução com os terminais centrais abertos foi proposto. Este capítulo vai apresentar os resultados de simulação para a máquina de indução nessa configuração, considerando situações que podem deixar o método mais sensível, como por exemplo, discretização, diferentes formas de injeção de sequência zero e diferentes frequências de alimentação. Na seções 3.2 e 3.3 são abordados a injeção do terceiro harmônico por cinco ciclos da frequência fundamental e a injeção de um pulso de sequência zero, respectivamente.  $R_s$  é estimado e os pontos semelhantes, fortes e fracos, para cada forma de injeção de sequência zero são evidenciados.

#### 3.1 Considerações Iniciais

As simulações foram realizadas no software MATLAB/Simulink para avaliar o método de estimação de  $R_s$  usando componentes de sequência zero para MITCA. Os testes foram realizados (i) com a injeção do terceiro harmônico por cinco ciclos da frequência fundamental somado ao modulador e (ii) com a injeção de um pulso de sequência zero somado ao modulador. Foi implementado o modelo descrito na seção 2.1 e, inicialmente, considerou-se um motor de indução de 3 hp, 220 V, 1.710 rpm cujos parâmetros são dados na Tabela 1. Como pode ser visto nesta tabela, para esta máquina, o valor da resistência de estator a ser estimada é de 0,435  $\Omega$ .  $R_s$  foi considerada a uma temperatura de 25 °C, operando sem carga.

Tabela 1 – Parâmetros da máquina de indução de 3 hp

Simbologia	Valores
$R_s$	0,435 $\Omega$
$R_r$	0,816 $\Omega$
$X_{ls}$	0,754 $\Omega$
$X_{lr}$	0,754 $\Omega$
$X_m$	26,13 $\Omega$
$P$	4
$J$	0,089 kg.m <sup>2</sup>

Fonte: Novotny, 1996.

As simulações foram realizadas com passo variável, com tamanho máximo de passo igual a  $10 \mu\text{s}$ . As tensões e correntes usadas para calcular os componentes de sequência zero e para estimar  $R_s$  foram amostradas a  $10 \text{ kS/s}$ . Foi utilizado o método *PWM* com a técnica de amostragem regular simétrica, com frequência de comutação igual a  $100 \text{ kHz}$ . A tensão escolhida para o barramento c.c. foi de  $(220\sqrt{2})/2 \text{ V}$ , pois ao utilizar um mesmo barramento a tensão de entrada pode ser fixada na metade daquela de um inversor convencional.

As simulações foram realizadas para três diferentes frequências de alimentação,  $5 \text{ Hz}$ ,  $30 \text{ Hz}$  e  $60 \text{ Hz}$ , com o objetivo de avaliar o desempenho do estimador em três regiões típicas de operação de acionamentos controlados: velocidades baixas, médias e nominal.

## **3.2 Injeção de Terceiro Harmônico**

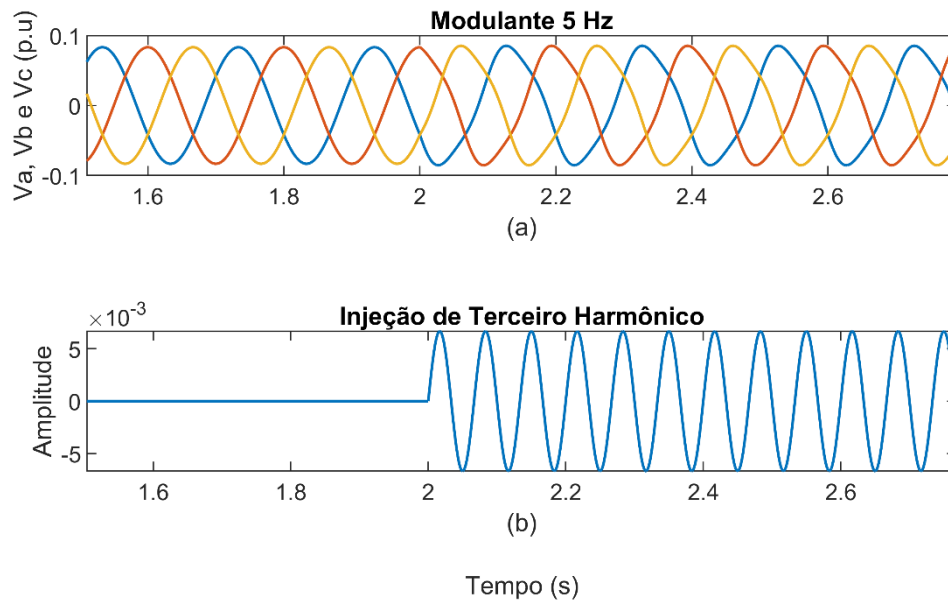
Foi definida uma janela de injeção de terceiro harmônico igual 5 ciclos da frequência fundamental a partir de  $2 \text{ s}$  de simulação, momento em que a máquina já entrou em regime permanente.

### **3.2.1 Injeção de Terceiro Harmônico para $5 \text{ Hz}$**

Para a frequência de  $5 \text{ Hz}$ , a amplitude do terceiro harmônico corresponde a  $(1/6)/25$  da fundamental. Com essa amplitude não ocorreu sobremodulação do sinal modulante com o sinal da portadora.

Na Figura 15(a), pode-se visualizar a forma de onda das tensões senoidais trifásicas com frequência de alimentação igual a  $5 \text{ Hz}$ , nas proximidades do instante em que ocorre a injeção do terceiro harmônico. Observa-se nessa figura que ocorre uma leve distorção nas tensões trifásicas devido a influência do terceiro harmônico, quanto maior a amplitude do terceiro harmônico, maior será a distorção nas tensões. Na Figura 15(b) tem-se o sinal do terceiro harmônico que foi somado a tensão de referência do modulador.

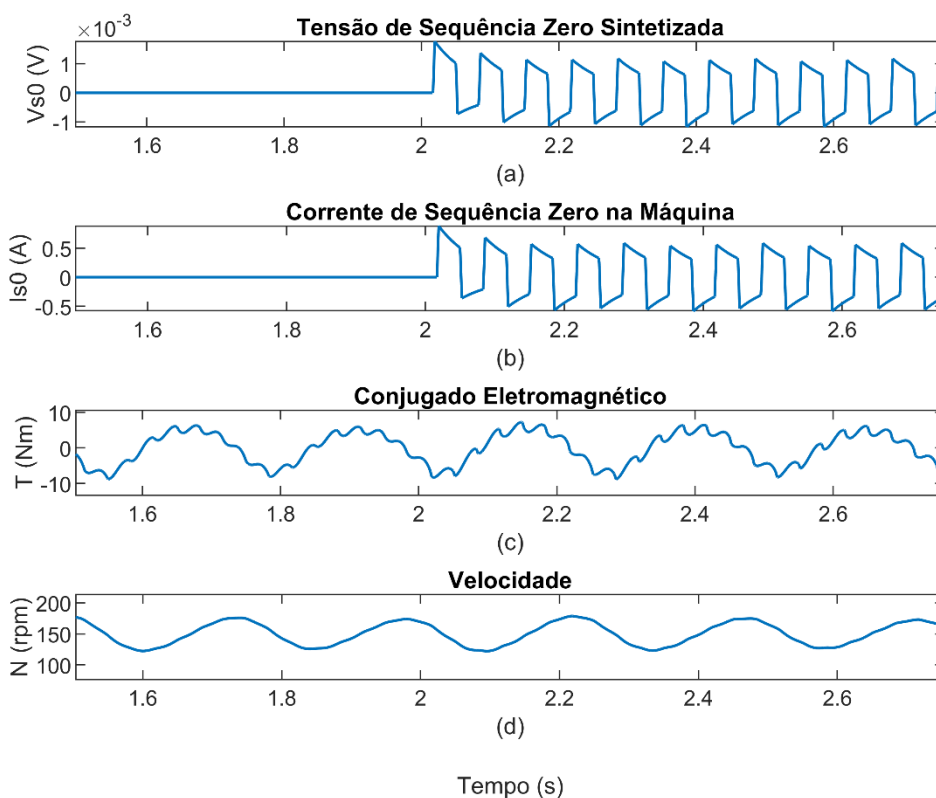
Figura 15 - (a) Tensões de estator, (b) Terceiro harmônico adicionado ao sinal modulante no *PWM* – 5 Hz



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Na Figura 16(a), pode-se visualizar a forma de onda da tensão de sequência zero. Na Figura 16(b), a forma de onda da corrente de sequência zero. Na Figura 16(c), o conjugado eletromagnético, e, na Figura 16(d), a velocidade de rotação. Dessa forma, é possível visualizar o efeito do sinal injetado (sequência zero) no conjugado e na velocidade de rotação, utilizando frequência de alimentação igual a 5 Hz.

Figura 16 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injeção de terceiro harmônico para frequência de alimentação de 5 Hz



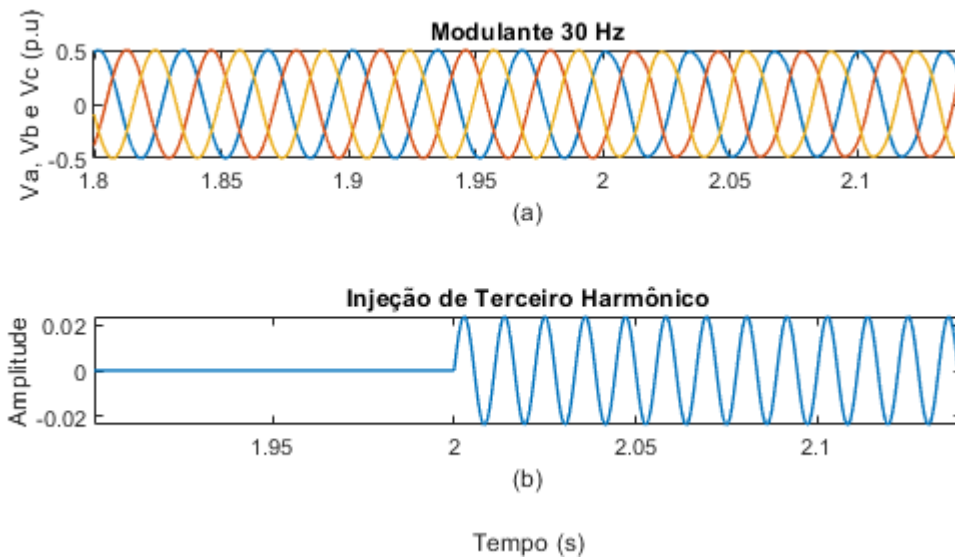
Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

### 3.2.2 Injeção de Terceiro Harmônico para 30 Hz

Para a frequência de alimentação de 30 Hz, a amplitude ideal do terceiro harmônico para que não ocorra sobremodulação do sinal modulante com o sinal da portadora corresponde a  $(1/6)/7$  da fundamental.

Na Figura 17(a), pode-se visualizar a forma de onda das tensões senoidais trifásicas com frequência igual a 30 Hz, nas proximidades do instante em que ocorre a injeção do terceiro harmônico. Na Figura 17(b) tem-se o sinal do terceiro harmônico que foi somado a tensão de referência do modulador.

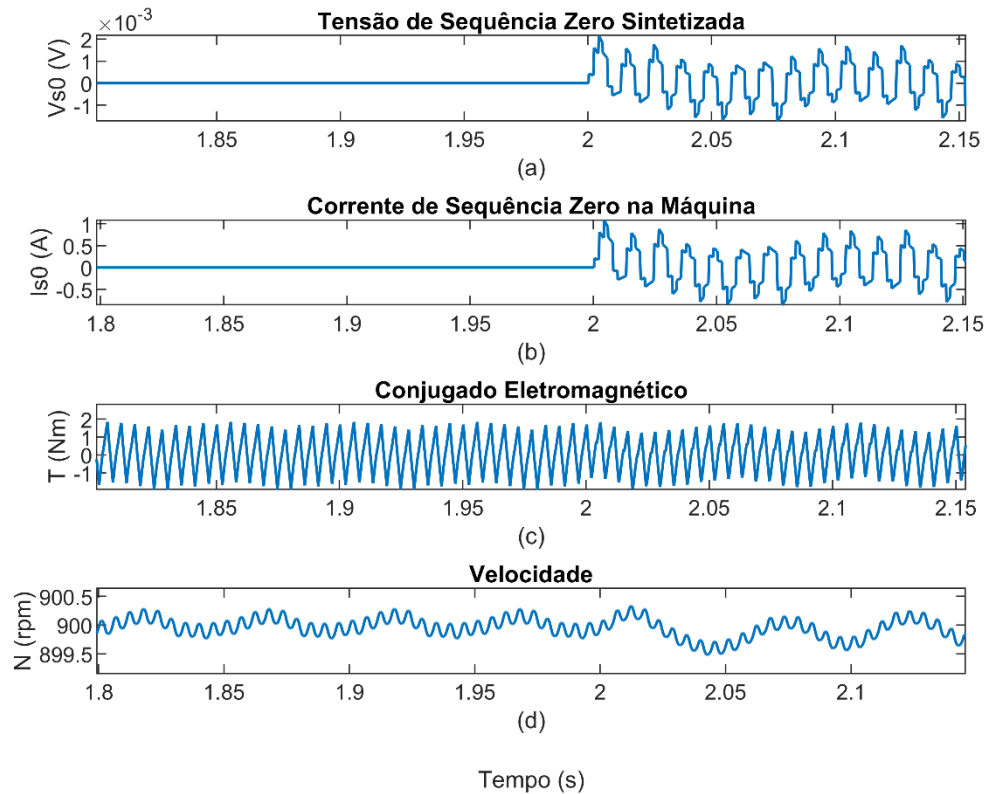
Figura 17 – (a) Tensões de estator, (b) Terceiro harmônico adicionado ao sinal modulante no *PWM* – 30 Hz



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Na Figura 18(a), pode-se visualizar a forma de onda da tensão de sequência zero. Na Figura 18(b), a forma de onda da corrente de sequência zero. Na Figura 18(c), o conjugado eletromagnético. E, na Figura 18(d), a velocidade de rotação, utilizando frequência de alimentação igual a 30 Hz.

Figura 18 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injeção de terceiro harmônico para frequência de alimentação de 30 Hz



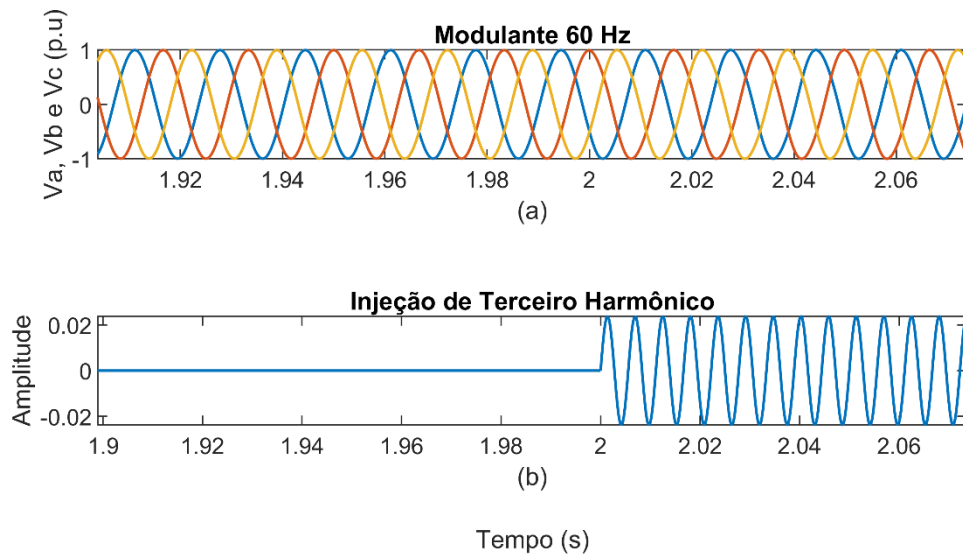
Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

### 3.2.3 Injeção de Terceiro Harmônico para 60 Hz

Por fim, para a frequência de alimentação de 60 Hz, a amplitude ideal do terceiro harmônico para que não ocorra sobremodulação do sinal modulante com o sinal da portadora corresponde a  $(1/6)/7$  da fundamental.

Na Figura 19(a), pode-se visualizar a forma de onda das tensões senoidais trifásicas com frequência igual a 60 Hz, nas proximidades do instante em que ocorre a injeção do terceiro harmônico. Na Figura 19(b) tem-se o sinal do terceiro harmônico que foi somado a tensão de referência do modulador.

Figura 19 – (a) Tensões de estator, (b) Terceiro harmônico adicionado ao sinal modulante no *PWM* – 60 Hz

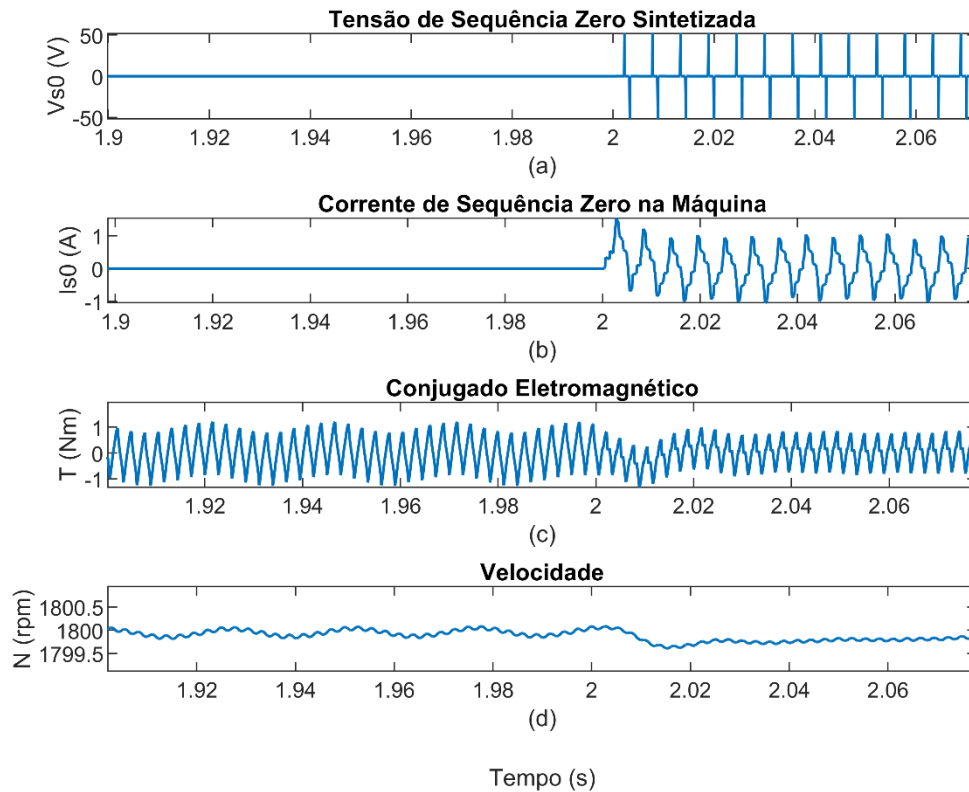


Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Na Figura 20(a), pode-se visualizar a forma de onda da tensão de sequência zero. Na Figura 20(b), a forma de onda da corrente de sequência zero. Na Figura 20(c), o conjugado eletromagnético. E, na Figura 20(d), a velocidade de rotação, utilizando frequência de alimentação igual a 60 Hz.



Figura 20 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injeção de terceiro harmônico para frequência de alimentação de 60 Hz

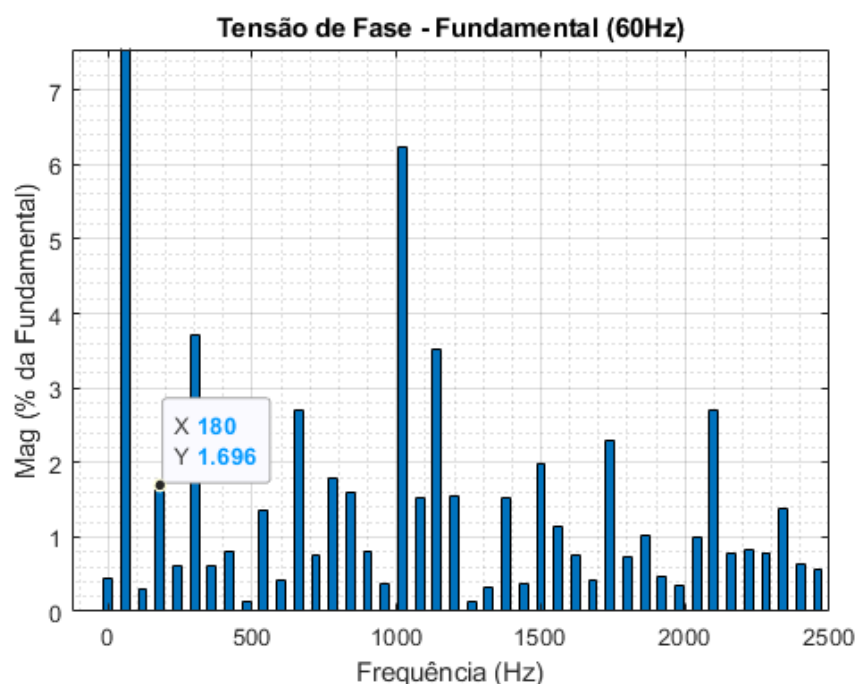


Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Analisando os resultados apresentados nas Figuras 16, 18 e 20, pode-se observar que embora, idealmente, o sinal injetado não perturbe o conjugado e a velocidade, na prática, essas variáveis são perturbadas por componentes espectrais espúrias produzidas no modulador.

A presença dessas componentes espúrias pode ser observada no espectro de frequência da tensão exibido na Figura 21, onde, além do terceiro harmônico (que não perturba o conjugado), se destacam outras componentes de baixa frequência que levam à distorção do conjugado eletromagnético e da velocidade. Nesse caso, a frequência de alimentação foi de 60 Hz, no entanto, o mesmo aconteceu com as frequências de 5 Hz e 30 Hz.

Figura 21 - Análise espectral da tensão de fase da simulação com injeção de terceiro harmônico com frequência de alimentação igual a 60 Hz



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Após as simulações, o algoritmo baseado no método dos mínimos quadrados foi executado e  $R_s$  estimado foi de  $0,435 \Omega$  para as três frequências de alimentação definidas, 5 Hz, 30 Hz e 60 Hz.

### 3.3 Injeção de Pulso de Sequência Zero

Para que a injeção do pulso seja adequada, deve-se atentar para o instante de tempo em que o pulso é aplicado e para sua amplitude, para que não ocorra uma sobremodulação, do sinal modulante com o sinal da portadora. O instante de injeção do pulso foi escolhido estrategicamente para acontecer quando a fase A atingir o seu pico positivo e conseqüentemente na interseção entre as fases B e C.

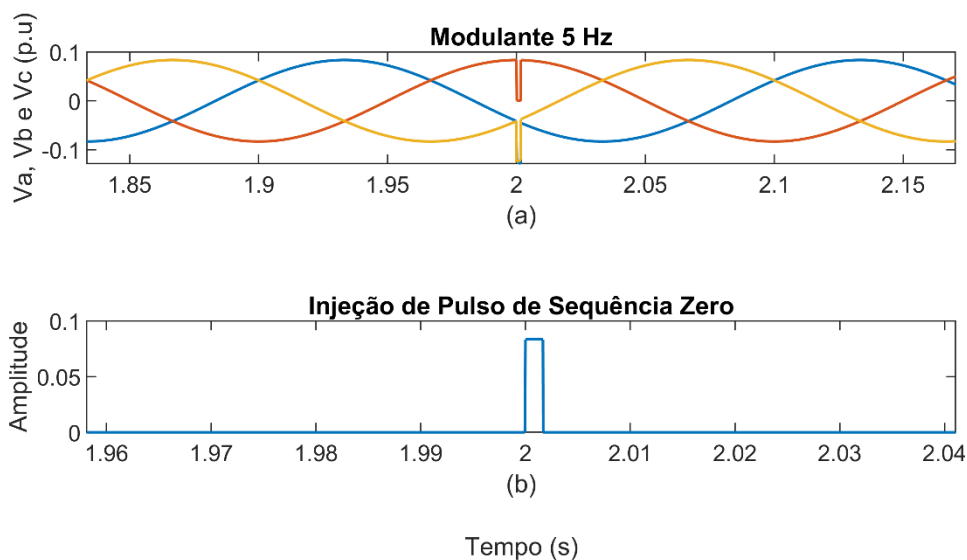
De forma análoga as simulações com injeção de terceiro harmônico, as simulações com injeção de pulso de sequência zero foram realizadas para frequências de alimentação de 5 Hz, 30 Hz e 60 Hz.

### 3.3.1 Injeção de Pulso de Sequência Zero para 5 Hz

Nessa simulação, o pulso foi injetado em 2 s, possui largura igual a 1,609 ms e amplitude de  $(1/6)/2$  da fundamental, amplitude ideal para que não ocorra sobremodulação do sinal modulante com o sinal da portadora e, conseqüentemente ondulações no conjugado eletromagnético e na velocidade.

Na Figura 22(a), pode-se visualizar a forma de onda das tensões senoidais trifásicas com frequência de alimentação igual a 5 Hz, nas proximidades do instante em que ocorre a injeção do pulso de sequência zero. Na Figura 22(b) tem-se o sinal do pulso de sequência zero que foi somado ao sinal modulante.

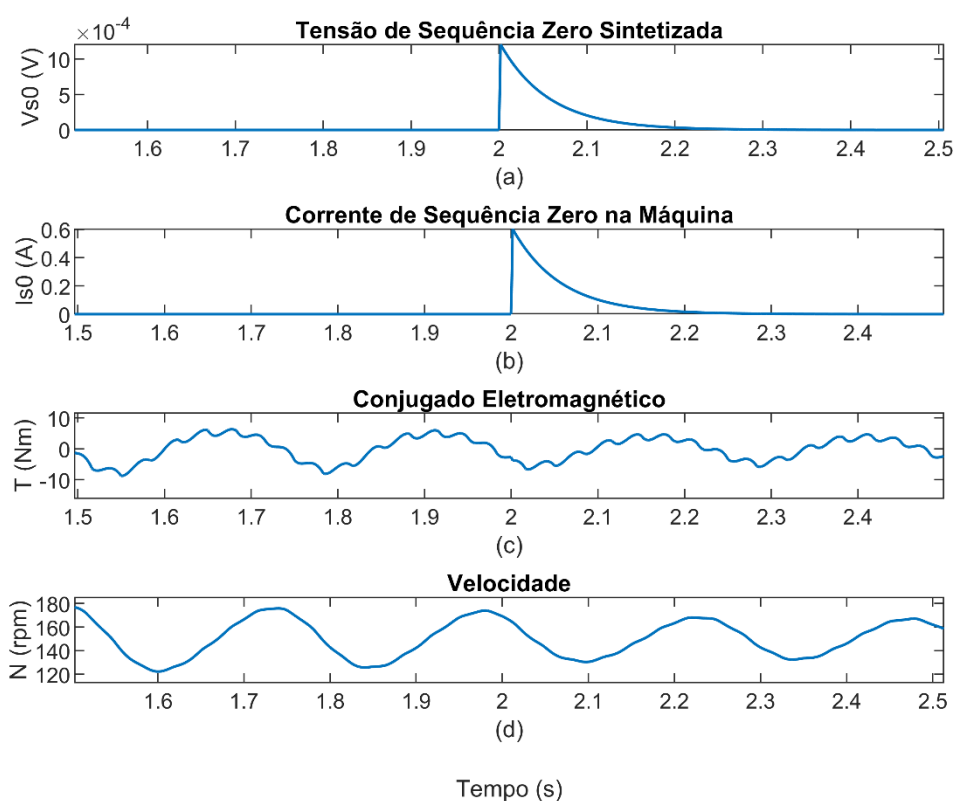
Figura 22 - (a) Tensões de estator, (b) Pulso de sequência zero adicionado ao sinal modulante no *PWM* – 5 Hz



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Na Figura 23(a), pode-se visualizar a forma de onda da tensão de sequência zero. Na Figura 23(b), a forma de onda da corrente de sequência zero. Na Figura 23(c), o conjugado eletromagnético. E, na Figura 23(d), a velocidade de rotação. Dessa forma, é possível visualizar o efeito do sinal injetado (sequência zero) no conjugado e na velocidade de rotação, utilizando frequência de alimentação igual a 5 Hz.

Figura 23 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injeção de pulso de sequência zero para frequência de alimentação de 5 Hz



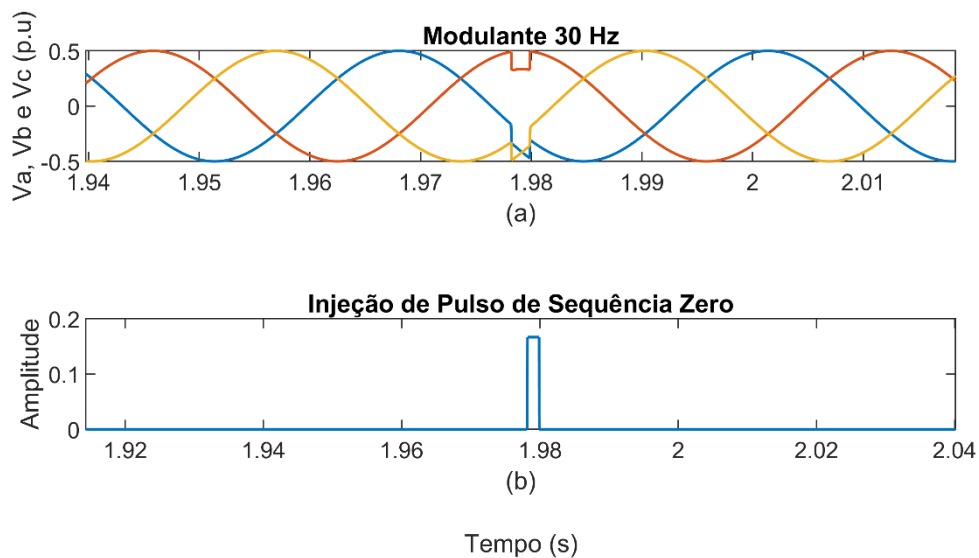
Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

### 3.3.2 Injeção de Pulso de Sequência Zero para 30 Hz

Nessa simulação, o pulso foi injetado em 1,9782 s, e possui largura igual a 1,609 ms e amplitude de 1/6 da fundamental, amplitude ideal para que não ocorra sobremodulação do sinal modulante com o sinal da portadora e, conseqüentemente ondulações no conjugado eletromagnético e na velocidade.

Na Figura 24(a), pode-se visualizar a forma de onda das tensões senoidais trifásicas com frequência de alimentação igual a 30 Hz, nas proximidades do instante em que ocorre a injeção do pulso de sequência zero. Na Figura 24(b) tem-se o sinal do pulso de sequência zero que foi somado ao sinal modulante.

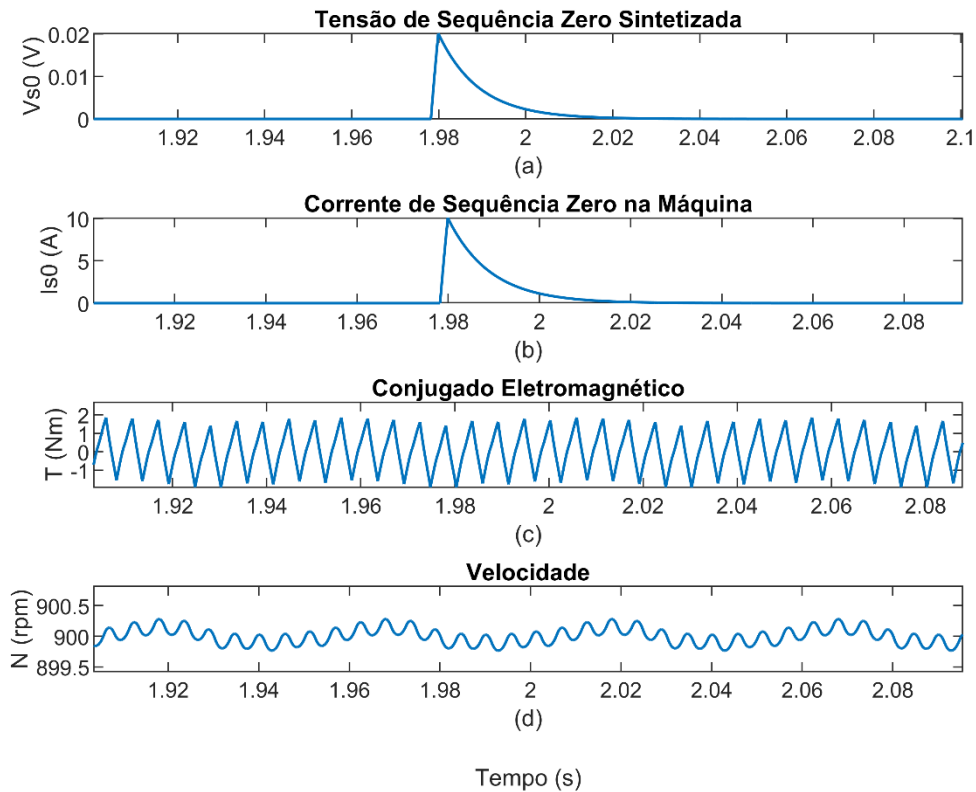
Figura 24 - (a) Tensões de estator, (b) Pulso de sequência zero adicionado ao sinal modulante no *PWM* – 30 Hz



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Na Figura 25(a), pode-se visualizar a forma de onda da tensão de sequência zero. Na Figura 25(b), a forma de onda da corrente de sequência zero. Na Figura 25(c), o conjugado eletromagnético. E, na Figura 25(d), a velocidade de rotação, utilizando frequência de alimentação igual a 30 Hz.

Figura 25 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injeção de pulso de sequência zero para frequência de alimentação de 30 Hz



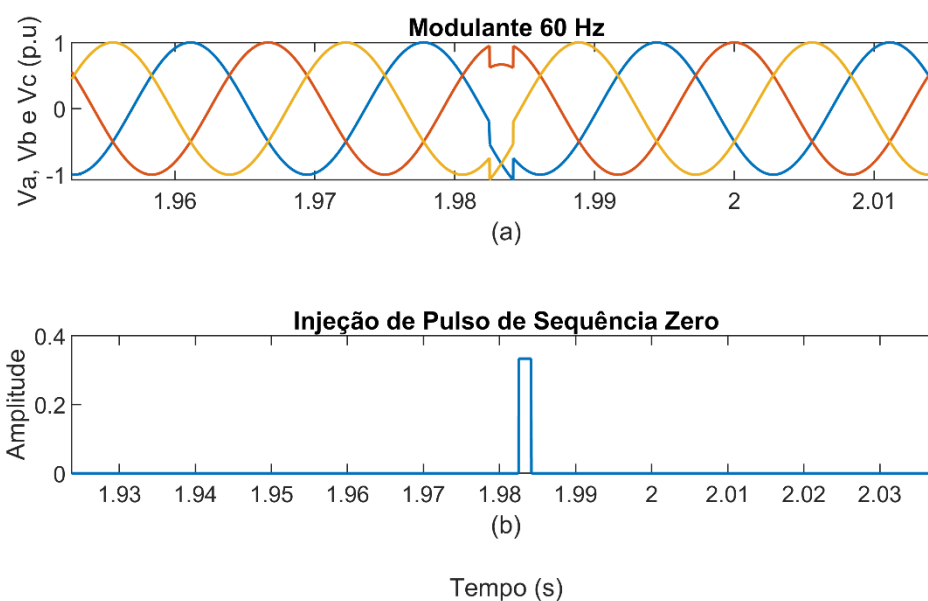
Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

### 3.3.3 Injeção de Pulso de Sequência Zero para 60 Hz

Nessa simulação, o pulso foi injetado em 1,9825 s, e possui largura igual a 1,609 ms. Para a frequência de alimentação de 60 Hz, a amplitude ideal do terceiro harmônico para que não ocorra sobremodulação do sinal modulante com o sinal da portadora corresponde a  $(1/6)*2$  da fundamental.

Na Figura 26(a), pode-se visualizar a forma de onda das tensões senoidais trifásicas com frequência de alimentação igual a 60 Hz, nas proximidades do instante em que ocorre a injeção do pulso de sequência zero. Na Figura 26(b) tem-se o sinal do pulso de sequência zero que foi somado ao sinal modulante.

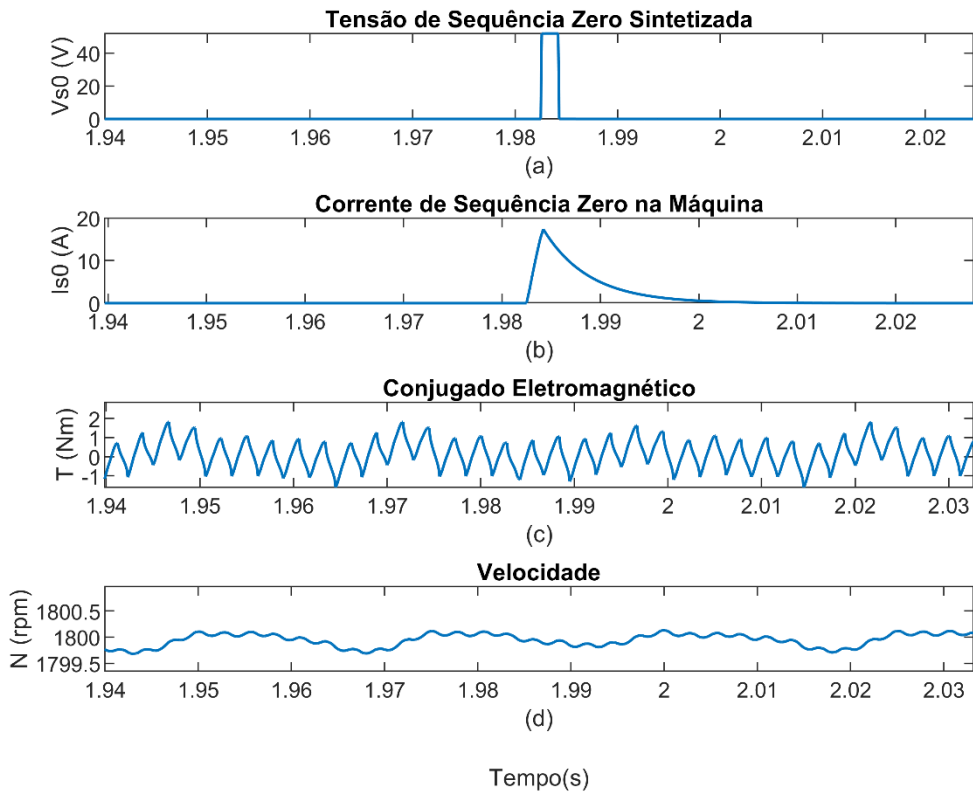
Figura 26 – (a) Tensões de estator, (b) Pulso de sequência zero adicionado ao sinal modulante no *PWM* – 60 Hz



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Na Figura 27(a), pode-se visualizar a forma de onda da tensão de sequência zero. Na Figura 27(b), a forma de onda da corrente de sequência zero. Na Figura 27(c), o conjugado eletromagnético. E, na Figura 27(d), a velocidade de rotação, utilizando frequência de alimentação igual a 60 Hz.

Figura 27 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injeção de pulso de sequência zero para frequência de alimentação de 60 Hz



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Analisando os resultados apresentados nas Figuras 23, 25 e 27, pode-se observar que o conjugado eletromagnético e a velocidade são perturbados devido à presença de componentes espectrais espúrias produzidas no modulador, conforme já demonstrado na Figura 21, não tendo relação com a injeção do pulso de sequência zero.

Após as simulações, o algoritmo baseado no método dos mínimos quadrados foi executado novamente, e assim como nas simulações com injeção de terceiro harmônico,  $R_s$  estimado foi de  $0,435 \Omega$  para as três frequências de alimentação definidas, 5 Hz, 30 Hz e 60 Hz.

### 3.4 Simulações Considerando Diferentes Situações

Além dos 10 kS/s utilizados para amostrar as variáveis da máquina, foram testadas taxas de amostragem igual a 25 kS/s e 50 kS/s. Foi possível estimar a resistência de estator com a



mesma precisão para essas três taxas. No entanto, quando o período de amostragem é reduzido, as formas de onda das correntes de estator e do conjugado eletromagnético que são obtidos ficam menos distorcidas.

A resistência de estator varia com a temperatura da máquina dentro de uma faixa de até 20%, sendo assim, simulações com  $R_s$  igual a 0,348  $\Omega$  e 0,522  $\Omega$  também foram realizadas para validar o estimador. Em todas as situações o estimador apresentou a resposta esperada na estimação de  $R_s$ .

Todas as simulações foram repetidas com a máquina operando com carga nominal e, também não houve mudança na estimação de  $R_s$ .

### 3.5 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi estudado o método de estimação de resistência on-line para máquinas de indução com terminais centrais abertos. Essa configuração possibilita a circulação de corrente de sequência zero na máquina. O método não requer interrupção da operação da máquina, visto que a estimação pode ser realizada enquanto a máquina está operando, sendo necessário apenas modular o sinal com intuito de permitir a injeção de corrente de sequência zero, periodicamente, e em intervalos de curta duração.

Houve perturbação nas variáveis da máquina durante o período de simulação, devido aos harmônicos de outras ordens provenientes do processo de modulação que não contribuem para a sequência zero, conforme explicitado na Figura 21. Os resultados obtidos na estimação da resistência de estator atenderam a precisão requerida para as duas formas de injeção de sequência zero simuladas. O período de tempo em que ocorre a injeção do pulso é menor do que a injeção do terceiro harmônico que foi considerado por cinco ciclos da frequência fundamental. Essa é uma vantagem do pulso em relação ao terceiro harmônico pois a máquina sofre influência da sequência zero por menos tempo, haja vista que a manutenção dessa componente pode causar aquecimento na máquina e prejudicar seu rendimento.

## 4 RESULTADOS PARA MÁQUINA DE INDUÇÃO LIGADA À REDE COM NEUTRO TEMPORAREAMENTE CONECTADO

Na seção 2.3, dois métodos de estimação de  $R_s$  usando componentes de sequência zero para máquinas de indução ligadas diretamente à rede foram apresentados (i) simples conexão de neutro e (ii) gerador de pulso com conexão de neutro. Este capítulo apresenta uma avaliação por meio de simulações computacionais desses métodos de estimação de resistência de estator. Mais especificamente, a seção 4.2 discute o método que usa conexão temporária de neutro e a seção 4.3, o que usa gerador de pulso. São consideradas máquinas de diferentes potências e testado o desempenho do estimador frente a não idealidades de sensores, a erros de discretização e a harmônicos na rede de alimentação. Resultados experimentais preliminares são exibidos na seção 4.4 para o primeiro método de estimação.

### 4.1 Considerações Iniciais

As simulações foram realizadas no software MATLAB/Simulink para avaliar o método de estimação de  $R_s$  usando componentes de sequência zero para máquinas de indução alimentadas diretamente pela rede elétrica. Os testes foram realizados (i) com uma conexão simples do enrolamento da máquina conectando o ponto central Y ao ponto neutro da linha, fazendo uso das componentes de sequência zero já disponíveis na fonte de tensão trifásica e (ii) com uma circuito composto por uma bateria e uma chave conectada entre o ponto central da máquina e o neutro da rede, fazendo a injeção direta da tensão desejada. Foi implementado o modelo descrito na seção 2.1 e, inicialmente, considerou-se um motor de indução de 15 hp, 220 V, 1.765 rpm cujos parâmetros são dados na Tabela 2. Essa máquina também foi utilizada para os resultados experimentais apresentados na seção 4.4. Como pode ser visto nesta tabela, para esta máquina, o valor de resistência a ser estimada é de  $0,288 \Omega$ .

$R_s$  foi considerada a uma temperatura de 25 °C. Os testes foram realizados com a máquina alimentada em 220 V, 60 Hz, operando sem carga. Testes com cargas também foram realizados, mas por não ter havido diferença nos resultados, eles não são exibidos no texto. As simulações foram realizadas com passo variável de valor máximo igual a 10  $\mu$ s. As tensões e correntes

usadas para calcular as componentes de sequência zero e para estimar  $R_s$  foram amostradas a 25 kS/s.

Tabela 2 – Parâmetros da máquina de indução de 15 hp

Simbologia	Valores
$R_s$	0,288 $\Omega$
$R_r$	0,258 $\Omega$
$X_{ls}$	0,7939 $\Omega$
$X_{lr}$	0,7939 $\Omega$
$X_m$	19,6936 $\Omega$
$P$	4
$J$	0,1344 kg.m <sup>2</sup>

Fonte: Novotny, 1996

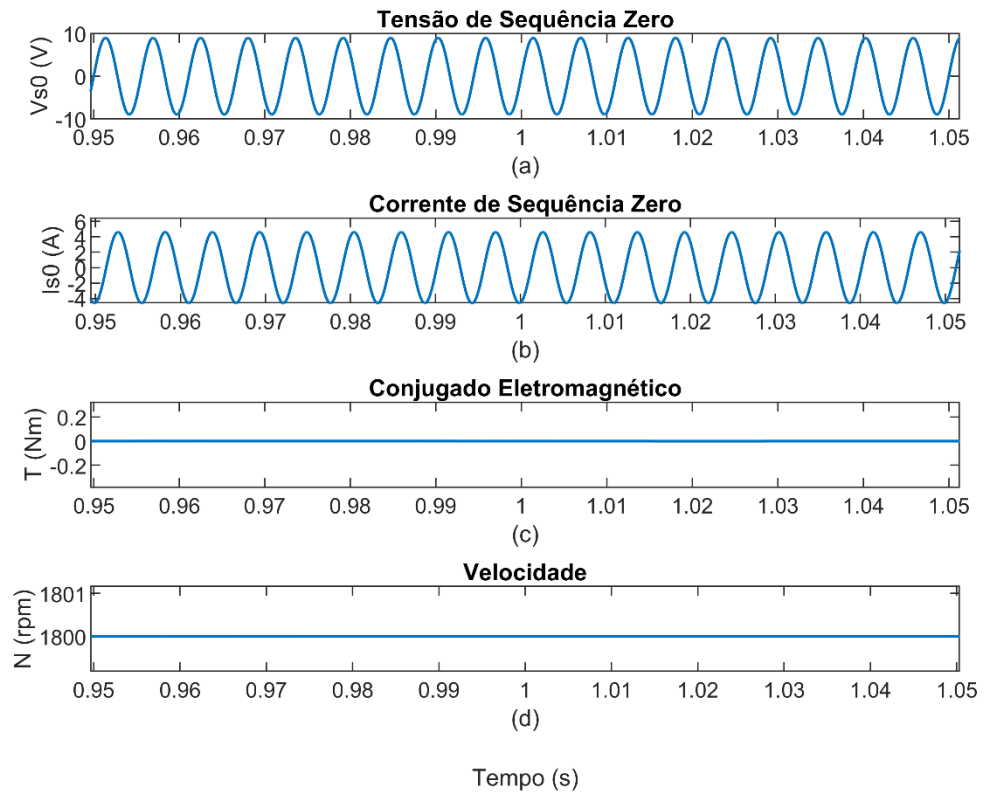
## 4.2 Estimação Através da Sequência Zero Existente na Rede

Dois cenários principais são simulados nesta seção. O primeiro é um cenário ideal, onde apenas o terceiro harmônico está disponível na rede. O segundo é um cenário realista, onde são consideradas os demais harmônicos presentes na rede e a faixa de medição dos sensores utilizados para medição de tensões e correntes de fase. A partir de 1 s de simulação, tensões e correntes são amostradas em um intervalo correspondente a cinco ciclos da fundamental. Nesse intervalo, a máquina está funcionando em estado estacionário.

### 4.2.1 Considerando a Fonte de Alimentação Equilibrada e o Terceiro Harmônico

A fonte de alimentação foi considerada balanceada e contendo a componente de terceiro harmônico com amplitude igual a 5% da fundamental. Como esperado, pode-se observar na Figura 28 que o terceiro harmônico não causou oscilações de conjugado eletromagnético nem de velocidade, devido ao fato de ser puramente uma componente de sequência zero.

Figura 28 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Usando sequência zero da rede elétrica



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

$R_s$  foi estimada usando o método dos mínimos quadrados descrito na seção 2.4. Obteve-se um valor igual a  $0,2881 \Omega$  correspondente a um erro de 0,026%.

Simulações considerando o terceiro harmônico da rede também foram realizadas para máquinas de indução de diferentes portes, cujos parâmetros são apresentados na Tabela 3, a fim de avaliar o desempenho do estimador em uma faixa de parâmetros mais ampla. As mesmas configurações de simulação e taxa de amostragem foram usadas. O erro na estimação de  $R_s$  manteve-se no mesmo valor anterior (0,026%) para todas as máquinas listadas nessa tabela.

Tabela 3 – Parâmetros de máquinas de indução

hp	V	Velocidade (rpm)	R <sub>s</sub> (Ω)	R <sub>r</sub> (Ω)	L <sub>lr</sub> =L <sub>ls</sub> (H)	J (kg·m <sup>2</sup> )
3	220	1710	0,435	0,816	2x10 <sup>-3</sup>	0,089
25	460	1695	0,249	0,536	1,5x10 <sup>-3</sup>	0,554
50	460	1705	0,087	0,228	0,8x10 <sup>-3</sup>	1,662
100	460	1700	0,031	0,134	0,4x10 <sup>-3</sup>	4,449
250	2300	1769	0,681	0,401	6,5x10 <sup>-3</sup>	6,918
500	2300	1773	0,262	0,187	3,2x10 <sup>-3</sup>	11,062
800	2300	1778	0,131	0,094	1,9x10 <sup>-3</sup>	21,262
1000	2300	1778	0,112	0,074	1,6x10 <sup>-3</sup>	29,871
1500	2300	1783	0,056	0,037	1,10 <sup>-3</sup>	44,548
2250	2300	1786	0,029	0,022	0,6x10 <sup>-3</sup>	63,869
6000	4160	1787	0,022	0,022	0,8x10 <sup>-3</sup>	674,971

Fonte: Novotny, 1996

#### 4.2.2 Considerando o Efeito de Outras Não Idealidades

Para obter um cenário mais próximo ao encontrado em uma instalação elétrica típica, foram realizadas medições de tensão fase-neutro e correntes de fase no sistema elétrico do LEACOPI (Laboratório de Eletrônica de Potência, Acionamentos e Controle de Processos Industriais) e uma análise espectral dos dados coletados. As tensões de fase-neutro foram medidas usando o sensor *Voltage Transducer LV 25-P*, fabricante LEM, cuja faixa de medição corresponde a 1% e as correntes de fase foram medidas usando o sensor *Current Transducer LA 55-P*, fabricante LEM, com faixa de medição igual a 1,9%. A tensão de sequência zero e a corrente de sequência zero foram calculadas por (32) e (33) respectivamente, e suas amplitudes foram correspondentes a 1 V e 1 A.

$$v_{s0} = \frac{1}{3}(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \quad (32)$$

$$i_{s0} = \frac{1}{3}(I_a + I_b + I_c) \quad (33)$$

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$  são as tensões fase-neutro e  $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$  são as correntes de fase medidas no sistema elétrico do LEACOPI.

Após determinar as componentes harmônicas existentes e suas amplitudes, uma tensão contendo essas componentes foi sintetizada no modelo de simulação. Observou-se a existência de harmônicos de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 9<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup> e 15<sup>a</sup> ordens de diferentes amplitudes. Um desequilíbrio de fase de aproximadamente 3%, dando origem a uma componente de sequência zero de frequência fundamental, também foi observado.

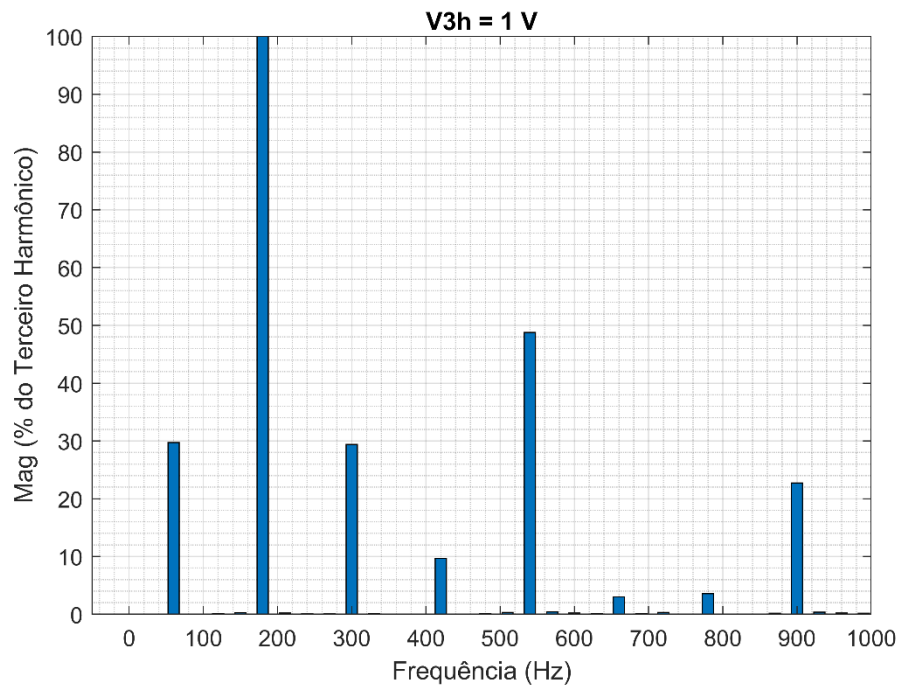
Diferentemente do usual, o terceiro harmônico está sendo utilizado como referência de cálculo para os demais harmônicos por este ser o harmônico de maior amplitude encontrado no sistema elétrico no dia em que essa medição foi realizada. A Tabela 4 lista essas componentes encontradas e seus respectivos valores, enquanto a Figura 29 mostra o espectro de frequência da tensão de sequência zero. Tomando a componente do terceiro harmônico como referência para o cálculo das amplitudes de todos os outros harmônicos, pode-se perceber que o 3<sup>o</sup>, 9<sup>o</sup> e 5<sup>o</sup> harmônicos possuem, nesta ordem, as maiores amplitudes.

Tabela 4 – Harmônicos de tensão presentes na rede do LEACOPI

Ordem	Frequência (Hz)	Amplitude (%)
1	60	29,74
3	180	100,00
5	300	29,35
7	420	9,69
9	540	48,70
11	660	2,89
13	780	3,53
15	900	22,64

Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Figura 29 - Espectro do terceiro harmônico sintetizado no modelo de simulação



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

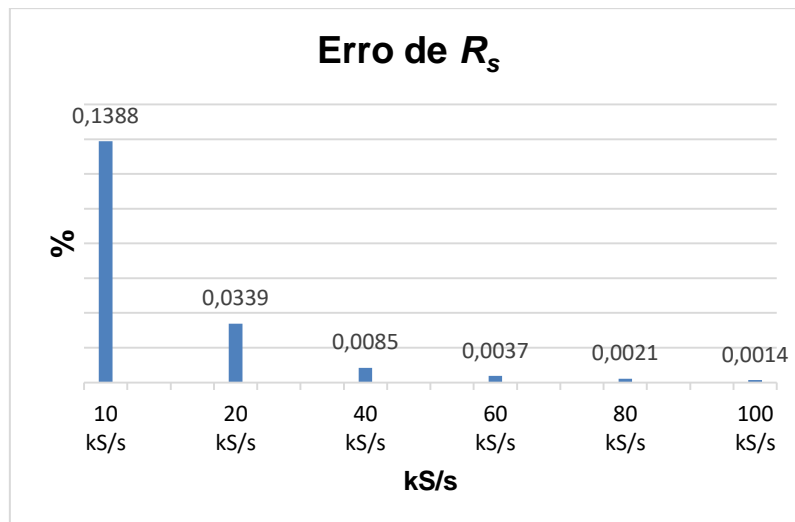
Além dos harmônicos medidos nas instalações do LEACOPI, a tensão sintetizada nas simulações realizadas foi alterada para levar em conta erros típicos de sensores de tensão e corrente, geralmente utilizados para medir tensões e correntes. Considerou-se que limites de erro de 1% e 2% das faixas de medição das tensões e correntes, respectivamente, são comuns de se encontrar. Para a configuração considerada, esses erros correspondem, respectivamente, a 3,5 V e 1 A. Com base na amplitude do terceiro harmônico, esses valores de erro de medição representam um percentual de aproximadamente 350% e 100% na tensão e na corrente, respectivamente. A estimação de  $R_s$  a partir das componentes de sequência zero da Tabela 4 pelo método dos mínimos quadrados descrito na seção 2.4, considerando erros de medição desta alta magnitude, resulta em um valor igual a  $1,0997 \Omega$ . Isso representa um erro de 281,8% no valor estimado da resistência do estator para a máquina de 15 hp mencionada anteriormente. Conforme citado em (Lee et al., 2003), esse erro decorre da dificuldade de se extrair valores precisos das componentes de sequência zero da tensão e da corrente do estator a partir de medições com sensores convencionais conectados aos terminais da máquina para medir as tensões fase-neutro e as correntes de fase. Valores mais precisos podem ser obtidos se a componente de corrente de sequência zero for obtida a partir da medição direta da corrente de neutro, além de usar um sensor de tensão com limite de erro menor do que o citado acima. A

medição direta da corrente de sequência zero pode ser feita a partir de um sensor com faixa de medição mais apropriada e é uma alternativa de simples implementação. No entanto, a utilização de sensores de tensão com maior exatidão pode aumentar significativamente o custo do setup utilizado. Outras alternativas de medição estão sendo desenvolvidas e serão apresentadas em trabalhos futuros.

Além da inexatidão do sensor, o efeito de outras não idealidades foi avaliado. Dentre elas, podem ser citados os offsets de medição, a taxa de amostragem e o efeito individual de cada harmônico diferente do terceiro na medição.

Em relação à taxa de amostragem, além dos 25 kS/s utilizados, foram testadas outras taxas de amostragem, conforme mostrado na Figura 30. Observou-se que quanto maior o valor dessa taxa, mais preciso é o resultado. Isso decorre do fato de que o modelo de sequência zero contém um termo derivada implementado em tempo discreto. Portanto, o aumento da taxa é benéfico para o seu cálculo, aumentando a precisão.

Figura 30 - Erro de  $R_s$  para diferentes taxas de amostragem



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Percebeu-se que, para ignorar o impacto de componentes de ordem superior ao terceiro harmônico, é necessário aumentar a taxa de amostragem. Isso provavelmente se deve às maiores taxas de variação do sinal, que requerem intervalos menores para o cálculo da derivada na equação de sequência zero.

Por fim, entre as limitações da utilização dos componentes de sequência zero existentes no sistema elétrico de distribuição, pode-se citar a dependência da existência desses



harmônicos, possíveis variações em suas amplitudes ao longo do dia e a extração do componente de sequência zero da tensão medida a partir de sensores com uma faixa de medição muito maior que a amplitude dos harmônicos.

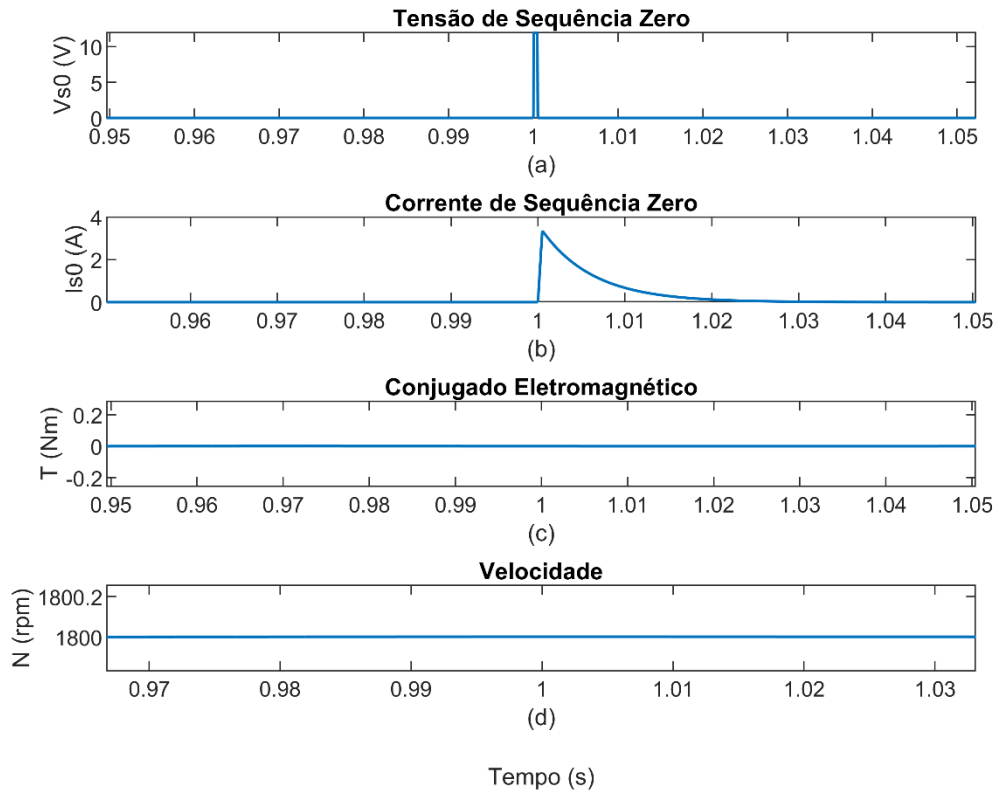
### **4.3 Pulso de Sequência Zero Injetado Externamente**

Como mencionado anteriormente,  $R_s$  pode ser estimado sem depender da existência de componentes de sequência zero na fonte de alimentação. Foi proposta neste trabalho, seção 2.3.2, a injeção de um pulso de tensão entre o ponto central da máquina conectada em Y e o ponto neutro da fonte de alimentação. Esta proposta é avaliada na seção atual, com base em simulações feitas em dois cenários: o primeiro sem harmônicos na fonte de alimentação e o segundo com harmônicos típicos presentes.

#### **4.3.1 Considerando Apenas o Pulso de Sequência Zero**

Nesta simulação, um circuito externo é conectado entre o ponto central da máquina conectada em Y e o ponto neutro da fonte de alimentação conforme mostrado na Figura 11. A bateria conectada à chave tem uma tensão igual a 12 V e o pulso de sequência zero injetado em 1 s de simulação, possui largura igual a  $0,5 \times 10^{-3}$  % do período. Como esperado, pode-se observar na Figura 31 que o pulso de sequência zero também não causou oscilações de conjugado eletromagnético e velocidade, devido ao fato de ser um componente de sequência zero. Nesse cenário ideal,  $R_s$  é estimado com precisão de 100%.

Figura 31 – (a) Sequência zero da tensão de estator, (b) Sequência zero da corrente de estator, (c) Conjugado eletromagnético, (d) Velocidade angular de rotor. - Injetando pulso de sequência zero



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

#### 4.3.2 Considerando Componentes Harmônicas Somadas ao Pulso de Sequência Zero

Nesta simulação, as componentes harmônicas descritas na Tabela 2 foram consideradas sobrepostas a uma bateria de 12 V em série conectada a uma chave liga/desliga. O valor estimado da resistência foi de  $0,28803 \Omega$  com um erro de 0,011%. À medida que a tensão da bateria aumenta, o erro na resistência estimada  $R_s$  diminui, conforme pode-se observar na Tabela 5, onde se encontram os valores obtidos para diferentes tensões. Valores de tensões mais altos foram simulados apenas para avaliação teórica, na prática seria conveniente trabalhar com tensões mais baixas para evitar que a isolação da máquina seja estressada.

Tabela 5 – Tensão da bateria x Erro de  $R_s$ 

Tensão da Bateria (V)	Erro de $R_s$ (%)
12	0,01095
24	0,01092
48	0,00919
96	0,00704
192	0,00433
384	0,002195

Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Nenhum resultado experimental foi obtido para este método, mas os resultados da simulação sugerem que esta configuração é mais precisa do que a anterior, baseado apenas nas componentes de sequência zero existentes. Isso porque a tensão de sequência zero é a soma da tensão da bateria com as tensões de sequência presentes nas fases, sendo assim, consegue-se resultados melhores com esse método se a tensão da bateria for muito maior que a de sequência zero presentes nas fases.

#### 4.4 Resultados Experimentais

Devido à indisponibilidade de alguns componentes elétricos e eletrônicos na época em que este trabalho foi realizado, foram utilizados apenas resultados experimentais correspondentes aos harmônicos existentes no sistema de distribuição elétrica para estimar  $R_s$ . Os dados de placa e parâmetros da máquina utilizada são aqueles apresentados na Tabela 2.

A máquina foi conectada em Y e alimentada com uma tensão  $\sqrt{3}$  vezes menor que a tensão nominal, correspondendo a uma tensão de linha de 220 V. Para fazer a ligação entre o ponto central da máquina e o neutro da rede elétrica foi utilizado um cabo com área de seção transversal de 4 mm<sup>2</sup> e 4 m de comprimento. A resistência total do cabo é de 18,4 m $\Omega$ , que somada a  $R_s$  resultou em uma resistência total de 306,4 m $\Omega$ .

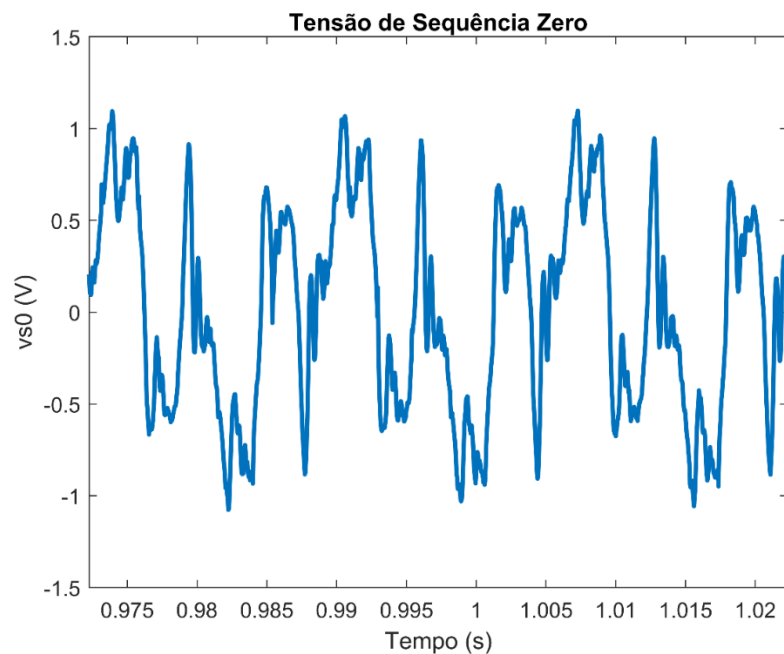
As tensões fase neutro foram medidas usando transdutores de efeito Hall com classe de exatidão próxima a 1%, o que leva a uma incerteza próxima a 3,5 V nas tensões medidas. Os sensores de corrente utilizados possuem uma classe de exatidão próxima a 2%, o que leva a

uma incerteza próxima a 1 A. Considerando a faixa de excursão das variáveis de sequência zero, esses valores de incerteza correspondem, respectivamente, a 350% da tensão de sequência zero do valor medido e a 100% do valor da corrente de sequência zero, respectivamente.

Foi utilizada uma taxa de amostragem de 25 kS/s. As amostras das tensões e correntes do estator da máquina foram coletadas a tensão e corrente de sequência zero foram calculadas e, em seguida plotadas nas Figuras 32 e 33, respectivamente. O espectro de frequência da tensão de sequência zero no dia em que o experimento foi realizado é mostrado na Figura 34. A partir dessas amostras coletadas,  $R_s$  foi estimado, obtendo-se um valor de  $0,9004 \Omega$ , com erro igual a 193,81%.

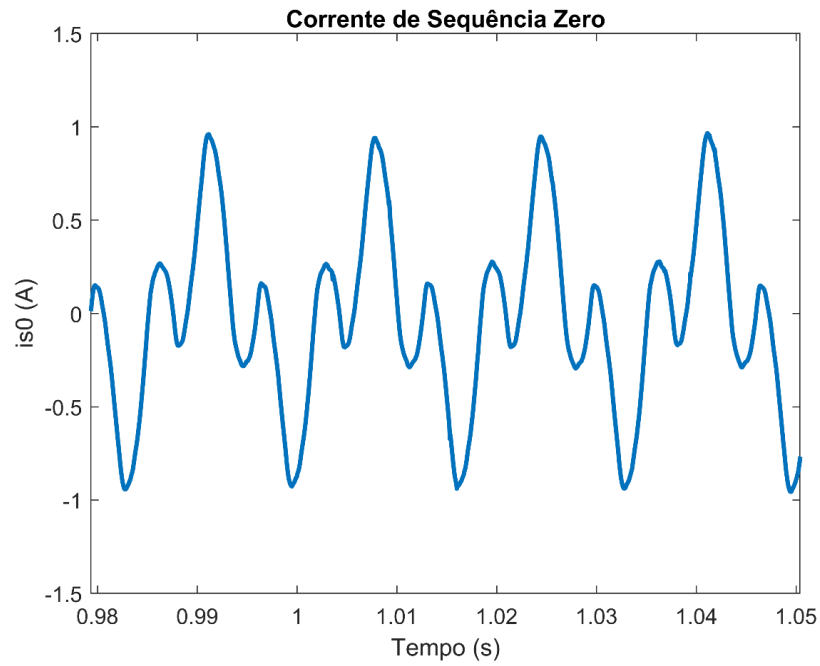
Apesar de muito alto, este erro está em linha com o previsto nas simulações apresentadas na seção anterior e foi calculado apenas para ilustrar o efeito da inexatidão dos sensores na extração dos componentes de sequência zero. Este é o ponto fraco deste método e justifica o investimento em métodos como o proposto na seção 2.3.2.

Figura 32 - Tensão de Sequência Zero



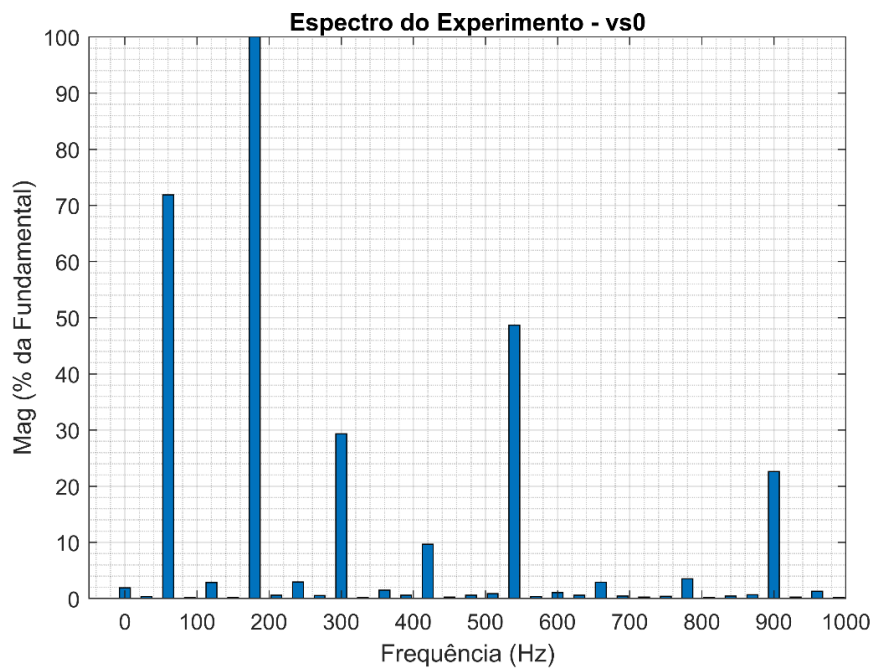
Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Figura 33 - Corrente de Sequência Zero



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

Figura 34 - Espectro das tensões sintetizadas no modelo experimental



Fonte: Elaborado pela autora, 2023.

## 4.5 Conclusões do Capítulo

Simulações e experimentos realizados em bancada de laboratório confirmaram a previsão feita em (Lee et al., 2003), de que a principal dificuldade técnica do método é a extração de componentes de sequência zero de sensores comumente usados para medir as tensões fase-neutro da máquina. Este problema pode ser resolvido ou, pelo menos, mitigado, usando sensor de tensão com limite de erro menor e medindo o componente de corrente de sequência zero diretamente da corrente de neutro.

Como alternativa, foi proposta a inserção de um circuito externo simples entre o ponto central da máquina conectada em Y e o ponto neutro da fonte de alimentação. Este circuito injeta um pulso de tensão bastante robusto à presença de outros componentes de sequência zero e é mais fácil de se medir porque permite o uso de sensores com uma faixa de medição menor e mais próxima da excursão de tensão de sequência zero. Os resultados de simulação obtidos com esta técnica foram bastante promissores, apresentando um erro da ordem de 0,11%.



## 5 CONCLUSÕES

Este capítulo sintetiza e apresenta as conclusões de ordem geral desta dissertação de mestrado e apresenta sugestões para trabalhos futuros.

### 5.1 Conclusões do Trabalho

Percebe-se a relevância em propor métodos capazes de estimar a resistência de estator de forma pouco invasiva, uma vez que esse parâmetro é fundamental para estimar o conjugado eletromagnético e o rendimento da máquina, o que pode evitar desperdício de energia elétrica. Nesse contexto, este trabalho propôs quatro formas de estimar a resistência de estator em máquinas de indução com configurações diferentes.

A primeira máquina se trata de um motor de indução com os terminais centrais abertos, cuja proposta se deu através da injeção do terceiro harmônico e de um pulso de sequência zero. Para essa máquina, as simulações apontaram para uma precisão da resistência de estator muito semelhante, no entanto, como o pulso de sequência zero possui uma duração menor do que a injeção com o terceiro harmônico, este demonstra ser mais promissor pelo fato de perturbar a máquina por um período de tempo menor e pela menor dificuldade de extração da tensão de sequência zero, visto que a manutenção da componente de sequência zero por muito tempo resulta em aquecimento da máquina.

A segunda configuração se trata de um motor de indução ligado diretamente à rede elétrica. Nessa configuração, o neutro da máquina é temporariamente conectado ao neutro da rede para que a componente de sequência zero tenha um caminho para circular. Nesse caso, a primeira proposta foi utilizar a sequência zero proveniente da própria rede elétrica, cuja estimativa via simulação e experimentos apresentou um erro muito alto de 193,81%. Esse erro é devido a imprecisão dos sensores na extração das componentes de sequência zero. A outra proposta consiste em injetar um pulso de tensão de sequência zero entre o ponto central da máquina conectada em Y e o ponto neutro da fonte de alimentação. Não foram apresentados resultados experimentais para este método, mas os resultados de simulação sugerem que esta configuração é mais precisa do que a anterior, baseado apenas nas componentes de sequência



zero existentes. Foi constatado que a exatidão do sensor é determinante para o sucesso do método. Valores mais precisos de  $R_s$  podem ser obtidos se a componente de corrente de sequência zero for obtida a partir da medição direta da corrente de neutro, além de usar um sensor de tensão com limite de erro menor. A medição direta da corrente de sequência zero permite o uso de um sensor de fundo de escala mais apropriado e é uma alternativa de fácil implementação. No entanto, a utilização de sensores de tensão com classe de exatidão menor pode aumentar significativamente o custo do setup utilizado.

## 5.2 Trabalhos Futuros

Alguns tópicos futuros interessantes do ponto de vista do autor derivados deste estudo de dissertação de mestrado são anotados da seguinte forma:

- Validação experimental dos modelos simulados proposto para a máquina com os terminais centrais abertos;
- Validação experimental do modelo simulado com injeção de pulso de tensão de sequência zero para a máquina ligada diretamente à rede com o neutro conectado;
- Fazer medições em horários e momentos diferentes da rede para verificar a representatividade dos harmônicos ao longo do dia;
- Propor e testar outras alternativas de medição.

## REFERÊNCIAS

- Barbosa, U. *Análise e Desenvolvimento de Estratégias de Modulação por Largura de Pulso (PWM) para Acionamento de Máquinas de Indução com Terminal Central Aberto*. – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, 2018. 39
- Cremente, D. et al. Stator and Rotor Temperatures Estimation in ThreePhase Open-ended Winding Induction Motor Drives. *IEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2022. 25
- Haque, R. et al. PWM Control of a Dual Inverter Drive Using an Open-Ended Winding Induction Motor. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013. 35
- IEA. *Energy Efficiency*. 2020. Disponível em: <[https://iea.blob.core.windows.net/assets/59268647-0b70-4e7b-9f78-269e5ee93f26/Energy\\_Efficiency\\_2020.pdf](https://iea.blob.core.windows.net/assets/59268647-0b70-4e7b-9f78-269e5ee93f26/Energy_Efficiency_2020.pdf)>. 23
- IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEE Std 519-2022. 40
- IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. IEE Std 112-2017. 23, 25
- Jacobina, C. et al. On-Line Estimation of the Stator Resistance of Induction Machines Based on Zero-Sequence Model. *IEEE Transactions on Power Eletronics*, v. 15, n. 2, p. 346-353, 2000. 29, 43
- Kumar, A. DTC of Open-End Winding Induction Motor Drive Using Space Vector Modulation With Reduced Switching Frequency. In: *2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004. 35
- Lee, S. et al. An Online Stator Winding Resistance Estimation Technique for Temperature Monitoring of Line-Connected Induction Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 3, p. 685-694, 2003. 26, 28, 79
- Lu, B. et al. A Nonintrusive and In-Service Motor-Efficiency Estimation Method Using Air-Gap Torque With Considerations of Condition Monitoring. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 6, p. 1666-1674, 2008. 23, 24
- Marino, R. et al. Tracking Control for Sensorless Induction Motors With Uncertain Load Torque and Resistances. In: *2010 International Federation of Automatic Control (IFAC)*, 2010. p. 771-776. 26
- Novotny, D. et al. Vector Control and Dynamics of AC Drives. In: *Oxford Science Publications/Department of Electrical and Computer Engeneering University of Wisconsin-Madison*. 1996. p. 151-196. 33

Oliveira, P. J. R. *Estimação de Parâmetros do Motor de Indução Utilizando um Modelo Contínuo no Tempo*. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Minas Gerais, 1998. [43](#)

Paice, D. Motor Thermal Protection by Continuous Monitoring of Winding Resistance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, v. IECI-27, n. 3, p. 137-141, 1980. [26](#)

Phillips, C. et al. *Digital Control System Analysis and Design*. New Jersey, 1995. (3rd ed.). [43](#)

Silva, M. D. et al. Evaluation of the Effect of the Zero and Negative Sequence Components on the Current and Temperature of a Three Phase Induction Motor. In: *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*. 2016. p. 937-942. [36](#)

Stemmler, H. et al. Configurations of High-Power Voltage Source Inverter Drives. *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications*, v. 5, p. 7-14, 1993. [34](#)

Stopa, M. et al. A Simple Torque Estimator for In-Service Efficiency Determination of Induction Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 5, p. 4967-4976, 2018. [24](#)

Takahashi, I. High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 25, n. 2, p. 257-264, 1989. [34](#)

Yepes, A. et al. DC-Signal Injection for Stator-Resistance Estimation in Symmetrical Six-Phase Induction Motors Under Open-Phase Fault. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 70, n. 6, p. 5444-5453, 2023. [28](#)

Yoo, J. et al. Stator Resistance Estimation Using DC Injection With Reduced Torque Ripple in Induction Motor Sensorless Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 56, n. 4, p. 3744-3754, 2020. [25](#)

Yuan, X. et al. Improved Finite-State Model Predictive Current Control With Zero-Sequence Current Suppression for OEW-SPMSM Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 5, p. 4996-5006, 2020. [36](#)

Yun, J. et al. Influence of Aluminium Die-Cast Rotor Porosity on the Efficiency of Induction Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 54, n. 11, 2018. [24](#)