

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”  
FACULDADE DE ENGENHARIA  
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

**Gabriel Cardoso Bertolucci**

**Modelagem e Simulação de Controle Escalar de Velocidade de um Motor de  
Indução Trifásico**

Ilha Solteira  
2022

**Gabriel Cardoso Bertolucci**

**Modelagem e Simulação de Controle Escalar de Velocidade de um  
Motor de Indução Trifásico**

Trabalho de Graduação apresentado à  
Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira –  
UNESP como parte dos requisitos para  
obtenção do título de graduação em  
engenharia elétrica.

Nome do orientador  
**Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo**

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

Bertolucci, Gabriel Cardoso.  
B546m Modelagem e simulação de controle escalar de velocidade de um motor de indução trifásico / Gabriel Cardoso Bertolucci. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2022  
80 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) -  
Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2022

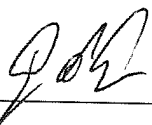
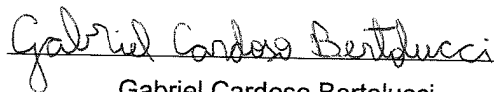
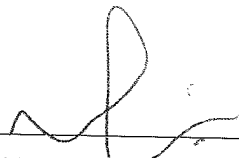

Orientador: Guilherme de Azevedo e Melo  
Inclui bibliografia

1. Motor de indução trifásico. 2. Conversor de frequência. 3. Controle escalar. 4. Modulação por largura de pulso (PWM).

  
Raiane da Silva Santos

## ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Aos onze dias do mês de Julho do ano de dois mil e vinte e dois, o discente *Gabriel Cardoso Bertolucci*, matriculado sob o nº 16205464, tendo como banca examinadora o seu orientador, o *Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo*, *Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas* e o *Dr. Rodrigo A. Nunes de Oliveira*, apresentou o Trabalho de Graduação intitulado "**Modelagem e Simulação de Controle Escalar de Velocidade de um Motor de Indução Trifásico**" obtendo a nota 9,0 (nove) e conceito aprovado.

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Guilherme de Azevedo Melo  
- orientador -  
\_\_\_\_\_  
Gabriel Cardoso Bertolucci  
- discente -  
\_\_\_\_\_  
Dr. Rodrigo A. Nunes de Oliveira  
- Membro da Banca -  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas  
- Membro da Banca -

## **AGRADECIMENTOS**

Gostaria de agradecer primeiramente aos meus pais, que me deram todo o apoio que um filho pode pedir e me ajudaram a encontrar forças quando me faltavam.

Gostaria de agradecer também meus colegas da república e demais amigos que fiz na faculdade, que me faziam ir às aulas com um sorriso no rosto todos os dias.

Agradeço a todos os grandes professores e servidores técnico-administrativos que me acompanharam nessa jornada, com menção ao Prof. Jean Marcos de Souza Ribeiro, que apesar de não poder ter comparecido na apresentação do presente trabalho, se prontificou em contribuir com seus comentários para a melhoria do mesmo.

Por fim, agradeço à UNESP, que me proporcionou momentos inesquecíveis e um enorme crescimento pessoal. Levo comigo o orgulho de ter feito parte dessa história.

## RESUMO

No presente trabalho, foi elaborada uma revisão bibliográfica acerca do modelo dinâmico do circuito elétrico do motor de indução trifásico, sobre conversores de frequência e algumas técnicas de controle de velocidade utilizando modulação por largura de pulso. Mais especificamente foi empregado o método de controle escalar e as técnicas de modulação PWM senoidal, incluindo a de injeção da terceira harmônica, do inglês *Third Harmonic Injection* PWM (THIPWM). O modelo da máquina foi simulado no *software* MATLAB Simulink, utilizando-se parâmetros coletados em catálogo de um motor real; foi possível comparar resultados de ensaio fornecidos pelo fabricante. Na sequência os modelos estudados, da máquina e do conversor com malha de controle escalar, foram também reproduzidos no *software* MATLAB Simulink, onde foram realizadas simulações para verificar as respostas do controle exercido sobre o motor. Por fim, o desempenho do conjunto motor alimentado por conversor foi analisado e comparado entre as duas técnicas de modulação PWM estudadas.

**Palavras-chave:** Motor de indução trifásico. Conversor de frequência. Controle escalar. Modulação por largura de pulso (PWM).

## **ABSTRACT**

In the work, a literature review was done about the dynamic model of the three-phase induction motor electric circuit, including basic inverters and some pulse width modulation techniques for speed control. More specifically on the scalar control method and the techniques of sinusoidal PWM and Third Harmonic Injection PWM (THIPWM). The machine model was simulated in MATLAB Simulink software where the motor parameters were collected from a real machine datasheet, providing comparative performance from the manufacturer graphical tests. Next, the studied models, of the machine and the converter with scalar control loop, were also reproduced in the MATLAB Simulink software, where simulations were performed to verify the responses of the control exerted on the motor. Finally, the performance of the motor driven by the inverter was analyzed and compared between the two different studied PWM modulation techniques.

**Keywords:** Three-phase induction motor. Frequency converter. Scalar control. Pulse width modulation (PWM).

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Aspecto Construtivo do MIT .....	15
Figura 2 - Rotor gaiola de esquilo.....	16
Figura 3 - Representação da máquina simétrica trifásica.....	17
Figura 4 - Soma dos Campos Magnéticos do Circuito Trifásico.....	18
Figura 5 - Conjugado .....	19
Figura 6 - Circuito equivalente por fase de um motor de indução em regime permanente....	21
Figura 7 - Transformada de Clarke.....	22
Figura 8 - Transformada de Park.....	24
Figura 9 - Modelo qd de uma máquina de indução na referência de rotação síncrona (a) eixo-d (b) eixo-q.....	28
Figura 10 - Conversor de frequência WEG CFW11 .....	30
Figura 11 - Diagrama de blocos do funcionamento do conversor.....	31
Figura 12 - Estrutura básica de um conversor de frequência .....	32
Figura 13 - Geração de sinal PWM senoidal pela comparação de ondas .....	33
Figura 14 - Princípio da PWM Senoidal.....	33
Figura 15 - Tensão e corrente nos terminais do motor quando alimentado com tensão PWM .....	34
Figura 16 - Operação em sobre-modulação .....	35
Figura 17 - Sinal modulante THIPWM .....	36
Figura 18 - Modelo equivalente simplificado do MIT em regime permanente .....	38
Figura 19 - Perfil de tensão no estator versus frequência em modo de controle escalar.....	39
Figura 20 - Controle escalar em malha aberta de um conversor de frequência .....	40
Figura 21 - Controle escalar em malha fechada com regulação de escorregamento .....	41
Figura 22 - Transformação de Clarke: tensão .....	44
Figura 23 - Transformação de Park: tensão .....	44
Figura 24 - Bloco Modelo MIT .....	48
Figura 25 - Visão geral bloco Modelo MIT.....	48
Figura 26 - Bloco <i>Clarke_Transform</i> .....	49
Figura 27 - Bloco <i>Park_Transform</i> .....	49
Figura 28 - Visão geral bloco MIT.....	50
Figura 29 - Visão geral bloco <i>Park_Inverse</i> .....	51
Figura 30 - Visão geral bloco <i>Clarke_Inverse</i> .....	51
Figura 31 - Visão geral simulação modelo MIT com alimentação trifásica senoidal .....	53
Figura 32 - Sinais captados de tensões (a), correntes (b), torques (c) e velocidade angular do rotor (d) com parâmetros nominais .....	54
Figura 33 - Sinais captados de correntes de linha (a) e torques (b) com rotor bloqueado.....	56
Figura 34 - Modelo de conversor de frequência.....	57
Figura 35 - Visão geral malha de controle escalar e geração de sinais PWM .....	58
Figura 36 - Bloco <i>Scalar Control</i> .....	59
Figura 37 - Bloco PWM .....	60
Figura 38 - Onda portadora .....	60



Figura 39 - Geração dos sinais PWM S1 e S4 para $m=1$ .....	61
Figura 40 - Medição da tensão de saída $V_a$ e tensão de linha $V_{ab}$ do conversor .....	62
Figura 41 - Formas de onda $V_a$ e $V_{ab}$ (a) e valor RMS (b) para $m=1$ .....	62
Figura 42 - Modelo MIT alimentado por conversor .....	63
Figura 43 - Simulação modelo MIT alimentado por conversor - Formas de onda: velocidades (a), torques (b) e correntes (c) .....	64
Figura 44 - Correntes .....	65
Figura 45 - Circuito para estudo das técnicas de modulação .....	66
Figura 46 - Visão geral bloco THIPWM .....	67
Figura 47 - Onda modulante $V_{ma}'$ e onda portadora: PWM senoidal $m=1$ (a), PWM senoidal $m=1,15$ (b) e THIPWM (c) .....	68
Figura 48 – Tensões de linha e de fase: PWM senoidal $m=1$ (a), PWM senoidal $m=1,15$ (b) e THIPWM (c) .....	69
Figura 49 - Correntes $I_a$ , $I_b$ e $I_c$ : PWM senoidal $m=1$ (a), PWM senoidal $m=1,15$ (b) e THIPWM (c) .....	71
Figura 50 – Análise FFT de $I_a$ : PWM senoidal $m=1$ (a), PWM senoidal $m=1,15$ (b) e THIPWM (c) .....	72
Figura 51 – Torque eletromagnético: PWM senoidal $m=1$ (a), PWM senoidal $m=1,15$ (b) e THIPWM (c) .....	74

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros nominais motor WEG .....	52
Tabela 2 - Parâmetros com rotor bloqueado motor WEG .....	52
Tabela 3 - Ganhos do controlador PI .....	58
Tabela 4 - Comparação entre performance das técnicas de modulação.....	75

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DC	<i>Direct Current</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
MIT	Motor de Indução Trifásico
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
THIPWM	<i>Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation</i>
UNESP	Universidade Estadual Paulista
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>

## SUMÁRIO

<b>AGRADECIMENTOS</b>	5
<b>ABSTRACT</b>	7
<b>LISTA DE FIGURAS</b>	8
<b>LISTA DE TABELAS</b>	10
<b>LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS</b>	11
<b>SUMÁRIO</b>	12
<b>1 INTRODUÇÃO</b>	13
<b>2 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO</b>	15
2.1 Princípio de Funcionamento	16
2.2 Conjugado	19
2.3 Potência	19
2.4 Circuito Equivalente em Regime Permanente	21
2.5 Transformadas de Clarke e de Park	22
2.6 Modelo Dinâmico da Máquina Assíncrona	26
<b>3 CONVERSOR DE FREQUÊNCIA</b>	30
3.1 Estrutura	31
3.2 Modulação por Largura de Pulso Senoidal	32
3.3 THIPWM	35
<b>4 CONTROLE ESCALAR</b>	38
4.1 Controle Escalar em Malha Aberta	40
4.2 Controle Escalar com Regulagem de Escorregamento	41
<b>5 METODOLOGIA</b>	42
5.1 Desenvolvimento Matemático do Motor de Indução Trifásico	42
5.2 Transformação das Tensões de Alimentação do Modelo	43
5.2.1 Aplicando as Transformadas de Clarke e de Park	43
5.3 Transformações das Correntes	45
<b>6 MODELAGEM E SIMULAÇÕES</b>	47
6.1 Modelagem MIT	47
6.2 Simulação MIT com Alimentação Trifásica Senoidal	51
6.3 Modelagem Conversor de Frequência	56
6.4 Simulação MIT Alimentado por Conversor de Frequência	63
6.5 Comparação Entre PWM Senoidal e THIPWM	65
<b>7 CONCLUSÕES</b>	76
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	78

## 1 INTRODUÇÃO

O crescente uso de motores de corrente alternada (CA), em relação aos motores de corrente contínua (CC) ocorre devido a algumas vantagens que o primeiro apresenta em relação ao último, como maior rendimento, menor consumo de energia, tamanho reduzido com a mesma potência, menores custos em aquisição e manutenção (FRANCHI, 2009), dentre outros. Em meio aos motores CA, o mais utilizado é o motor de indução trifásico (MIT).

Motores de indução trifásicos de baixa tensão são amplamente utilizados em indústrias e nos mais diversos segmentos. Para a partida destas máquinas existem diversas técnicas tradicionais, das quais pode-se citar: partida direta, partida estrela-triângulo e partida com chave compensadora.

Porém, diversas aplicações da indústria atual demandam acionamentos mais sofisticados, com rampas de aceleração e desaceleração, velocidade variada, inversão de velocidade, controle de torque, comunicação, integração e proteção. Neste contexto surgem os drives.

Drive é todo tipo de acionamento eletrônico utilizado para controlar um dispositivo, como motores de indução trifásico. Dentre os drives, aquele que reúne em si todas as características citadas acima, é o conversor de frequência.

Um conversor de frequência é um dispositivo desenvolvido principalmente para variar a velocidade de rotação de motores elétricos. Para exercer tal função, foram desenvolvidas diferentes técnicas ao longo dos anos, as quais estão sendo otimizadas a cada dia. Os dois principais métodos de controle são o controle escalar e o controle vetorial. Todas as estratégias partem do mesmo princípio, que é variar a frequência e a amplitude da tensão de alimentação do motor.

O que possibilita a variação da frequência e da amplitude da tensão, em conversores, é uma tecnologia chamada modulação por largura de pulso, do inglês *Pulse Width Modulation* (PWM). Existem diversas técnicas de modulação PWM, as quais também estão sendo estudadas e aprimoradas constantemente. Dentre elas pode-se citar: PWM senoidal, *Third Harmonic Injection* PWM e *Space Vector* PWM.

Além disso, outro benefício valioso que este drive proporciona é a economia de energia. Estima-se que sistemas movidos a motores elétricos são responsáveis

por mais de 40% do consumo global de energia (WAIDE, 2011). Portanto, a busca por sistemas de acionamento eficientes tornou-se uma tendência global.

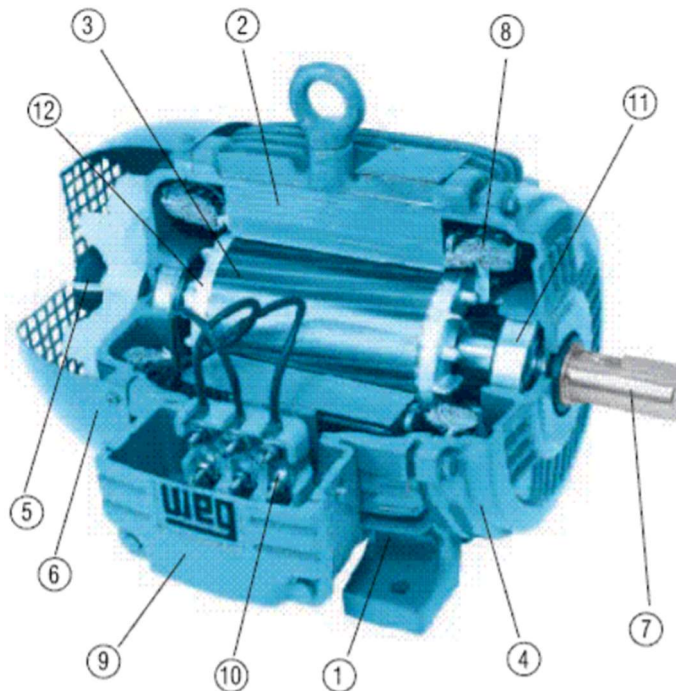
Sendo assim, com o propósito de aprendizagem, a proposta deste trabalho recai sobre a modelagem de uma máquina de indução trifásica sensível a respostas transitórias e de um conversor de frequência, assim como a simulação dos dois modelos acoplados e operando sob o comando de um controle para máquina de corrente alternada, além de se estudar e comparar os efeitos das técnicas de modulação PWM senoidal e THIPWM.

## 2 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Motores de corrente alternada são conversores eletromagnéticos de energia que convertem energia elétrica em energia mecânica, operando como motor (FRANCHI, 2009).

A composição dos MITs é dada por duas partes principais: o rotor e o estator. A estrutura do MIT está representada na Figura 1.

Figura 1 - Aspecto Construtivo do MIT



Fonte: Adaptado de Franchi (2009)

O estator, como o próprio nome sugere, compreende a estrutura estática da máquina e confere proteção à mesma. É onde é produzido o fluxo magnético. Dentre as partes do estator, destacadas na Figura 1, tem-se:

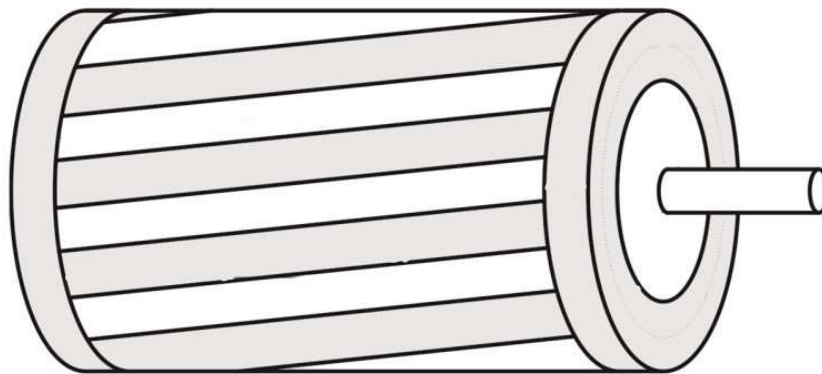
- 1) carcaça;
- 2) núcleo de chapas;
- 4) tampa do motor;
- 6) tampa defletora;
- 8) enrolamento trifásico, composto por três conjuntos iguais de bobinas, uma para cada fase, formando um sistema trifásico, por onde ocorre a energização da máquina;
- 9) caixa de ligação;
- 10) terminais.

O rotor trata-se da estrutura que gira em torno de seu próprio eixo, produzindo movimento de rotação. No rotor é produzida a corrente que interage com o fluxo. Dentre as partes do rotor, destacadas na Figura 1, tem-se:

- 3) núcleo de chapas;
- 5) ventilador;
- 7) eixo, transmite a energia mecânica desenvolvida pelo motor;
- 11) rolamentos;
- 12) barras e anéis de curto-circuito.

O motor modelado no presente trabalho trata-se de um motor assíncrono com rotor em gaiola de esquilo. Nesta configuração, o rotor possui condutores em barras curto-circuitadas em cada terminal por anéis terminais contínuos, como é o caso do motor apresentado na Figura 2.

Figura 2 - Rotor gaiola de esquilo



Fonte: Adaptado de Maran (2015)

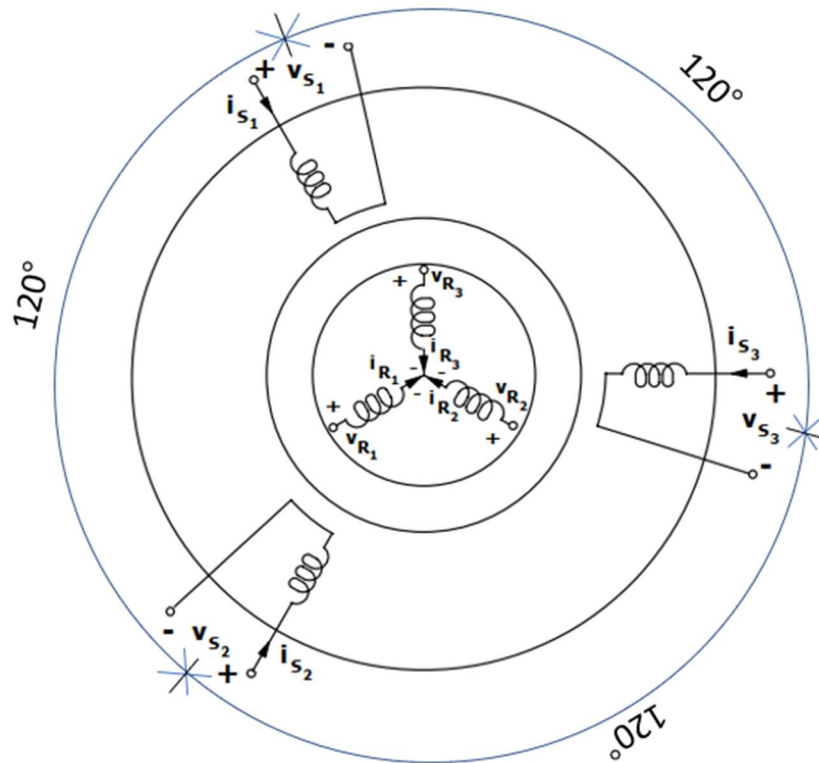
## 2.1 Princípio de Funcionamento

A Lei Indução de Faraday estabelece que, quando uma corrente elétrica circula em uma bobina, um campo magnético é gerado, proporcional à corrente. Se a corrente é alternada, o campo gerado também será.

Se houver uma segunda bobina próxima o suficiente da bobina indutora, surgirá uma tensão induzida na segunda bobina (FRANCHI, 2009). O princípio de funcionamento do MIT se baseia neste princípio. A Figura 3 representa as bobinas da máquina simétrica trifásica, onde as bobinas externas são do estator e as bobinas internas são as do rotor.



Figura 3 - Representação da máquina simétrica trifásica



Fonte: Adaptado de Barbi (2015)

Se os enrolamentos do estator, defasados de 120° entre si, forem alimentados por um sistema trifásico de correntes alternadas  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$ , serão gerados três campos magnéticos pulsantes  $h_1$ ,  $h_2$  e  $h_3$ , defasados de 120° entre si (FRANCHI, 2009).

Correntes defasadas de 120° são dadas por (1) a (3):

$$i_1(t) = I \cdot \cos(\omega_e \cdot t), \quad (1)$$

$$i_2(t) = I \cdot \cos(\omega_e \cdot t - 120^\circ), \quad (2)$$

$$i_3(t) = I \cdot \cos(\omega_e \cdot t + 120^\circ). \quad (3)$$

Os respectivos campos magnéticos gerados são dados por (4) a (6):

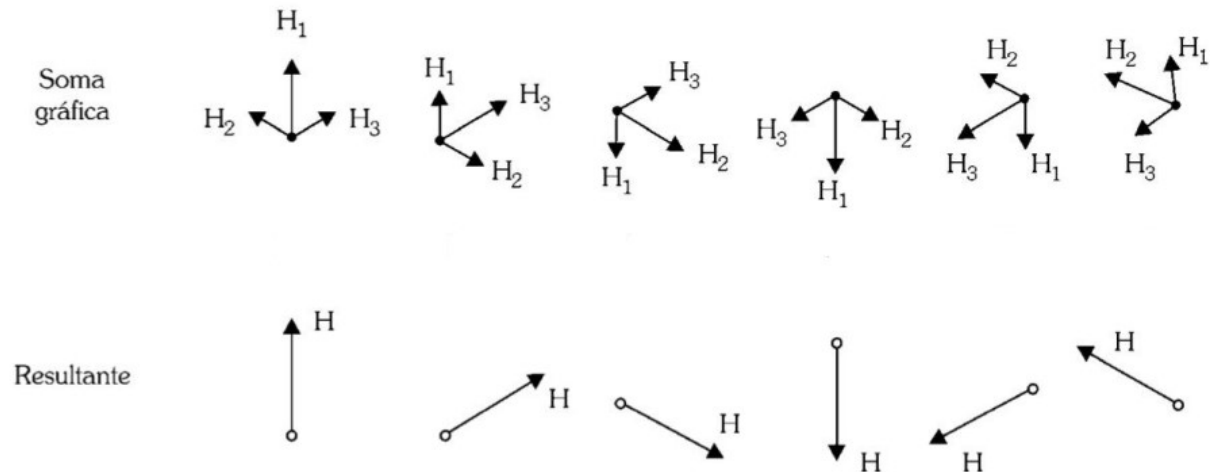
$$h_1(t) = H \cdot \cos(\omega_e \cdot t), \quad (4)$$

$$h_2(t) = H \cdot \cos(\omega_e \cdot t - 120^\circ), \quad (5)$$

$$h_3(t) = H \cdot \cos(\omega_e \cdot t + 120^\circ). \quad (6)$$

O vetor resultante da soma dos três campos, é o campo magnético resultante (H), que resulta em um campo girante, como ilustrado na Figura 4.

Figura 4 - Soma dos Campos Magnéticos do Circuito Trifásico



Fonte: Adaptado de Franchi (2009)

O campo resultante desloca-se no espaço do entreferro com velocidade angular  $\omega_s$  (GUEDES, 1994), dada por (7).

$$\omega_s = 2\pi f, \quad (7)$$

sendo:

- $\omega_s$  a velocidade de rotação do campo girante, também chamada de velocidade síncrona, em rad/s;
- $f$  a frequência, em Hz, das correntes alternadas que o cria.

Para se obter a velocidade síncrona em rpm, faz-se uso de (8).

$$n_s = \left(\frac{60}{2\pi}\right) \cdot \omega_s, \quad (8)$$

sendo  $n_s$  a velocidade síncrona em rpm.

Para uma máquina de “ $p$ ” pólos, a velocidade síncrona é dada por (9) (CAMARGO, 2006).

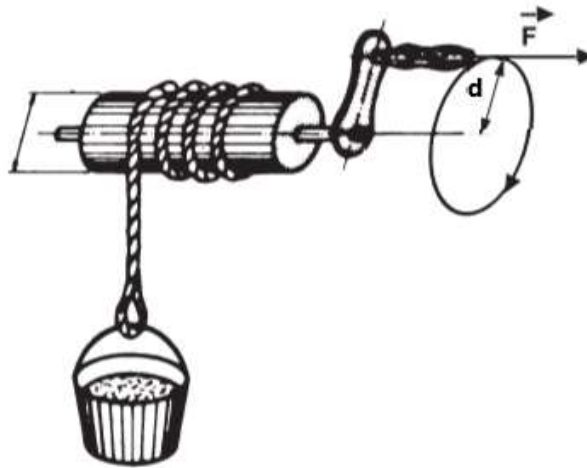
$$n_s = \frac{120f}{p}, \quad (9)$$

O campo girante induz tensão e corrente nas bobinas do rotor, que por sua vez geram um campo magnético, também girante, que tende a acompanhar a rotação do campo do estator. A interação entre os dois campos magnéticos, gera torque. Como o eixo do rotor é móvel, o torque faz com que o rotor gire.

## 2.2 Conjugado

O conjugado, também chamado de torque, ou momento, é a medida de esforço efetuada para fazer girar um eixo. É dado pelo produto da força exercida e a distância até o centro do eixo, como ilustrado na Figura 5.

Figura 5 - Conjugado



Fonte: Adaptado de WEG (2021)

O conjugado pode ser calculado de acordo com (10) a seguir (WEG, 2021).

$$C = F \cdot d, \quad (10)$$

sendo:

- C o conjugado ou torque, em N.m;
- d o diâmetro do eixo em m;
- F a força em N.

## 2.3 Potência

A potência indica a taxa de transmissão ou consumo de energia ou trabalho no tempo (WEG, 2021). A definição da potência mecânica é dada por (11).

$$P = \frac{\text{Trabalho}}{\text{Tempo}} = \frac{F \cdot d}{t}, \quad (11)$$

sendo:

- P a potência em W;
- t o tempo em s.

Devido às unidades envolvidas, a potência mecânica pode ainda ser escrita em termos de torque e velocidade, como indicado em (12).

$$P_m = T \cdot \omega, \quad (12)$$

sendo:

- T o torque em N.m;
- $\omega$  a velocidade angular em rad/s.

Portanto, a potência mecânica desenvolvida no eixo do rotor é dada por (13).

$$P_m = T \cdot \omega_r, \quad (13)$$

sendo  $\omega_r$  a velocidade angular do rotor.

Nas máquinas assíncronas, a velocidade de rotação do rotor é sempre menor que a velocidade de rotação do campo do estator. A velocidade relativa do rotor em relação ao campo magnético girante é chamada de “escorregamento” (s) (CAMARGO, 2006). A definição do escorregamento é dada por (14).

$$s = \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_s}. \quad (14)$$

Rearranjando (14), chega-se em (15).

$$\omega_r = \omega_s(1 - s). \quad (15)$$

Considerando as velocidades em rpm, tem-se (16).

$$n_r = n_s(1 - s). \quad (16)$$

Substituindo-se (9) em (16), tem-se a equação da velocidade de rotação da máquina, representada em (17).

$$n_r = \frac{120f(1 - s)}{p}. \quad (17)$$

Para desenvolver tal potência mecânica, é necessário que uma potência elétrica seja fornecida à máquina. Em um sistema trifásico e equilibrado de corrente alternada a potência elétrica ativa é dada por (18) (GUEDES, 1994).

$$P_e = \sqrt{3} \cdot U_c \cdot I \cdot \cos \varphi, \quad (18)$$

sendo:

- $U_c$  o valor eficaz da tensão de linha, em V;
- $I$  o valor da corrente eficaz na linha, em A;
- $\varphi$  a defasagem angular entre as formas de onda de tensão e corrente.

A relação entre potência mecânica disponível na ponta do eixo da máquina, e a potência elétrica absorvida para gerá-la, é dada pelo rendimento da máquina (WEG, 2015). A definição do rendimento é dada por (19).

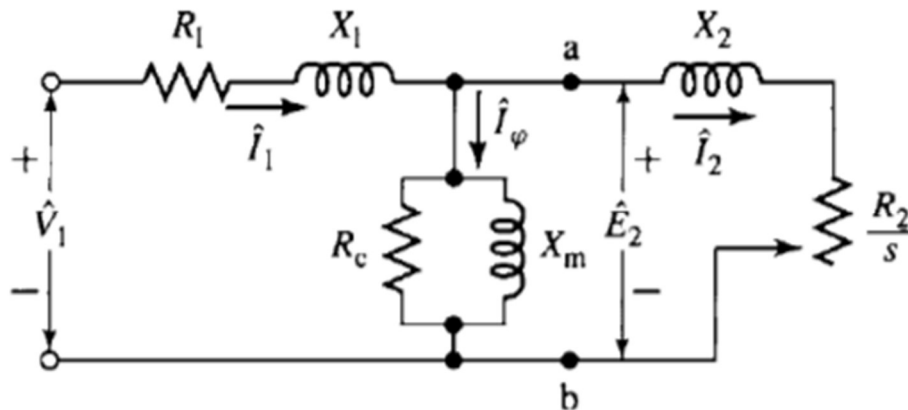
$$\eta = \frac{P_m}{P_e}. \quad (19)$$

## 2.4 Circuito Equivalente em Regime Permanente

Para melhor entender o funcionamento de um motor de indução, pode-se fazer uma analogia com um transformador, em que o primário do transformador é o estator, e o secundário é o rotor (FRANCHI, 2009).

O circuito equivalente, por fase e em regime permanente, do motor de indução é ilustrado na Figura 6.

Figura 6 - Circuito equivalente por fase de um motor de indução em regime permanente



Fonte: Silva (2016)

Sendo:

- $V_1$  a tensão de fase;
- $R_1$  a resistência estatórica;
- $X_1$  a reatância do estator;
- $R_c$  a resistência que representa as perdas no núcleo;
- $X_m$  a reatância de magnetização;
- $R_2$  a resistência rotórica referida ao estator;

- $X_2$  a reatância do rotórica referida ao estator.

Apesar do modelo apresentado na Figura 6 trazer uma boa aproximação para o funcionamento da máquina em regime, conhecer apenas o comportamento em regime não é suficiente para se estabelecer um controle adequado da máquina. Sendo assim, parte-se para a busca de um modelo capaz de representar o comportamento transitório e variante no tempo da máquina.

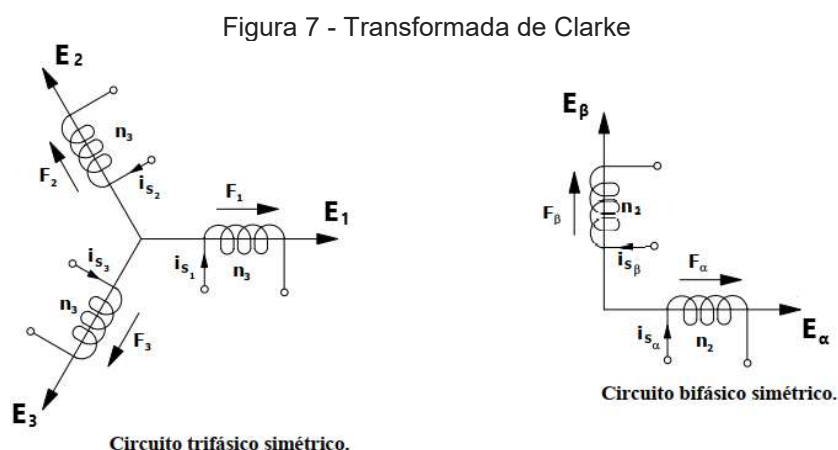
As indutâncias do MIT variam em função da velocidade do rotor, portanto os coeficientes das equações diferenciais de tensão que descrevem o comportamento da máquina são variantes no tempo, o que traz complexidade ao equacionamento.

Contudo, é possível reduzir a complexidade das equações diferenciais fazendo uso das Transformadas de Clarke e de Park.

## 2.5 Transformadas de Clarke e de Park

O primeiro passo para se construir um modelo mais adequado para a análise do MIT, é o estudo das Transformadas de Clarke e de Park.

A Transformada de Clarke, também conhecida como transformada trifásica-bifásica, consiste na transformação da máquina simétrica trifásica numa máquina simétrica bifásica, com mesma potência, torque, velocidade e número de pólos (BARBI, 2015). As fases do circuito bifásico obtido são defasadas de  $90^\circ$  elétricos entre si, como representado na Figura 7.



Fonte: Adaptado de Barbi (2015)

Para se obter os vetores  $E_\alpha$  e  $E_\beta$  a partir de  $E_1$ ,  $E_2$  e  $E_3$ , representados na Figura 7, faz-se uso de (20) (BARBI, 2015).

$$\begin{bmatrix} E_0 \\ E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = [A]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix}. \quad (20)$$

O termo  $E_0$  foi definido para que a expressão possa ser invertida. Para sistemas trifásicos, simétricos e equilibrados, este termo se anula. A matriz  $[A]^{-1}$  define a transformação trifásica-bifásica e é dada por (21).

$$[A]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (21)$$

A constante  $\sqrt{(2/3)}$  aparece em (21) para manter invariante a potência do sistema trifásico com a transformação (BARBI, 2015).

Assim,  $E_\alpha$  e  $E_\beta$  são dadas por (22) e (23), respectivamente.

$$E_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left( E_1 - \frac{1}{2} \cdot E_2 - \frac{1}{2} \cdot E_3 \right), \quad (22)$$

$$E_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot E_2 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot E_3 \right). \quad (23)$$

A inversão, por sua vez, se dá por (24).

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} E_0 \\ E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix}, \quad (24)$$

sendo a matriz  $[A]$  dada por (25).

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (25)$$





$$\theta = \int_0^t \omega. dt + \theta(0). \quad (30)$$

Lembrando que  $\omega$  é uma referência arbitrária.

O novo sistema bifásico pseudo-estacionário pode também ser obtido diretamente do sistema trifásico tradicional. Para tal, salienta-se a inclusão da componente de sequência zero no sistema bifásico, útil na análise de sistemas assimétricos ou desbalanceados. A componente de sequência zero vem de uma condição da inversão da matriz de transformação (MINOTTI, 2008).

Seja um sistema trifásico composto pelas variáveis  $f_a$ ,  $f_b$  e  $f_c$ . Este sistema pode ser representados no eixo  $qd0$  através da transformação indicada em (31) (MINOTTI, 2008).

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = [K_s] \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}, \quad (31)$$

sendo  $[K_s]$  a matriz de transformação denotada pela Equação 32.

$$[K_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (32)$$

De forma simplificada, pode-se denotar a transformação de acordo com (33).

$$f_{qd0} = [K_s] \cdot f_{abc}, \quad (33)$$

sendo:

- $f_{abc} = [f_a \ f_b \ f_c]^T$ ;
- $f_{qd0} = [f_q \ f_d \ f_0]^T$ .

A transformada inversa, por sua vez é dada por (34).

$$f_{abc} = [K_s]^{-1} \cdot f_{qd0}, \quad (34)$$

sendo  $[K_s]^{-1}$  dado por (35).

$$[K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}. \quad (35)$$

O vetor  $f_{abc}$  pode representar qualquer sistema trifásico simétrico, como o sistema de tensões, correntes ou fluxos.

Torna-se particularmente interessante adotar a referência arbitrária  $\omega$  como sendo a própria velocidade síncrona do campo magnético do estator  $\omega_e$  para se reduzir a complexidade dos equacionamentos. Desta forma, as propriedades da máquina que variam em função da velocidade síncrona, podem ser interpretadas como valores constantes.

## 2.6 Modelo Dinâmico da Máquina Assíncrona

Para seguir com o modelo da máquina assíncrona, as seguintes considerações são levadas em conta:

- Simetria elétrica e espacial entre as três fases no estator e no rotor;
- Distribuição senoidal do fluxo magnético no entreferro;
- Circuito magnético linear;
- Perdas magnéticas e mecânicas inexistentes;
- Fluxo de potência elétrica entrando na máquina.

A partir das considerações feitas, é possível expressar as tensões no rotor e estator do MIT em função de outras variáveis da máquina. As equações de tensão no estator e no rotor são dadas por (36) e (37) respectivamente (ALMEIDA, 2010).

$$v_{abcs} = R_s \cdot i_{abcs} + \frac{d\lambda_{abcs}}{dt}, \quad (36)$$

$$v_{abcr} = R_r \cdot i_{abcr} + \frac{d\lambda_{abcr}}{dt}, \quad (37)$$

sendo:

- $v_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$  o vetor de tensões de fase;
- $i_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$  o vetor de correntes de fase;
- $\lambda_{abc} = [\lambda_a \ \lambda_b \ \lambda_c]^T$  o vetor de fluxos magnéticos em cada fase;
- R uma matriz diagonal 3x3 com as resistências do circuito (rotor ou estator);
- O sub-índice s indica que a variável é referente ao estator e o sub-índice r refere-se ao rotor.

Para facilitar os cálculos, pode-se referenciar as equações do rotor ao circuito do estator, por meio da relação entre espiras, de acordo com (38) – (40) (MINOTTI 2008). A tensão no rotor, referenciada ao estator, é dada por (41).

$$v'_{abcr} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right) \cdot v_{abcs}, \quad (38)$$

$$i'_{abcr} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right) \cdot i_{abcs}, \quad (39)$$

$$\lambda'_{abcr} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right) \cdot \lambda_{abcs}, \quad (40)$$

$$v'_{abcr} = R_r \cdot i'_{abcr} + \frac{d\lambda'_{abcr}}{dt}, \quad (41)$$

sendo:

- $N_s$  o número de espiras das bobinas do estator;
- $N_r$  o número de espiras das bobinas do rotor;
- O índice ' indica que a variável do rotor está referida ao estator.

Aplicando a transformação (31) aos termos de (36) e (37), considerando a referência arbitrária sendo  $\omega_e$  e separando-as por eixo qd, tem-se (42) – (45) (ALMEIDA, 2010).

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \omega_e \cdot \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt}, \quad (42)$$

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} - \omega_e \cdot \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt}, \quad (43)$$

$$v'_{qr} = R_r \cdot i'_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \cdot \lambda'_{dr} + \frac{d\lambda'_{qr}}{dt}, \quad (44)$$

$$v'_{dr} = R_r \cdot i'_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \cdot \lambda'_{qr} + \frac{d\lambda'_{dr}}{dt}. \quad (45)$$

Seja:

- $L_{ls}$  a indutância de dispersão do circuito do estator, por fase;
- $L_{ms}$  a indutância de magnetização da máquina, por fase, referida ao estator;
- $L'_{lr}$  a indutância de dispersão do circuito do rotor, por fase, referida ao estator.

Com a considerada hipótese do circuito magnético linear, pode-se escrever os fluxos magnéticos  $\lambda_{qs}$ ,  $\lambda_{ds}$ ,  $\lambda'_{qr}$  e  $\lambda'_{dr}$  de acordo com (46) - (49), respectivamente (ALMEIDA, 2010).

$$\lambda_{qs} = L_{ls} \cdot i_{qs} + L_m \cdot (i_{qs} + i'_{qr}), \quad (46)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} \cdot i_{ds} + L_m \cdot (i_{ds} + i'_{dr}), \quad (47)$$

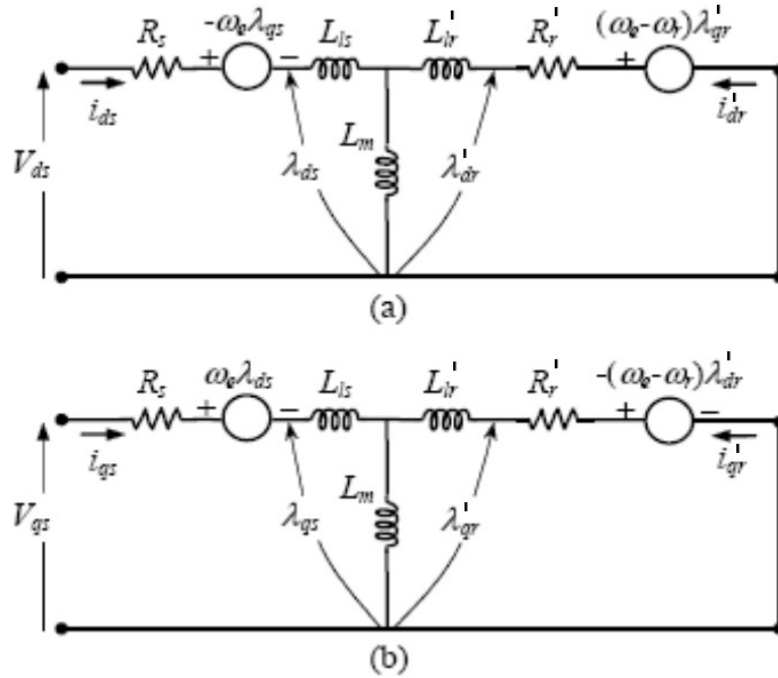
$$\lambda'_{qr} = L'_{lr} \cdot i'_{qr} + L_m \cdot (i_{qs} + i'_{qr}), \quad (48)$$

$$\lambda'_{dr} = L'_{lr} \cdot i'_{dr} + L_m \cdot (i_{ds} + i'_{dr}), \quad (49)$$

sendo  $L_m = (3/2)L_{ms}$ .

Deste modo, é possível se estabelecer um novo modelo com resposta dinâmica. Tomando-se a velocidade arbitrária como sendo a velocidade síncrona  $\omega_e$ , tem-se o novo modelo dinâmico da máquina assíncrona, para um MIT gaiola de esquilo, representado na Figura 9.

Figura 9 - Modelo qd de uma máquina de indução na referência de rotação síncrona (a) eixo-d (b) eixo-q



Fonte: Naem (2010)

O torque eletromecânico ( $T_e$ ) desta máquina é dado por (50) (MINOTTI, 2008).

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot \left(\frac{p}{2}\right) \cdot L_m \cdot (\lambda_{ds} \cdot i_{qs} - \lambda_{qs} \cdot i_{ds}). \quad (50)$$

O torque e a velocidade do rotor são relacionados à equação do sistema mecânico. A equação do movimento simplificada para o sistema é dada por (51) (GUEDES, 1994).

$$T_e = T_L + J \cdot \left( \frac{d\omega_r}{dt} \right), \quad (51)$$

sendo:

- $T_L$  o torque resistivo imposto pela carga acoplada ao eixo do motor;
- $J$  o momento de inércia da máquina.

De (51), conhecendo-se o torque da carga  $T_L$ , é possível extrair a velocidade de rotação do motor, a partir de (52).

$$\omega_r = \int \left( \frac{T_e - T_L}{J} \right) dt. \quad (52)$$

O modelo dinâmico aqui apresentado, diferente do modelo em regime permanente, trata-se de um modelo da máquina com respostas transitórias, adequado para a proposta do presente trabalho, que recai sobre o controle de velocidade do motor de indução trifásico.

### 3 CONVERSOR DE FREQUÊNCIA

Conversores constituem um dos maiores segmentos da eletrônica de potência nos dias de hoje. Embora configure uma solução relativamente nova, o acionamento de motores de indução por conversores estáticos de frequência é amplamente utilizado na indústria. A eficiência dos conversores é bem alta, normalmente em torno de 98%, visto que as perdas por condução são baixas e as perdas no chaveamento podem ser praticamente desprezíveis. Estes dispositivos, entretanto, apresentam a desvantagem de gerarem harmônicos que prejudicam a qualidade de energia do sistema onde estão inseridos (BOSE, 2002).

Os conversores de frequência levam este nome pois recebem tensão CC de um lado e convertem em tensão CA do outro lado. Contudo, existem também soluções de conversores que recebem tensão CA, convertem para tensão CC, por meio de retificadores, e por fim convertem a tensão para CA novamente. A tensão CA de saída e sua frequência podem ser constantes ou variáveis. Atualmente, os conversores são extensamente utilizados. Algumas de suas aplicações são:

- Acionamento de motores;
- Fornecimento de tensão CA através de baterias e módulos fotovoltaicos;
- Filtros harmônicos ativos.

Ao acionar motores, o conversor é capaz de acelerar e desacelerar suavemente a velocidade de giro do rotor, inverter o sentido de rotação e pode até manter o motor operando com velocidade abaixo da nominal, em regime permanente, causando inclusive uma economia de energia elétrica. Além disso, os drives modernos contam com outras vantagens, como: configurar maior proteção ao motor e estabelecer comunicação a partir de protocolos industriais. A aparência de um conversor de frequência é visível na Figura 10.

Figura 10 - Conversor de frequência WEG CFW11

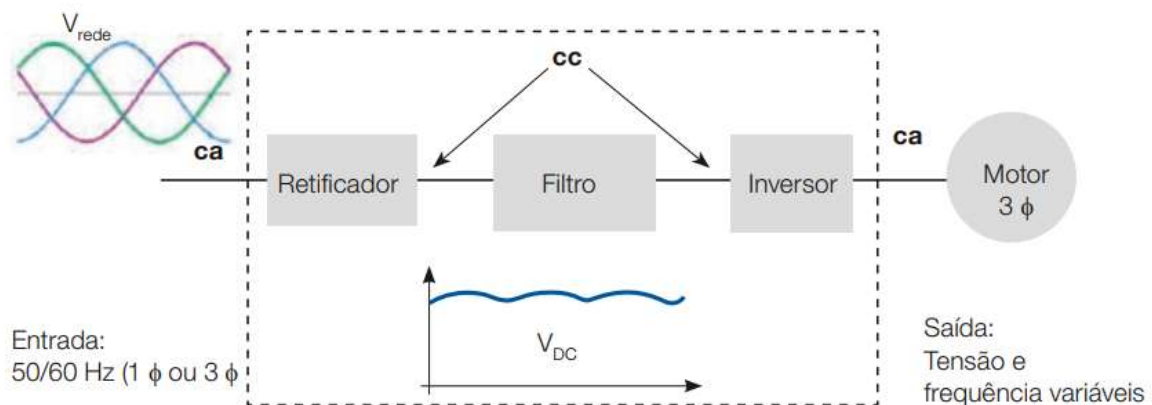


Fonte: WEG (2016)

### 3.1 Estrutura

A estrutura básica do conversor de frequência é composta de uma ponte retificadora CA/CC, que é alimentada pela rede com tensão eficaz e frequência constantes, um filtro CC intermediário responsável pela regulação da tensão retificada, o qual pode ser composto por um simples banco capacitivo ou ainda contar com um conversor CC/CC para elevação da tensão de entrada do inversor, o qual é denominado conversor CC/CA, popularmente conhecido como inversor de frequência. Geralmente são utilizados transistores do tipo IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), os quais são controlados por um circuito de comando e produzem um sinal com tensão e frequência variáveis. Na Figura 11 é ilustrado o diagrama de blocos básico do conversor de frequência.

Figura 11 - Diagrama de blocos do funcionamento do conversor



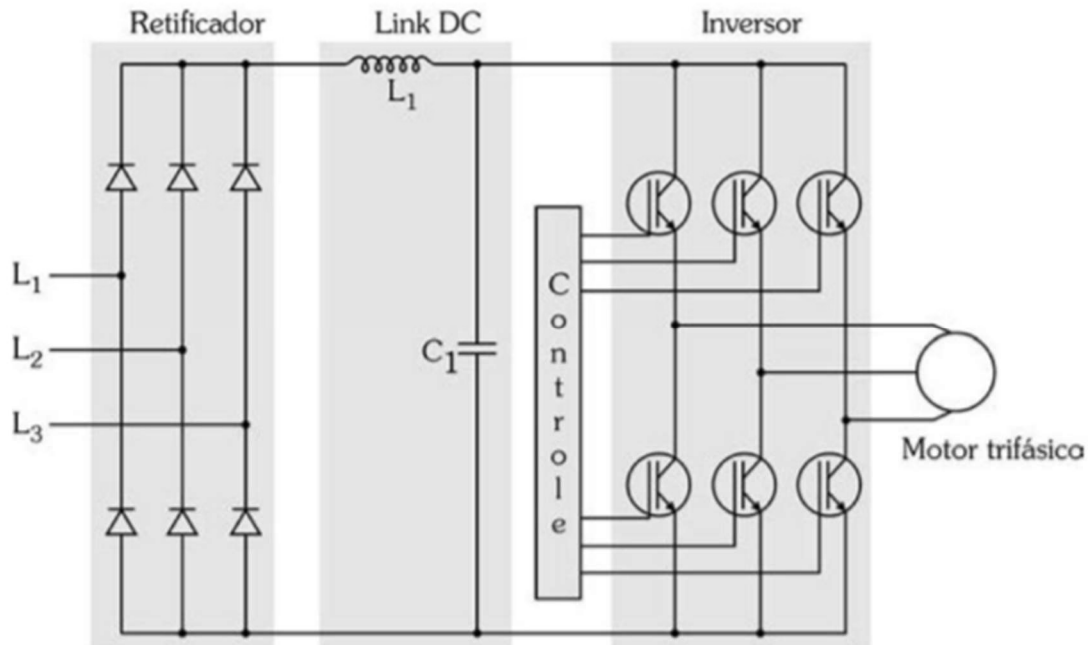
Fonte: Adaptado de WEG (2021)

Na Figura 12 são representadas com mais detalhes, cada uma das estruturas das etapas de conversão, onde pode ser verificada uma indutância no circuito CC intermediário, aqui referido como *Link DC*. O indutor tem a função de reduzir o conteúdo harmônico da corrente e aumentar o fator de potência do equipamento (WEG, 2021), com a vantagem de não introduzir queda de tensão. Contudo, deve-se atentar à impedância da rede para que esta não venha a entrar em ressonância com a impedância do *Link DC*.

O principal intuito do conversor é variar a velocidade do motor que está acionando. Como abordado em (17), a velocidade de rotação do motor é função do número de pólos da máquina, do escorregamento e da frequência de alimentação. Como o número de pólos é uma característica construtiva do MIT e o

escorregamento depende da carga acoplada, a variação da frequência mostra-se o melhor caminho para a tarefa.

Figura 12 - Estrutura básica de um conversor de frequência



Fonte: Franchi (2009)

Para se obter uma tensão de saída do conversor com frequência variável, os transistores, que conduzem formas de onda quadradas, são chaveados por algum tipo de modulação, sendo a modulação por largura de pulso (PWM), a mais comumente utilizada (FRANCHI, 2009). Em conversores de ponte completa, como o da Figura 12, o controle é relativamente simples e as perdas por chaveamento são baixas (BOSE, 2002).

### 3.2 Modulação por Largura de Pulso Senoidal

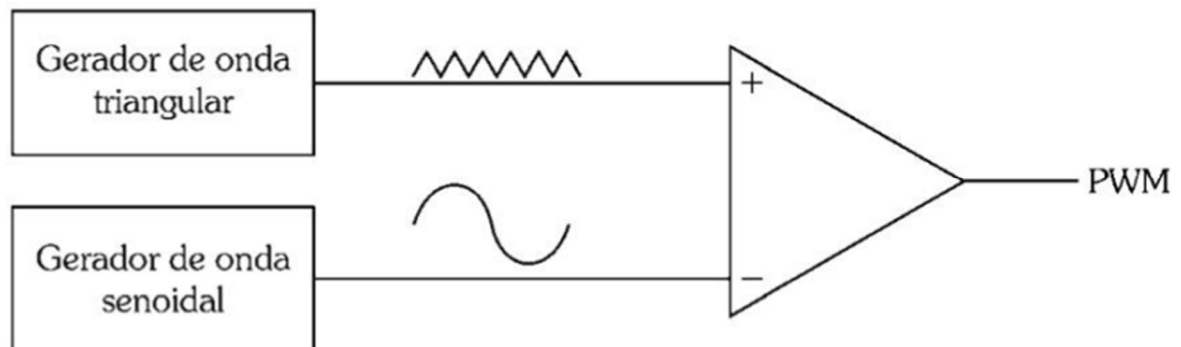
Existem diversas técnicas de modulação PWM. A mais simples e muito popular em conversores industriais de baixa tensão é chamada de PWM Senoidal.

Essa técnica compara uma onda triangular com frequência  $f_c$ , chamada de onda portadora, com uma onda senoidal com frequência fundamental  $f$ , chamada de onda modulante (BOSE, 2002). Os pontos de interseção determinam os chaveamentos dos semicondutores do conversor. Um conversor de frequência de 6 pulsos possui 6 semicondutores de potência (de  $S_1$  a  $S_6$ ), organizados em três “pernas”. Cada “perna” possui 2 semicondutores conectados em série. Para cada



fase, são acionados 2 semicondutores de “pernas” diferentes para alimentar o motor. Os semicondutores de uma mesma “perna” operam de maneira complementar, ou seja, quando um semicondutor está conduzindo, o outro está bloqueado e vice-versa, para evitar curto-circuito no conversor (CHATURVEDI, 2017). Na Figura 13 é ilustrada a comparação entre as ondas para a geração do sinal de controle para uma das “pernas” do conversor.

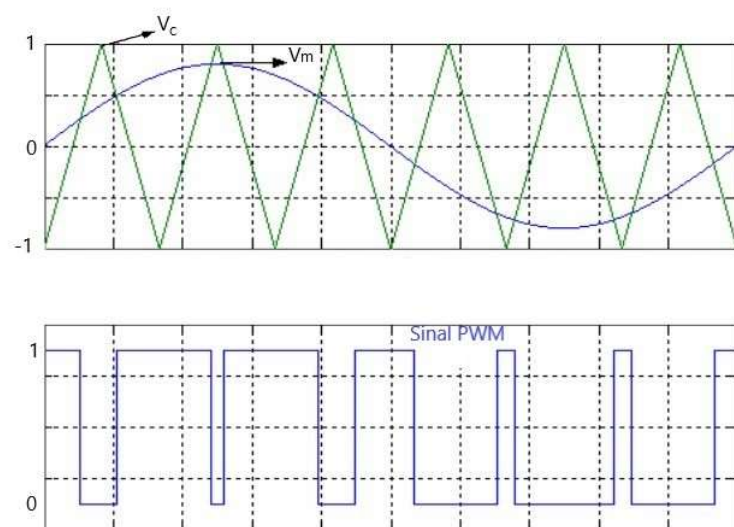
Figura 13 - Geração de sinal PWM senoidal pela comparação de ondas



Fonte: Franchi (2009)

A comparação resulta em sinal com nível lógico alto quando o valor da onda modulante é superior ao valor da portadora e, quando valor da onda portadora for superior, a comparação resulta em nível lógico baixo. Na Figura 14 é ilustrado o princípio da PWM Senoidal.

Figura 14 - Princípio da PWM Senoidal



Fonte: Elaboração do próprio autor

A razão entre o valor de pico da onda modulante e o valor de pico da onda portadora (*carrier wave*) é chamado de índice de modulação (CHATURVEDI, 2017), como indicado em (53).

$$m = \frac{V_m}{V_c}, \quad (53)$$

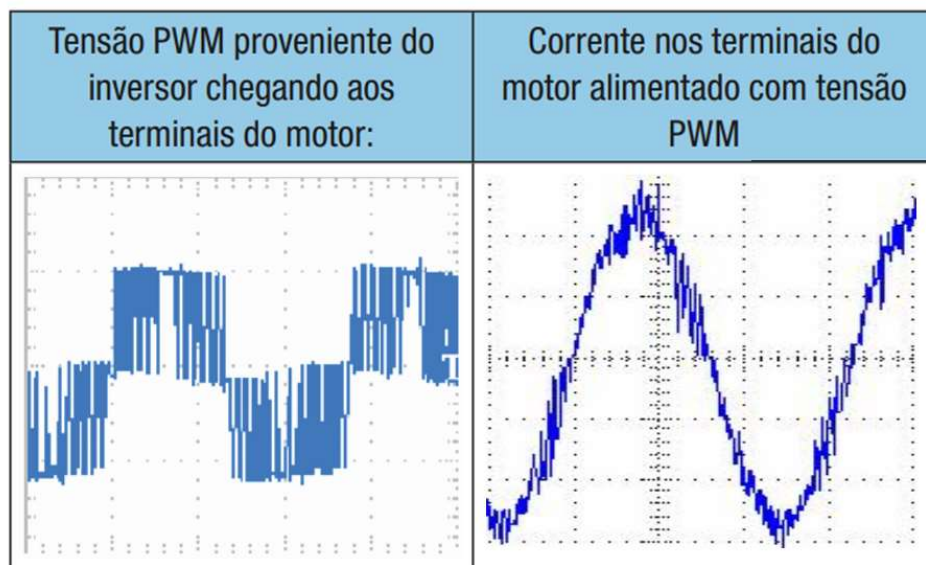
sendo:

- $m$  o índice de modulação;
- $V_m$  a amplitude da onda modulante;
- $V_c$  a amplitude da onda portadora.

A tensão de linha produzida pelo conversor é proporcional ao índice de modulação ( $m$ ) e suas faixas de operação chamadas de modulação linear (quando  $m \leq 1$ ) e sobre-modulação (quando  $m > 1$ ) (COLAK, 2010).

Quando um conversor de frequência PWM é utilizado para alimentar um MIT, este recebe em seus terminais uma tensão quadrada chaveada. Porém a corrente que chega aos terminais do MIT não se comporta da mesma forma, visto que esta máquina se trata de uma carga indutiva e não puramente resistiva. Na Figura 15 é mostrado o comportamento das ondas de tensão e corrente que chegam aos terminais do motor quando alimentado por um conversor de frequência PWM.

Figura 15 - Tensão e corrente nos terminais do motor quando alimentado com tensão PWM



Fonte: Adaptado de WEG (2021)

Essa técnica permite entregar ao motor uma corrente com forma de onda semelhante a uma senoide. Quanto maior for a frequência de chaveamento  $f_c$ ,

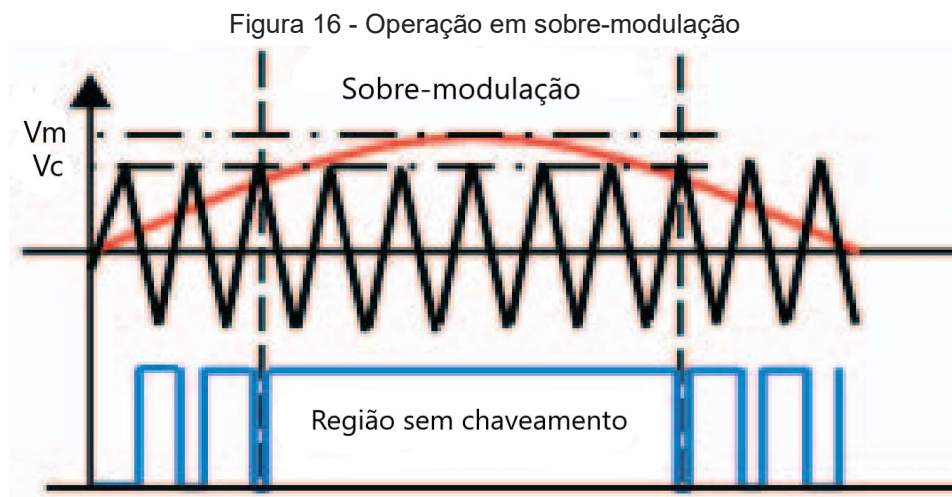
menos ruidosa e mais próxima de uma senoide será a forma de onda da corrente (FRANCHI, 2009). Assim, o conversor permite a geração de campos magnéticos nos enrolamentos da máquina, que interagem entre si, produzindo torque, como discutido no Capítulo 2.

Com o avanço da eletrônica de potência, outras técnicas de modulação por largura de pulso (PWM) foram desenvolvidas, dentre elas pode-se citar a THIPWM (*Third Harmonic Injection PWM*) e SVPWM (*Space Vector PWM*). No presente trabalho faz-se uso das técnicas de PWM senoidal e THIPWM.

### 3.3 THIPWM

O PWM senoidal é de simples implementação, porém não é capaz de fazer uso de toda a tensão de alimentação disponível no barramento CC do conversor, ou seja, ele entrega uma tensão de saída menor do que a máxima tensão retificada alcançável. Devido a este inconveniente, surge o THIPWM (CHATURVEDI, 2017). Esta técnica tem o intuito de melhorar a performance do conversor, aumentando a amplitude da forma de onda da tensão de saída gerada e, conseqüentemente, a potência elétrica fornecida. Tal ganho é obtido com a injeção de pequenas proporções da terceira harmônica sobre a onda senoidal de referência (modulante).

Uma maneira de se aumentar a tensão de saída do conversor, é fazendo  $m > 1$ , o que configura a operação em sobre-modulação. Porém, quanto mais intensa a sobre-modulação, mais próxima a onda modulada fica de uma onda quadrada, pois ocorrem menos chaveamentos, como ilustrado na Figura 16.



Fonte: Adaptado de Belkheiri (2015)

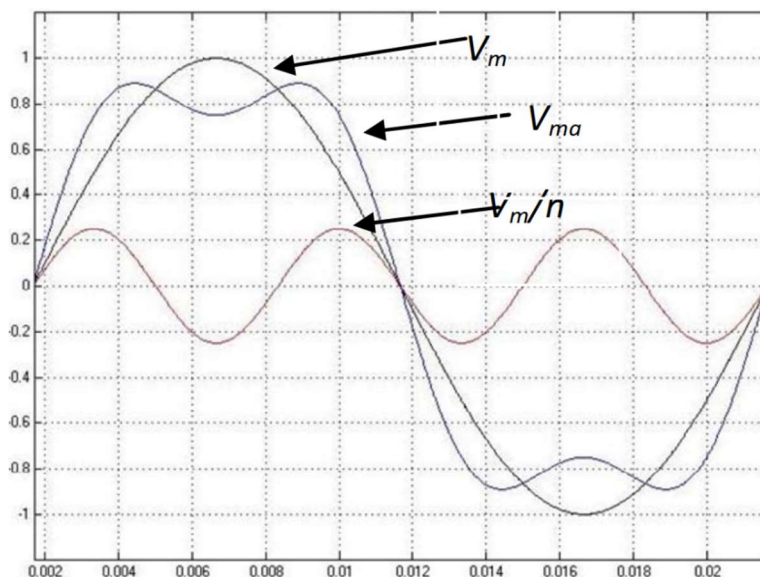
É notável que a soma da primeira harmônica com uma proporção da terceira harmônica resulte em uma onda com amplitude inferior à fundamental (CHATURVEDI, 2017), como ilustrado na Figura 17. Assim, é possível injetar proporções da terceira harmônica no sinal modulante a fim de se evitar maiores períodos sem chaveamento na região de sobre-modulação.

Na Figura 17 são mostradas a onda fundamental ( $V_m$ ), a enésima proporção do conteúdo de sua terceira harmônica ( $V_m/n$ ) e o novo sinal modulante ( $V_{ma}$ ), que é gerado combinando-as.

A nova modulante é dada por (54).

$$v_{ma} = K \cdot \text{sen}(\omega t) + A \cdot \text{sen}(3\omega t). \quad (54)$$

Figura 17 - Sinal modulante THIPWM



Fonte: Colak (2010)

Houldsworth e Grant (1984) mostram que, tomando-se  $K=1,15$  e  $A=1/6$ , é possível fazer uso da tensão de saída do conversor em sua totalidade, mantendo unitária a amplitude de  $V_{ma}$ . Assim, as três ondas de referência para implementar a técnica THIPWM são dadas por (55).

$$\begin{aligned}
v_{ma} &= 1,15 \cdot \text{sen}(\omega t) + \frac{1}{6} \cdot \text{sen}(3\omega t), \\
v_{mb} &= 1,15 \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} \cdot \text{sen}(3\omega t), \\
v_{mc} &= 1,15 \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} \cdot \text{sen}(3\omega t).
\end{aligned} \tag{55}$$

A técnica de THIPWM é implementada de forma similar à PWM senoidal, ou seja, as ondas modulantes são comparadas com formas de onda triangulares para controlar o chaveamento dos semicondutores.

Para controlar um MIT por meio de conversores de frequência PWM, existem basicamente duas tecnologias: controle escalar e controle vetorial. O modo escalar manipula as magnitudes de grandezas elétricas como tensão e frequência, sendo recomendado para aplicações mais simples, onde não se exige um controle preciso da velocidade e rápida resposta dinâmica, como acionamento de bombas e ventiladores. O modo vetorial manipula as magnitudes e orientações das grandezas elétricas e apresenta alto desempenho, tanto em regime permanente quanto em transitório, para o controle de velocidade e torque do MIT. No presente trabalho será abordado o método de controle escalar.

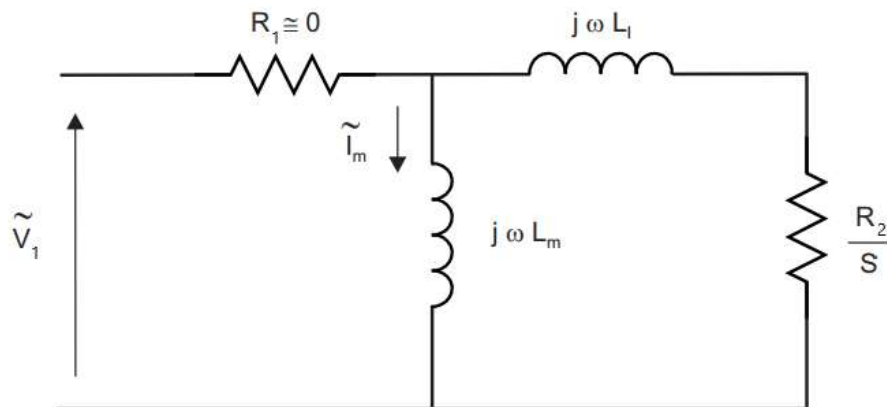
#### 4 CONTROLE ESCALAR

O princípio do controle escalar consiste em manter constante a relação  $V/f$  (tensão eficaz/frequência) de alimentação do MIT, de modo que quando altera-se a frequência de alimentação do motor, com o objetivo de alterar sua velocidade de rotação, o controle manipula a grandeza tensão na mesma proporção (LUGLI, 2015).

No circuito da Figura 6, se considerar desprezíveis a resistência do estator ( $R_1 \cong 0$ ) e as perdas no núcleo ( $R_c \cong 0$ ), além de se incorporar em um único elemento as indutâncias de dispersão do estator ( $L_{ls}$ ) e de dispersão do rotor ( $L'_{lr}$ ), como indicado em (56), pode-se representar o modelo do MIT interpretado pelo controle escalar. O modelo está representado na Figura 18.

$$L_l = L_{ls} + L'_{lr}. \quad (56)$$

Figura 18 - Modelo equivalente simplificado do MIT em regime permanente



Fonte: TI (2013)

Nessas condições, a corrente de magnetização  $I_m$ , responsável por gerar o fluxo no entreferro, pode ser aproximada de acordo com (57).

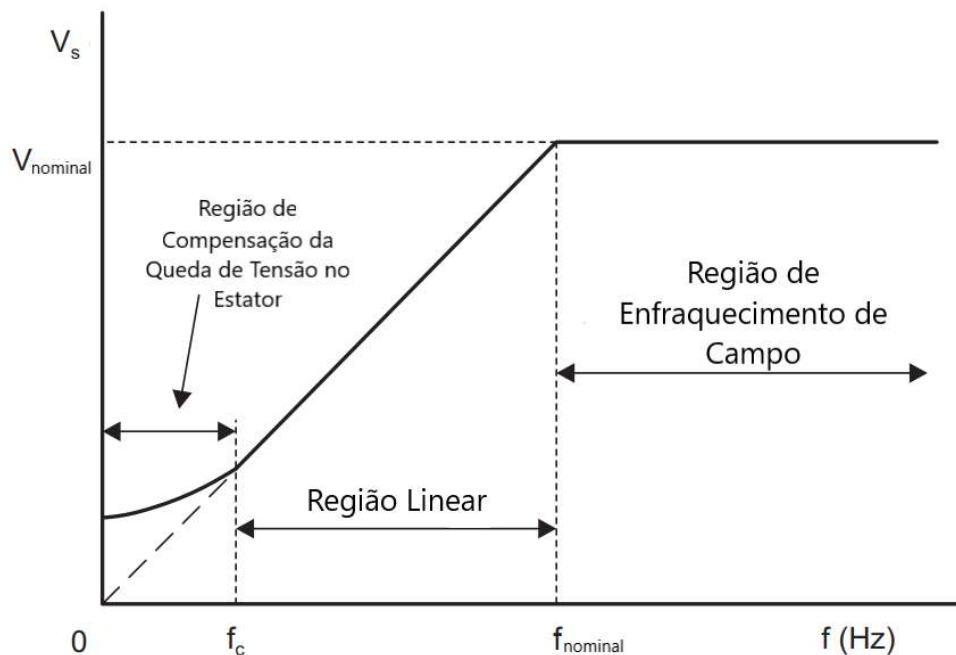
$$I_m = \frac{\varphi_m}{L_m} = \frac{V_1}{2\pi f L_m}. \quad (57)$$

Da equação (57), tem-se que, se mantida constante a relação  $V/f$ , o fluxo magnético permanece constante (TI, 2013).

Contudo, em velocidades muito baixas (frequência e tensão baixas), a resistência  $R_1$  deixa de ser desprezível e a pequena corrente que passa por ali, desenvolve uma queda de tensão relevante em relação a tensão desenvolvida sobre

a reatância de magnetização, comprometendo o torque desenvolvido. Desta forma, surge a necessidade de uma compensação para esta queda de tensão em baixas frequências. Essa compensação pode se dar por meio de um *boost* de tensão inicial. O perfil típico de um controle escalar é ilustrado na Figura 19.

Figura 19 - Perfil de tensão no estator versus frequência em modo de controle escalar



Fonte: TI (2013)

Pode-se dividir o gráfico da Figura 19 em três regiões:

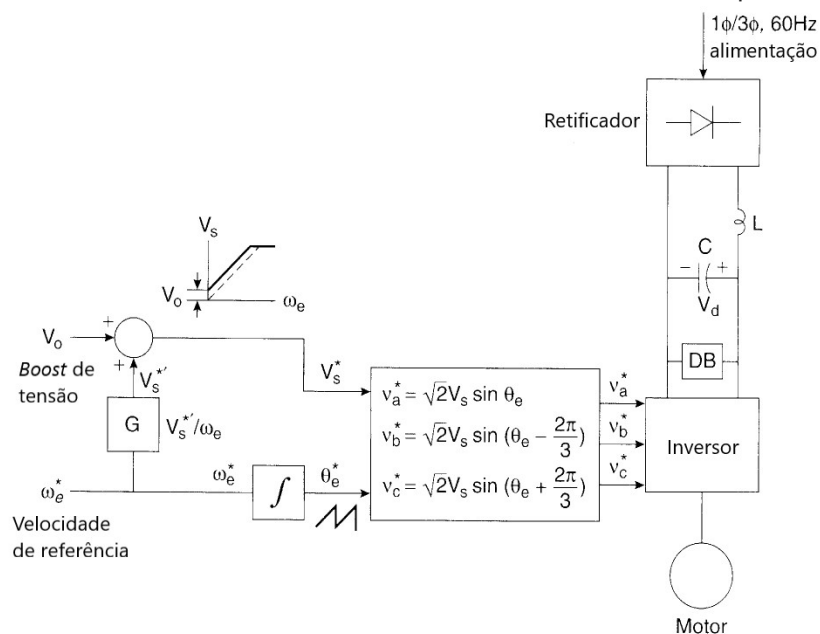
- Região entre  $f=0$  e  $f=f_c$ : região não linear, onde verifica-se a necessidade da compensação de tensão;
- Região entre  $f=f_c$  e  $f=f_{nominal}$ : região linear, onde é mantida constante a relação  $V/f$  até o ponto em que se atinge tensão e frequência nominais do motor;
- Região em que  $f > f_{nominal}$ : nesta região não pode-se manter a relação  $V/f$ . A tensão é limitada no valor da tensão nominal do MIT para evitar problemas com rompimento da tensão de isolamento dos enrolamentos do estator. Essa região é chamada de região de enfraquecimento de campo e é caracterizada por um fluxo e, conseqüentemente, capacidade de torque reduzidos. O ideal é evitar de operar o MIT nesta região.

O controle escalar em sua forma mais simples se trata de um controle em malha aberta, ou seja, sem realimentação. Contudo, existem maneiras de se aperfeiçoar o controle incrementando-o com uma realimentação da velocidade do rotor, configurando um controle em malha fechada.

#### 4.1 Controle Escalar em Malha Aberta

Este é o método mais comum na indústria, muito empregado devido à sua simplicidade de configuração. Apesar da simplicidade, o método apresenta desempenho satisfatório em aplicações que não requerem controle preciso de velocidade e de torque, resultando em um bom custo-benefício. Na Figura 20 é mostrado o diagrama de blocos do método de controle escalar em malha aberta.

Figura 20 - Controle escalar em malha aberta de um conversor de frequência



Fonte: Adaptado de Bose (2002)

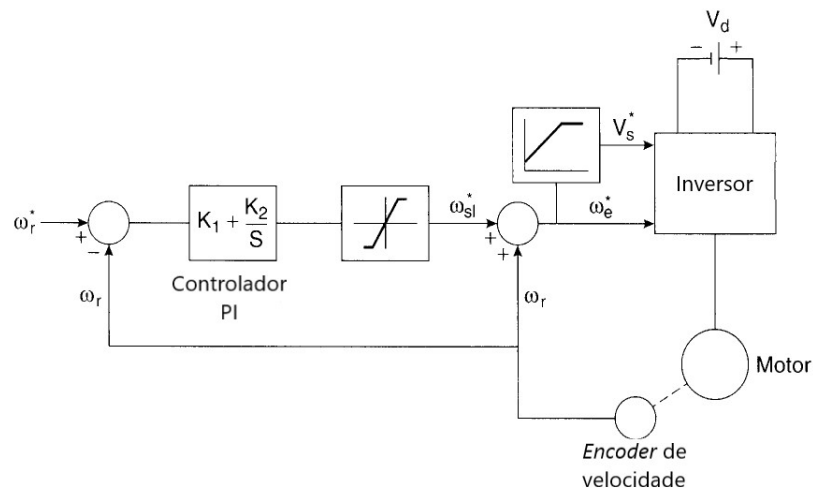
No controle representado pela Figura 20, o usuário entra com a referência de velocidade  $\omega_e^*$ , que é uma função da frequência. O bloco  $G$  é responsável por fazer o controle da tensão e mantê-la proporcional à frequência. O *Boost* de tensão soma-se à tensão  $V_s^*$  para que o controle seja capaz de produzir fluxo suficiente para partir a máquina a baixas frequências, como discutido anteriormente. O efeito de  $V_0$  deve ser minimizado para maiores frequências. O valor resultante  $V_s^*$ , juntamente com o ângulo  $\theta_e^*$ , resultante da integral de  $\omega_e^*$ , formam o sistema de tensões trifásico que constitui os sinais modulantes do controle PWM, que por sua vez alimenta o motor. Em se tratando de uma máquina assíncrona, a velocidade de rotação do rotor nunca será igual à velocidade de referência.



## 4.2 Controle Escalar com Regulagem de Escorregamento

O controle em malha fechada é considerado um incremento ao modelo em malha aberta. No controle com regulagem de escorregamento, utiliza-se uma realimentação da velocidade do rotor para fechar a malha de controle. A realimentação, por sua vez, pode ser proveniente de uma leitura em tempo real da velocidade, utilizando-se de sensores como o *encoder*, por exemplo, ou pode ser uma estimativa da velocidade. Na Figura 21 é mostrado o diagrama de blocos do método de controle escalar em malha fechada.

Figura 21 - Controle escalar em malha fechada com regulagem de escorregamento



Fonte: Adaptado de Bose (2002)

No exemplo da Figura 21, a velocidade angular do rotor  $\omega_r$  está sendo medida por um *encoder*. Então  $\omega_r$  é subtraído do valor de referência  $\omega_r^*$  para gerar um erro. O erro, a partir de um controlador PI e de um saturador gera a velocidade de escorregamento  $\omega_{sl}^*$ , que é somada ao valor lido da velocidade para enfim gerar o a velocidade síncrona de referência  $\omega_e^*$ . Apesar de não estar ilustrado na Figura 21, a velocidade de referência  $\omega_e^*$  alimenta a malha aberta apresentada na Figura 20 para gerar os comandos de tensão do conversor.

O controle escalar com regulagem de escorregamento é capaz de desenvolver um controle preciso de velocidade, principalmente quando se faz uso de um sensor de velocidade. Contudo, ainda se tratando de um controle escalar, o controle perde desempenho em frequências muito baixas.

No presente trabalho será desenvolvida uma malha de controle semelhante à da Figura 21.

## 5 METODOLOGIA

Para a elaboração do trabalho, modelou-se uma máquina de indução em *software* matemático, onde também desenvolveu-se o controle de um conversor de frequência realimentado por uma malha de controle.

A máquina simulada é resultado de uma modelagem dinâmica, a partir de equações diferenciais. Foram utilizadas as Transformadas de Clarke e de Park a fim de se reduzir a complexidade do equacionamento.

### 5.1 Desenvolvimento Matemático do Motor de Indução Trifásico

O primeiro passo para elaborar o sistema proposto é o desenvolvimento do modelo dinâmico do MIT. O objetivo desta etapa é obter as variáveis de interesse dos circuitos da Figura 9.

Sendo assim parte-se das equações abordadas no Capítulo 2 para se obter as variáveis de interesse.

Da equação (42), isolando  $\lambda_{qs}$ , tem-se (58).

$$\lambda_{qs} = \int (v_{qs} - R_s \cdot i_{qs} - \omega_e \cdot \lambda_{ds}) dt. \quad (58)$$

Da equação (43), isolando  $\lambda_{ds}$ , tem-se (59).

$$\lambda_{ds} = \int (v_{ds} - R_s \cdot i_{ds} + \omega_e \cdot \lambda_{qs}) dt. \quad (59)$$

Na Equação 44, uma vez que o motor com rotor de gaiola de esquilo possui seu rotor curto-circuitado, pode-se zerar o termo  $v'_{qr}$  (BARBI, 2015). Anulando a tensão  $v'_{qr}$  e isolando o termo  $\lambda'_{qr}$ , obtém-se (60).

$$\lambda'_{qr} = \int [-R'_r \cdot i'_{qr} - (\omega_e - \omega_r) \cdot \lambda'_{dr}] dt. \quad (60)$$

Da mesma forma, isolando o termo  $\lambda'_{dr}$  em (45), obtém-se (61).

$$\lambda'_{dr} = \int [-R'_r \cdot i'_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \cdot \lambda'_{qr}] dt. \quad (61)$$

Reorganizando (46) – (49), pode-se isolar as correntes  $i_{qs}$ ,  $i_{ds}$ ,  $i'_{qr}$  e  $i'_{dr}$  de acordo com (62) – (65), respectivamente.

$$i_{qs} = \frac{\lambda_{qs} - L_m \cdot i'_{qr}}{L_{ls} + L_m}, \quad (62)$$

$$i_{ds} = \frac{\lambda_{ds} - L_m \cdot i'_{dr}}{L_{ls} + L_m}, \quad (63)$$

$$i'_{qr} = \frac{\lambda'_{qr} - L_m \cdot i_{qs}}{L'_{lr} + L_m}, \quad (64)$$

$$i'_{dr} = \frac{\lambda'_{dr} - L_m \cdot i_{ds}}{L'_{lr} + L_m}. \quad (65)$$

Com as equações deste capítulo em conjunto com as equações do Capítulo 2, é possível modelar um motor de indução que é alimentado por um conjunto bifásico de tensões constantes  $v_{qs}$  e  $v_{ds}$  e que produzirá correntes  $i_{qs}$ ,  $i_{ds}$ ,  $i'_{qr}$  e  $i'_{dr}$ .

Entretanto, este é apenas um modelo de máquina e não é totalmente condizente com um MIT real, visto que um MIT é alimentado por um sistema trifásico de tensão e produz um sistema trifásico de correntes que podem ser efetivamente medidas.

Dessa forma, surge a necessidade de se introduzirem transformadas no sistema, as quais permitam alimentar o modelo com um sistema trifásico de tensão e também ler um sistema trifásico de correntes no estator.

## 5.2 Transformação das Tensões de Alimentação do Modelo

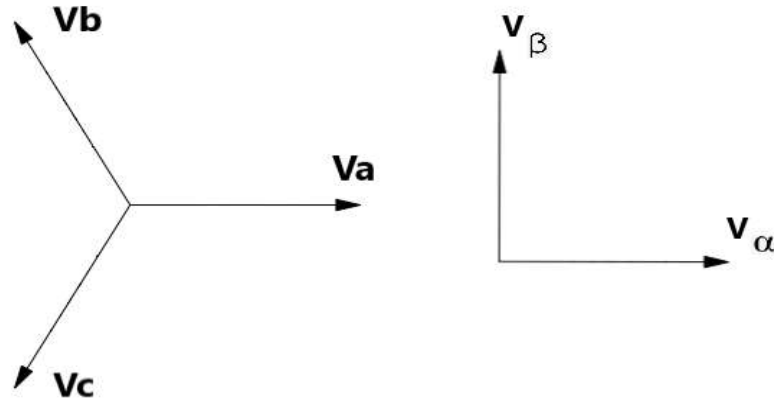
Em um sistema real o MIT é alimentado por um sistema trifásico de tensões  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$ . Se deseja-se aplicar as Transformadas de Clarke e de Park, é necessário medir a tensão de alimentação trifásica com algum dispositivo.

Como indicado no Capítulo 2, para transformar  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  em  $v_{qs}$  e  $v_{ds}$  é necessário aplicar primeiramente a Transformada de Clarke e depois a de Park.

### 5.2.1 Aplicando as Transformadas de Clarke e de Park

Suponha que tem-se à disposição três sensores de tensão fazendo a leitura de  $v_{abc}$ . E sejam  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  as tensões que constituem o sistema bifásico resultante da Transformada de Clarke, como ilustrado na Figura 22.

Figura 22 - Transformação de Clarke: tensão



Fonte: Elaboração do próprio autor

A partir de (22), pode-se escrever  $v_\alpha$  de acordo com (66).

$$v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( v_a - \frac{1}{2} v_b - \frac{1}{2} v_c \right). \quad (66)$$

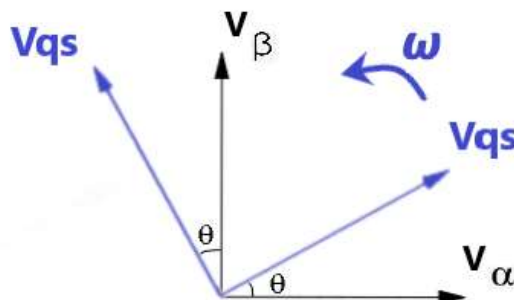
A partir de (23), pode-se escrever  $v_\beta$  de acordo com (67).

$$v_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} v_b - \frac{\sqrt{3}}{2} v_c \right). \quad (67)$$

Assim, com (66) e (67), tem-se  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  escritas em função das tensões de fase  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ .

Em seguida, deve-se aplicar a Transformada de Park no sistema estático bifásico de tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  para obter as referências arbitrárias girantes. Sejam  $v_{qs}$  e  $v_{ds}$  as tensões bifásicas na nova referência que giram com velocidade angular  $\omega$ . Na Figura 23 é mostrada a transformação.

Figura 23 - Transformação de Park: tensão



Fonte: Elaboração do próprio autor

Agora basta aplicar (26) e (27) para realizar a Transformada de Park, para se obter as tensões  $v_{qs}$  e  $v_{ds}$  a partir de  $v_{\alpha}$  e  $v_{\beta}$ , como indicado em (68) e (69) respectivamente.

$$v_{qs} = v_{\beta} \cdot \cos \theta - v_{\alpha} \cdot \sin \theta, \quad (68)$$

$$v_{ds} = v_{\alpha} \cdot \cos \theta + v_{\beta} \cdot \sin \theta. \quad (69)$$

Aplicando as equações abordadas neste item obtém-se as tensões adequadas para alimentar o modelo dinâmico da máquina de indução, a partir de um sistema trifásico, simétrico e equilibrado de tensões.

Apesar da alimentação da máquina agora ser proveniente de um sistema real de tensões, o modelo ainda entrega correntes  $i_{qs}$  e  $i_{ds}$  na referência arbitrária. Então, para tornar o modelo mais próximo de uma máquina real, devem ser introduzidas Transformadas Inversas de Clarke e de Park que serão aplicadas nas correntes, a fim de simular um sistema de correntes trifásicas que seriam lidas no estator da máquina.

### 5.3 Transformações das Correntes

Para se obter as correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  a partir de  $i_{qs}$  e  $i_{ds}$ , é necessário primeiramente desfazer a Transformada de Park e depois desfazer a Transformada de Clarke.

Aplicando (28) e (29) nas correntes  $i_{qs}$  e  $i_{ds}$ , parte-se do sistema bifásico em referência arbitrária para o sistema bifásico estático de correntes  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$ , como indicado em (70) e (71) a seguir.

$$i_{\alpha} = i_{ds} \cdot \cos \theta - i_{qs} \cdot \sin \theta, \quad (70)$$

$$i_{\beta} = i_{ds} \cdot \sin \theta - i_{qs} \cdot \cos \theta. \quad (71)$$

Com (70) e (71), retorna-se para um sistema bifásico de correntes variantes no tempo. Em seguida é aplicada a Transformada Inversa de Clarke para encontrar as correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ .

Aplicando (24) para o sistema de correntes, obtém-se  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  de acordo com (72) – (74) respectivamente:

$$i_a = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot i_\alpha, \quad (72)$$

$$i_b = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta - \frac{1}{2} \cdot i_\alpha \right), \quad (73)$$

$$i_c = -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta + \frac{1}{2} \cdot i_\alpha \right). \quad (74)$$

Com a sequência de equações abordadas neste item é possível converter a dupla de correntes bifásicas constantes, resultantes do modelo dinâmico da máquina, no clássico sistema trifásico de correntes alternadas que percorrem o estator de uma máquina real.

Fazendo uso das equações apresentadas neste capítulo, é possível modelar em *software* um MIT com respostas transitórias. A modelagem da máquina é apresentada no próximo capítulo.

## 6 MODELAGEM E SIMULAÇÕES

O *software* de simulação escolhido para entregar os resultados esperados foi o MATLAB Simulink.

Simulink é uma plataforma para projeto baseado em modelos, que suporta projetos em nível de sistema, simulação, geração automática de código e teste, assim como verificação contínua de sistemas integrados (MATHWORKS, 2021). Dentre as principais capacidades do software pode-se destacar:

- Editor gráfico para modelagem de todos os componentes de um sistema;
- Bibliotecas de blocos pré-construídos para modelar algoritmos e sistemas físicos;
- Blocos de modelagem de larga escala para criação de componentes de sistemas reutilizáveis e bibliotecas;
- Ambiente de simulação com solver de Equações Diferenciais Ordinárias para verificação de que todas as partes do sistema funcionam em conjunto;
- Ferramentas de visualização para análise e comparação de resultados de múltiplas simulações.

O primeiro passo da simulação foi modelar virtualmente o MIT no *software* MATLAB Simulink.

### 6.1 Modelagem MIT

Neste item são apresentados os procedimentos para a elaboração do modelo dinâmico do MIT no Simulink. O modelo desenvolvido está ilustrado na Figura 24.

O modelo da Figura 24 possui os seguintes elementos como entradas:

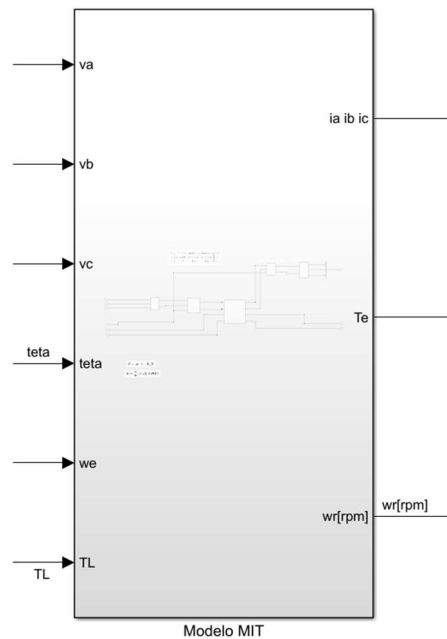
- Tensões de fase de alimentação em Volts, indicadas como “va”, “vb” e “vc”;
- Ângulo  $\theta$  em radianos, indicado como “teta”;
- Referência de velocidade angular síncrona em rad/s, indicada como “we”;
- Torque da carga em N.m, indicado como “TL”.

E os seguintes elementos como saídas:

- Correntes no estator em A, indicadas como “ia ib ic”;
- Torque eletromagnético em N.m, indicado como “Te”;

- Velocidade angular do rotor em rpm, indicada como “wr”.

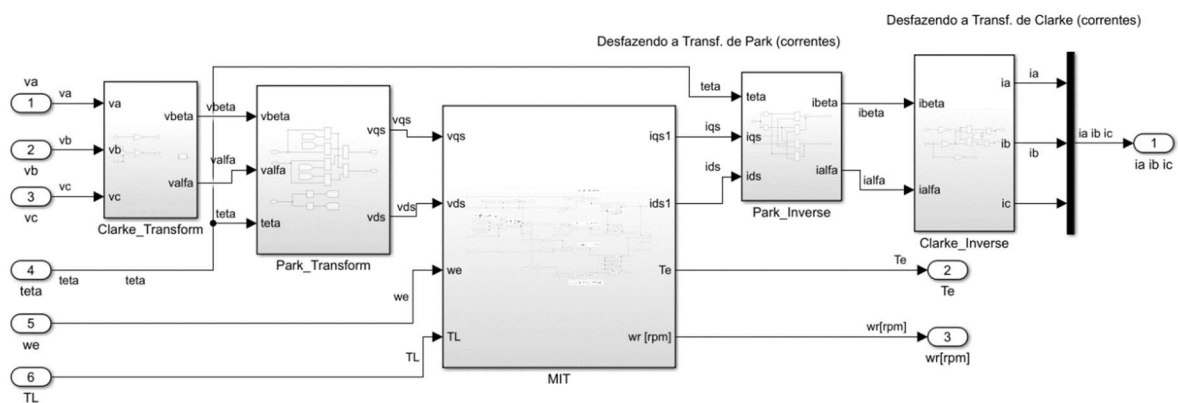
Figura 24 - Bloco Modelo MIT



Fonte: Elaboração do próprio autor

Dentro do bloco “Modelo MIT”, ilustrado na Figura 24, existem quatro outros sub-blocos. Na Figura 25 é ilustrada uma visão geral dos componentes do bloco “Modelo MIT”.

Figura 25 - Visão geral bloco Modelo MIT



Fonte: Elaboração do próprio autor

Na Figura 25, da esquerda para a direita, tem-se os seguintes blocos:

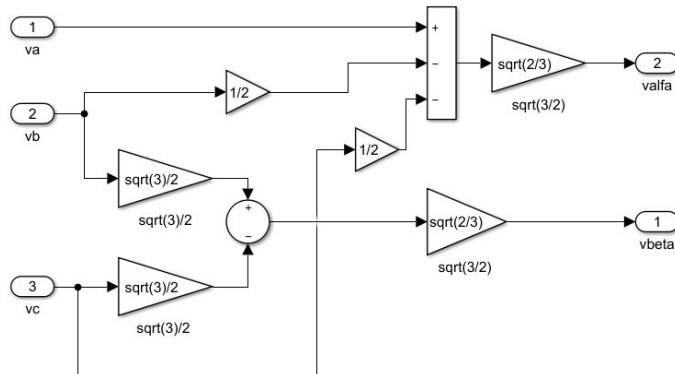
- “Clarke\_Trasform”, responsável por aplicar a Transformada de Clarke no sistema trifásico de tensões de alimentação;
- “Park\_Transform”, responsável por aplicar a Transformada de Park no sistema bifásico de tensões resultantes do bloco “Clarke\_Transform”;



- “MIT”. Este bloco contempla as equações referentes ao modelo da Figura 9;
- “*Park\_Inverse*”, responsável por aplicar a Transformada Inversa de Park no sistema bifásico de correntes resultantes do bloco “MIT”;
- “*Clarke\_Inverse*”, responsável por aplicar a Transformada Inversa de Clarke no sistema bifásico de correntes resultantes do bloco “*Park\_Inverse*” e entregar as correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ .

Dentro do bloco “*Clarke\_Transform*” encontram-se as equações (66) e (67), como ilustrado na Figura 26.

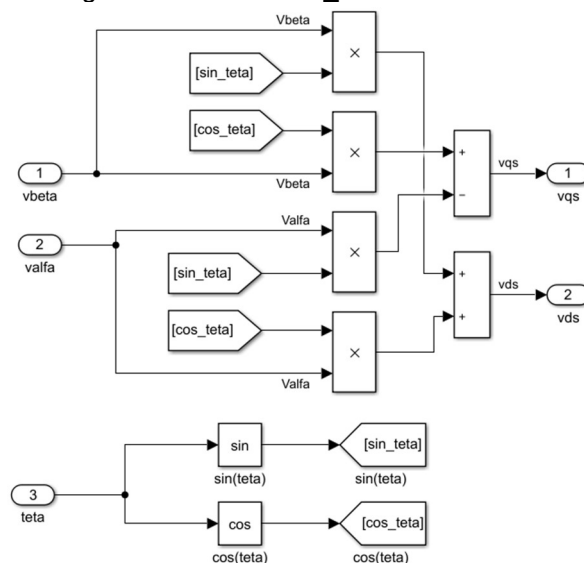
Figura 26 - Bloco *Clarke\_Transform*



Fonte: Elaboração do próprio autor

Os resultados desse bloco,  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ , são encaminhados para o bloco seguinte “*Park\_Transform*”, onde encontram-se as equações (68) e (69), como ilustrado na Figura 27.

Figura 27 - Bloco *Park\_Transform*



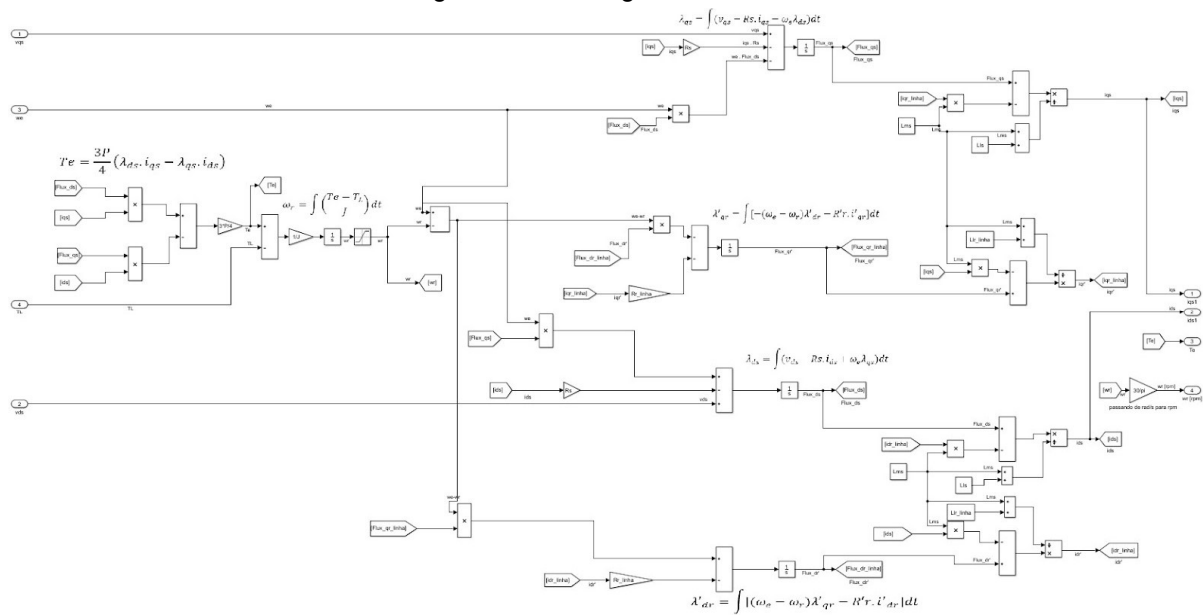
Fonte: Elaboração do próprio autor

As duas tensões resultantes do bloco “*Park\_Transform*” ( $v_{qs}$  e  $v_{ds}$ ) alimentam o bloco “MIT”, juntamente com o torque da carga TL e a referência de velocidade síncrona  $\omega_e$ .

Dentro do bloco “MIT” são aplicadas as equações (50), (52), (58) – (65). Uma visão geral da organização deste bloco é ilustrada na Figura 28.

Como resultado das equações, tem-se o torque eletromagnético ( $T_e$ ), a velocidade angular do rotor ( $\omega_r$ ) e o sistema bifásico de correntes na referência arbitrária ( $i_{qs}$  e  $i_{ds}$ ).

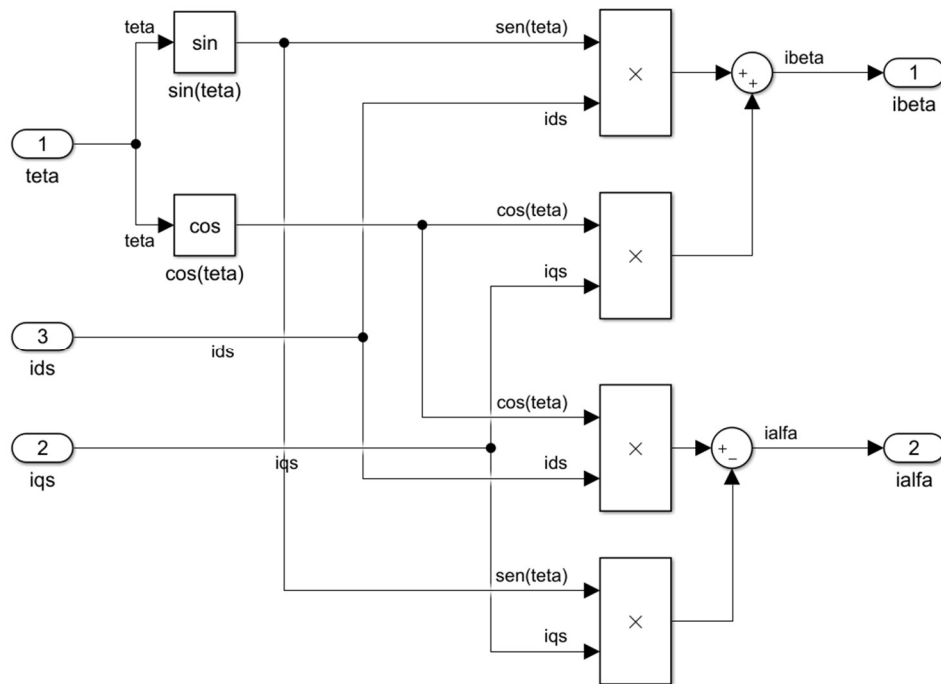
Figura 28 - Visão geral bloco MIT



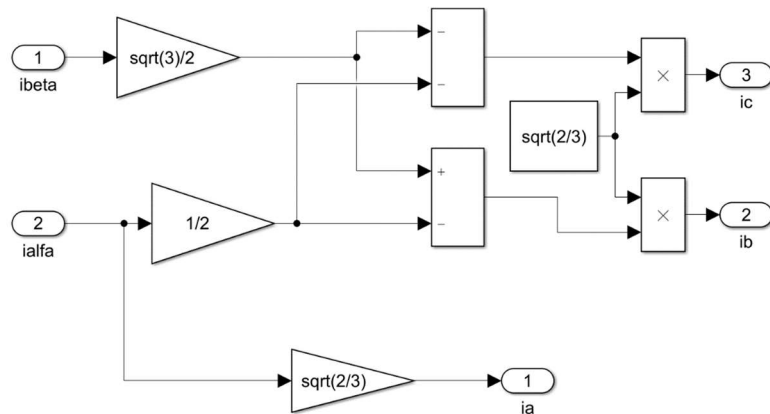
Fonte: Elaboração do próprio autor

Na sequência do modelo, as correntes  $i_{qs}$  e  $i_{ds}$  são transformadas para a referência estática no bloco “*Park\_Inverse*”, resultando em  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$ . Para tal, são aplicadas as equações (70) e (71). Uma visão geral da organização deste bloco é ilustrada na Figura 29.

Por fim, as correntes  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$  resultantes do bloco ilustrado na Figura 29 são conectadas ao bloco “*Clarke\_Inverse*”, onde é aplicada a Transformada Inversa de Clarke para enfim obter o tradicional sistema trifásico de correntes, com  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ . Para tal são aplicadas as equações (72) – (74). Uma visão geral da organização deste bloco é ilustrada na Figura 30.

Figura 29 - Visão geral bloco *Park\_Inverse*

Fonte: Elaboração do próprio autor

Figura 30 - Visão geral bloco *Clarke\_Inverse*

Fonte: Elaboração do próprio autor

Enfim, com a obtenção das correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , torque eletromagnético e da velocidade angular do eixo do rotor do MIT, o modelo dinâmico está completo.

Com este modelo elaborado é possível simular a resposta do motor.

## 6.2 Simulação MIT com Alimentação Trifásica Senoidal

Para a primeira simulação, alimentou-se o modelo do motor com uma fonte de alimentação trifásica simétrica e equilibrada, realizando uma partida direta.

Como referência para os parâmetros do motor, utilizou-se dados provenientes de uma folha de dados de um MIT real WEG. Os parâmetros do motor escolhido estão disponíveis nas Tabelas 1 e 2.

Tabela 1 - Parâmetros nominais motor WEG

Parâmetro	Valor
Potência nominal ( $P_n$ )	1,5kW
Número de pólos ( $p$ )	2
Frequência nominal ( $f$ )	60Hz
Tensão nominal de linha ( $V_n$ )	440V
Corrente nominal de linha ( $I_n$ )	2,81A
Velocidade nominal ( $\omega_n$ )	3455rpm
Escorregamento ( $s$ )	4,03%
Torque nominal ( $T_n$ )	4,15N.m
Momento de inércia ( $J$ )	0,0010kgm <sup>2</sup>
Eficiência à plena carga ( $\eta$ )	85,50%
Fator de potência à plena carga ( $fp$ )	0,82
Resistência estatórica ( $R_s$ )	11,0716 $\Omega$
Resistência rotórica referida ao estator ( $R_r'$ )	8,7736 $\Omega$
Indutância de dispersão do estator ( $L_s$ )	39,33mH
Indutância de dispersão do rotor referida ao estator ( $L_{lr}'$ )	64,45mH
Indutância de magnetização ( $L_m$ )	1,36H

Fonte: WEG (2022)

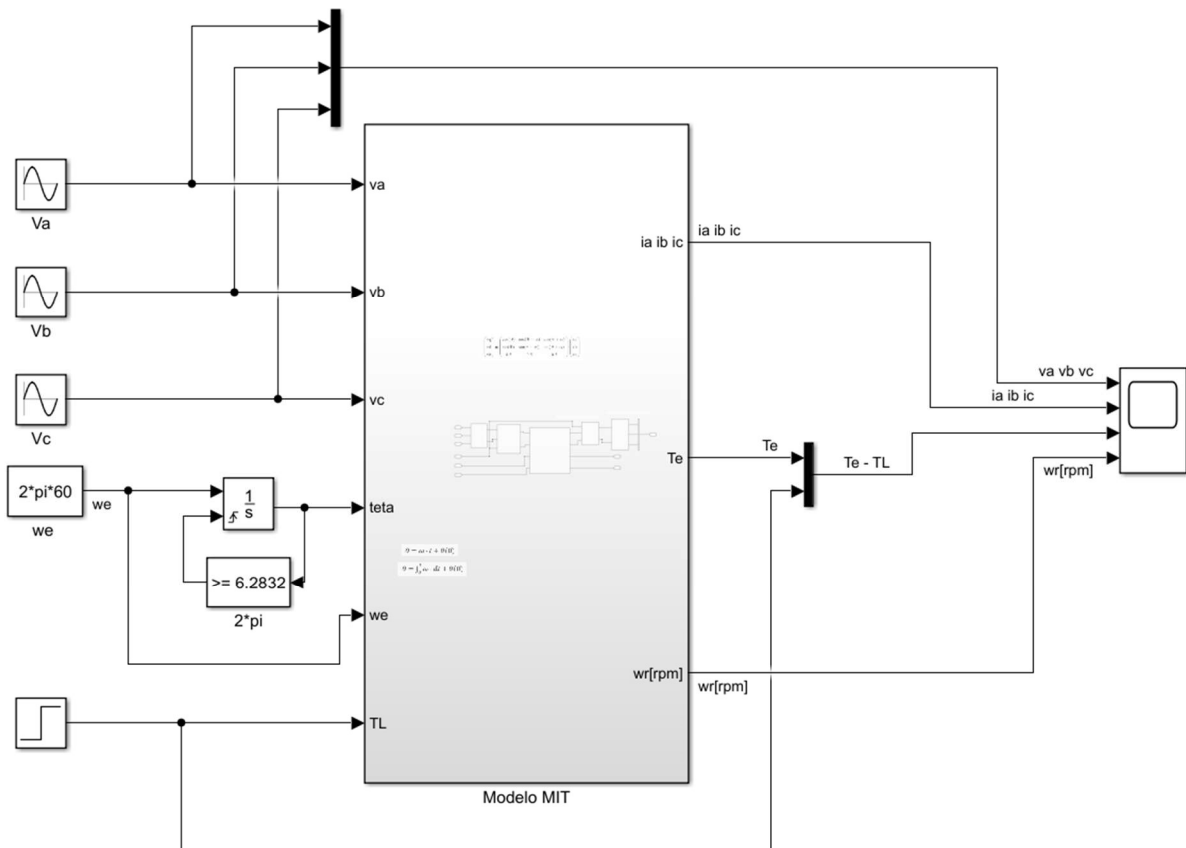
Tabela 2 - Parâmetros com rotor bloqueado motor WEG

Parâmetro	Valor
Resistência estatórica ( $R_s$ )	14,0152 $\Omega$
Resistência rotórica referida ao estator ( $R_r'$ )	12,8740 $\Omega$
Indutância de dispersão do estator ( $L_s$ )	30,50mH
Indutância de dispersão do rotor referida ao estator ( $L_{lr}'$ )	18,90mH
Indutância de magnetização ( $L_m$ )	1,88H
Torque de rotor bloqueado	375%
Corrente de rotor bloqueado	21,90A

Fonte: WEG (2022)

Na Figura 31 são ilustrados os componentes envolvidos nesta simulação.

Figura 31 - Visão geral simulação modelo MIT com alimentação trifásica senoidal

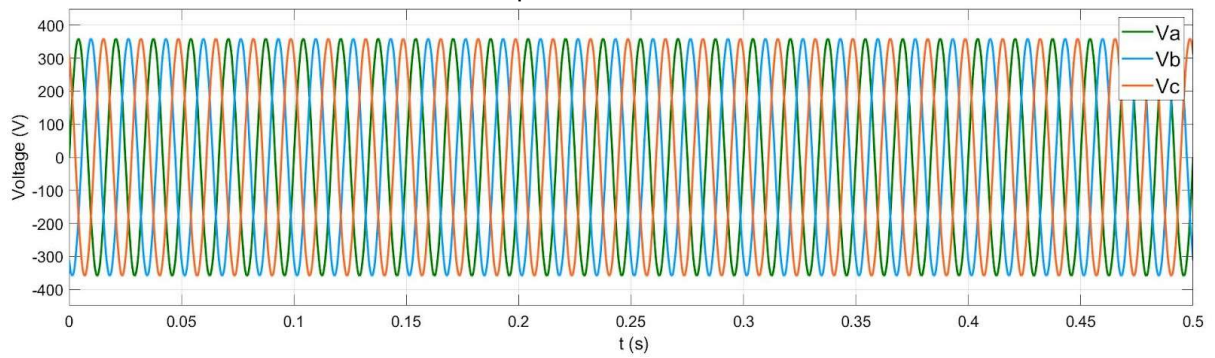


Fonte: Elaboração do próprio autor

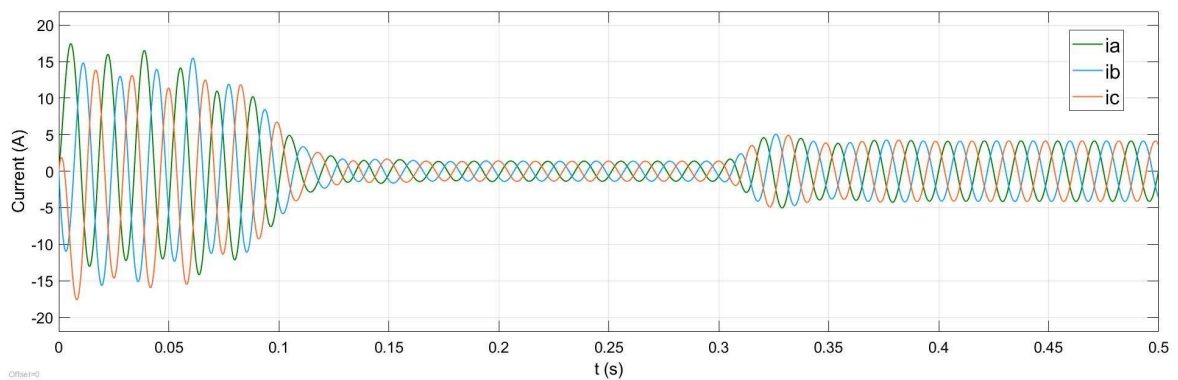
Como não há o objetivo de controlar a velocidade da máquina nesta simulação, a referência de velocidade é mantida no valor da velocidade síncrona do MIT ( $we = 2 \cdot \pi \cdot 60$ ). Nesta simulação o motor é alimentado com tensão nominal e parte com 20% de sua carga nominal ( $TL = 0,2 \cdot T_n$ ), em  $t = 0,3s$  é aplicada a carga nominal. Os parâmetros do motor foram ajustados como sendo os parâmetros nominais. Os sinais captados são listados a seguir, na ordem em que aparecem na Figura 32:

- Tensões de alimentação de fase (“va vb vc”);
- Correntes de linha no estator (“ia ib ic”);
- Torque eletromagnético (“Te”) e torque da carga (“TL”);
- Velocidade angular do rotor (“wr[rpm]”).

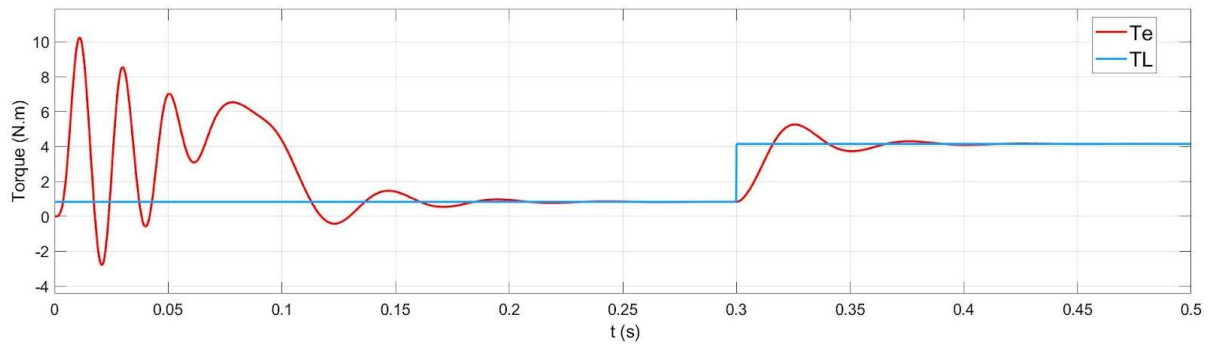
Figura 32 - Sinais captados de tensões (a), correntes (b), torques (c) e velocidade angular do rotor (d) com parâmetros nominais



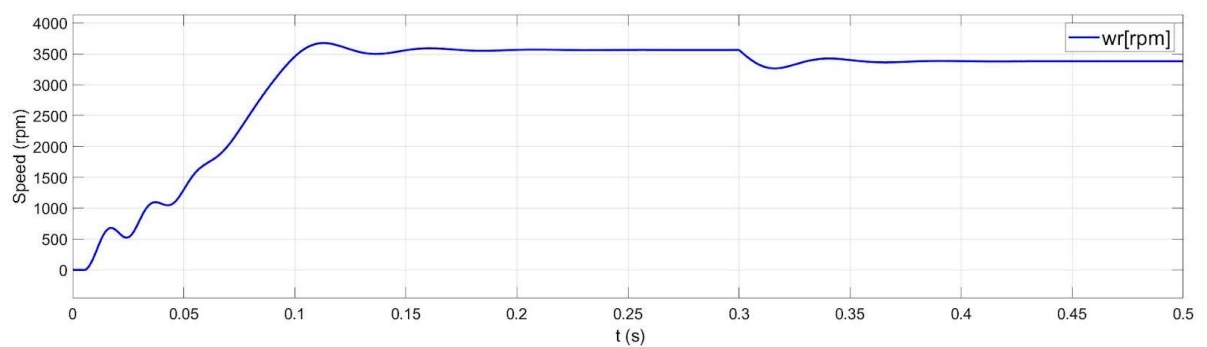
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: Elaboração do próprio autor

Da Figura 32 (b), tem-se uma corrente eficaz de linha de 2,92A na condição de plena carga. Então calculou-se o erro percentual em relação aos dados fornecidos pelo fabricante, disponível em (75).

$$E_I\% = \frac{|2,92 - 2,81|}{2,81} \cdot 100 = 3,91\%. \quad (75)$$

Da Figura 32 (d), a velocidade do motor à plena carga se mantém em 3379 rpm em regime permanente. Essa velocidade resulta em um escorregamento prático de 6,14%, como indicado em (76).

$$s_{prat} = \frac{|3379 - 3600|}{3600} \cdot 100 = 6,14\%. \quad (76)$$

Em relação aos dados fornecidos pelo fabricante, calculou-se os erros percentuais para a velocidade do rotor acordo com (77).

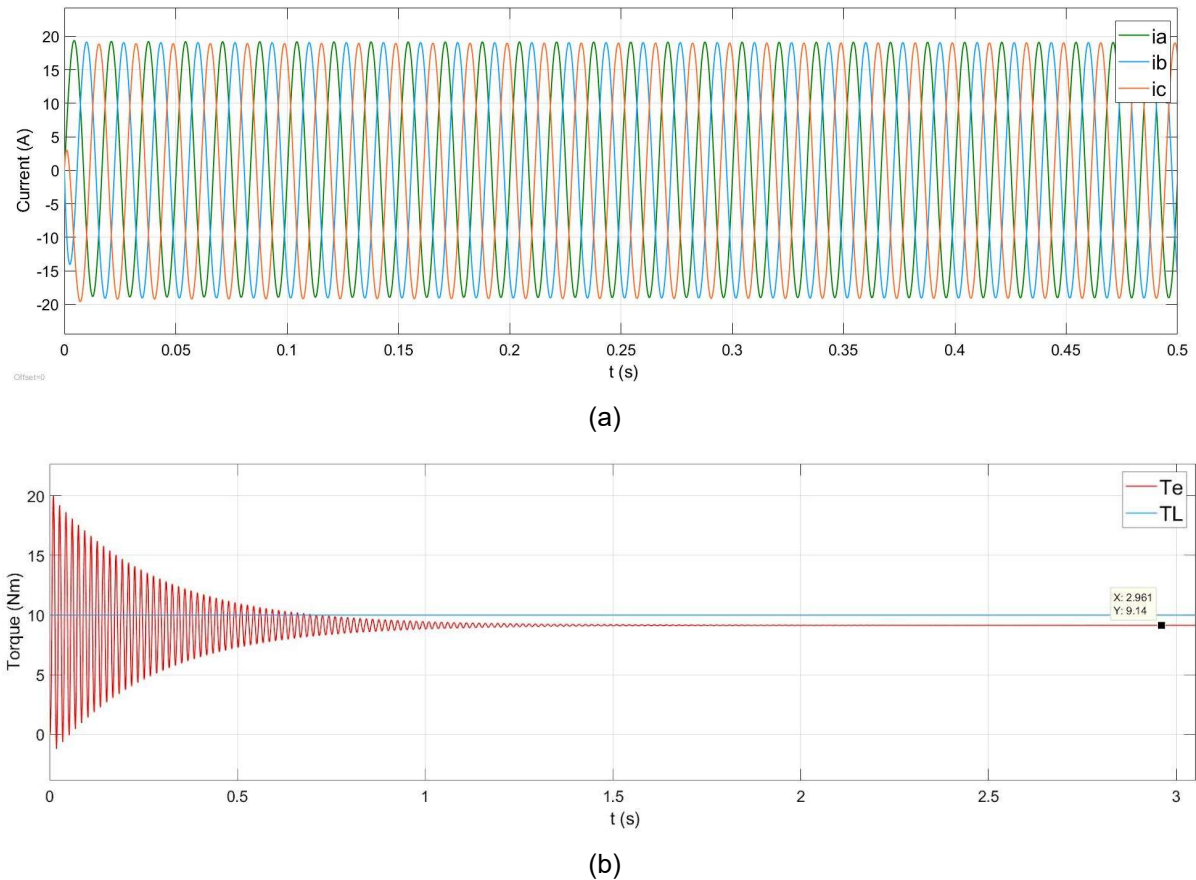
$$E_\omega\% = \frac{|3379 - 3455|}{3455} \cdot 100 = 2,20\%. \quad (77)$$

A seguir testou-se o modelo para a condição de rotor bloqueado. Para isso, alterou-se os parâmetros da máquina para os parâmetros da Tabela 2 e aplicou-se um torque de carga de 10N.m, valor maior que o nominal para caracterizar a operação em rotor bloqueado. Nesta configuração o motor não acelera e a velocidade do rotor é mantida em zero. As formas de onda das correntes no estator e do torque eletromagnético foram captadas para a condição de rotor bloqueado e estão disponíveis na Figura 33.

Da Figura 33 (a), tem-se que corrente de linha atinge um valor de pico de 19,4A para a condição de rotor bloqueado. Então calculou-se o erro percentual em relação aos dados fornecidos pelo fabricante, de acordo com (78).

$$E_{Irb}\% = \frac{|19,4 - 21,9|}{21,9} \cdot 100 = 10,96\%. \quad (78)$$

Figura 33 - Sinais captados de correntes de linha (a) e torques (b) com rotor bloqueado



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 33 (b), o torque eletromagnético atinge o valor de pico de 20N.m e se estabiliza em 9,14N.m, na condição de rotor bloqueado. Então calculou-se o erro percentual em relação aos dados fornecidos pelo fabricante, de acordo com (79).

$$E_{Trb}\% = \frac{|9,14 - (4,15 \cdot 3,75)|}{(4,15 \cdot 3,75)} \cdot 100 = 41,27\%. \quad (79)$$

Apesar dos erros apresentados, conclui-se que o modelo apresenta o comportamento de um motor de indução que pode ser controlado, razoável para o propósito deste trabalho. Então parte-se para o próximo passo que é a modelagem do conversor de frequência com alimentação PWM.

### 6.3 Modelagem Conversor de Frequência

Como o foco deste trabalho é no controle do conversor, a etapa retificadora não foi simulada e o barramento CC é representado por duas fontes de tensão CC



com um aterramento entre elas. Simular a etapa de potência, destacada como “Inversor” na Figura 12 é o foco deste procedimento.

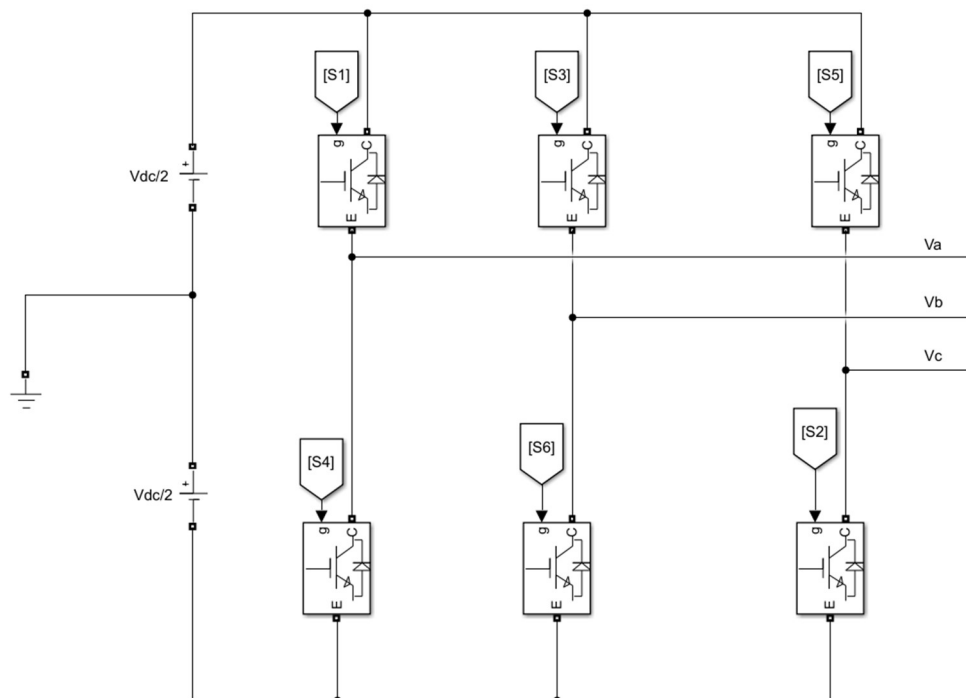
Foi montado um circuito de um conversor de 6 pulsos com semicondutores do tipo IGBT. O conversor modelado está ilustrado na Figura 34.

O valor das duas fontes de tensão CC é dado por (80).

$$\frac{V_{dc}}{2} = \frac{V_n \cdot \sqrt{2}}{2} = \frac{440 \cdot \sqrt{2}}{2}, \quad (80)$$

de modo que a tensão total disponível no barramento CC seja suficiente para alimentar o motor com sua tensão nominal.

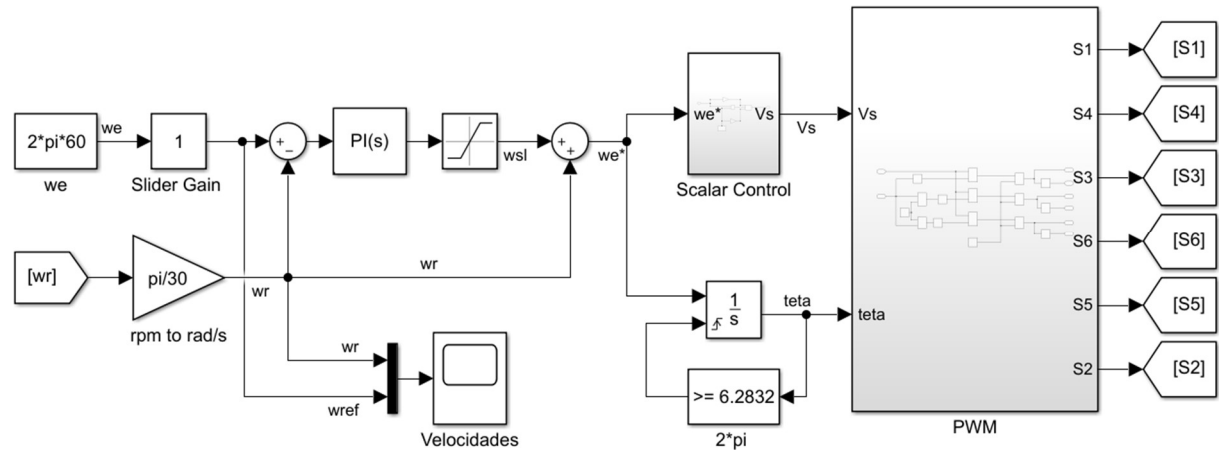
Figura 34 - Modelo de conversor de frequência



Fonte: Elaboração do próprio autor

Os comandos S1, S2, S3, S4, S5 e S6, que controlam o chaveamento dos semicondutores, são gerados a partir da modulação PWM senoidal. A amplitude das ondas modulantes, bem como suas frequências, são resultantes de uma malha de controle escalar com realimentação de velocidade. Buscou-se reproduzir a malha de controle escalar fechada da Figura 21, com uma adaptação: a velocidade do rotor, no modelo desenvolvido, é uma estimacão proveniente de cálculos, e não efetivamente medida por um sensor. Uma visão geral da malha de controle elaborada e a geração de sinais PWM está disponível na Figura 35.

Figura 35 - Visão geral malha de controle escalar e geração de sinais PWM



Fonte: Elaboração do próprio autor

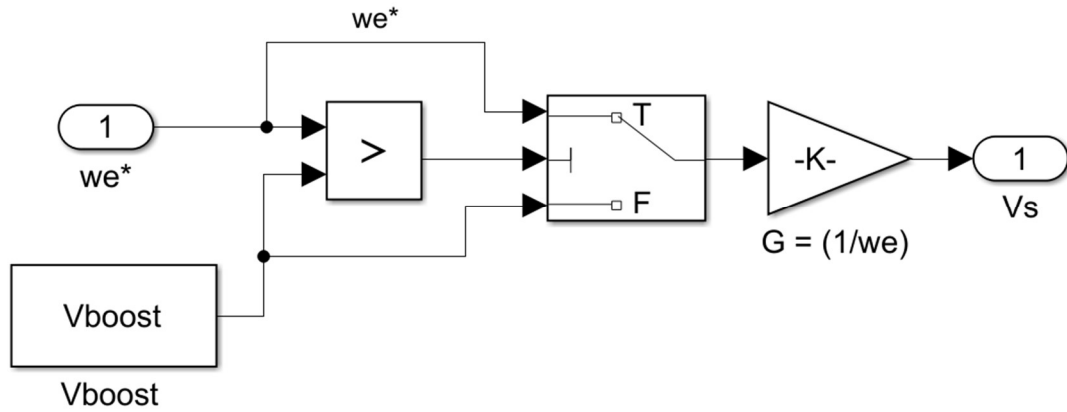
Na malha da Figura 35 o usuário entra com a referência de velocidade angular  $w_{ref}$ . O bloco “*Slider Gain*” permite o ajuste da velocidade de referência ( $w_{ref}$ ) a múltiplos da velocidade nominal síncrona  $w_e$ . A velocidade  $w_{ref}$  passa pela malha de controle PI para gerar a velocidade de escorregamento  $w_{sl}$ , que é somada com a velocidade do rotor ( $w_r$ ), resultando em  $w_e^*$ . Os ganhos do controlador PI foram definidos de maneira empírica, a partir de testes consecutivos. Os ganhos escolhidos estão disponíveis na Tabela 3.

Tabela 3 - Ganhos do controlador PI

Ganho proporcional (P)	3
Ganho integral (I)	7

Fonte: Elaboração do próprio autor

$w_e^*$  então é integrado no tempo, resultando no ângulo  $teta$ , de acordo com a Equação 29.  $w_e^*$  também entra no bloco “*Scalar Control*”, resultando na amplitude ( $V_s$ ) das ondas modulantes do PWM senoidal. Uma visão mais detalhada do bloco “*Scalar Control*” está disponível na Figura 36.

Figura 36 - Bloco *Scalar Control*

Fonte: Elaboração do próprio autor

Neste sub-sistema, há um bloco comparador que comanda um *switch* que comuta entre as posições T e F. O comparador compara o valor de  $we^*$  com  $V_{boost}$ , onde  $V_{boost}$  é a compensação de tensão para rodar a máquina em baixas frequências, dado por (81). Se  $we^* > V_{boost}$ , o *switch* assume a posição T, caso contrário, o *switch* assume a posição F.

$$V_{boost} = 0,4 \cdot 2\pi \cdot 60. \quad (81)$$

Após o *switch*, há um ganho G. O ganho G é dado por (82).

$$G = \frac{1}{we} = \frac{1}{2\pi 60}. \quad (82)$$

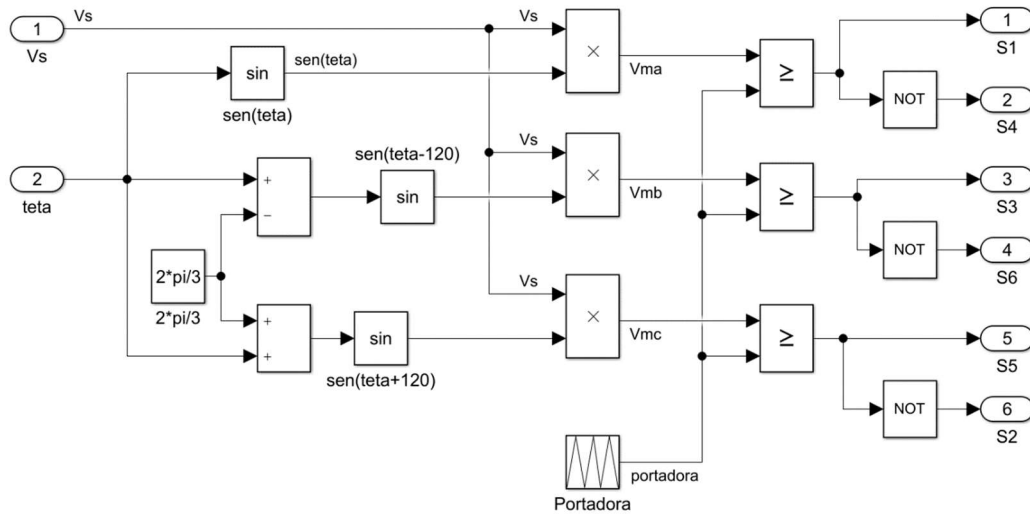
Portanto o valor de  $V_s$  segue (83).

$$\begin{cases} V_s = we^* \cdot \frac{1}{2\pi 60}, & \text{se } we^* > V_{boost}; \\ V_s = V_{boost} \cdot \frac{1}{2\pi 60}, & \text{se } we^* \leq V_{boost}. \end{cases} \quad (83)$$

Deste modo o valor de  $V_s$  será proporcional à velocidade  $we^*$  e a proporção  $V/f$  será mantida constante na região linear de operação. Nesta região, o valor de  $V_s$  pode variar entre 0,4 e 1.

$V_s$  é então encaminhada para o bloco “PMW”, onde são gerados os sinais PWM que controlam o conversor. Uma visão mais detalhada do bloco “PMW” está disponível na Figura 37.

Figura 37 - Bloco PWM



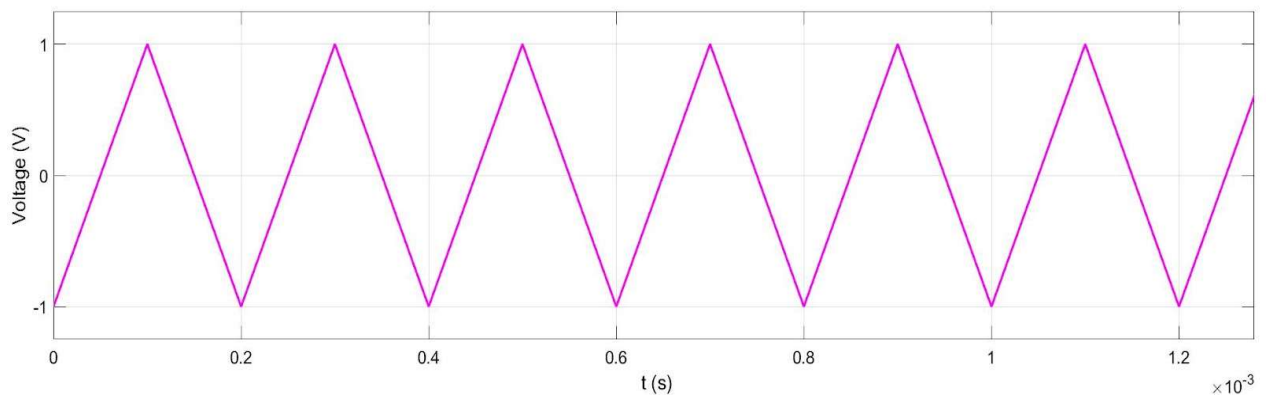
Fonte: Elaboração do próprio autor

Neste bloco são formadas três ondas modulantes senoidais defasadas de  $120^\circ$  entre si,  $V_{ma}$ ,  $V_{mb}$  e  $V_{mc}$ , como indicado por (84).

$$\begin{aligned} v_{ma} &= V_s \cdot \sin \theta, \\ v_{mb} &= V_s \cdot \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right), \\ v_{mc} &= V_s \cdot \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right). \end{aligned} \quad (84)$$

As ondas modulantes são comparadas com a onda portadora. A onda portadora se trata de uma onda triangular que varia de -1 a 1, com frequência  $f_c=5\text{kHz}$ , como ilustrado na Figura 38.

Figura 38 - Onda portadora

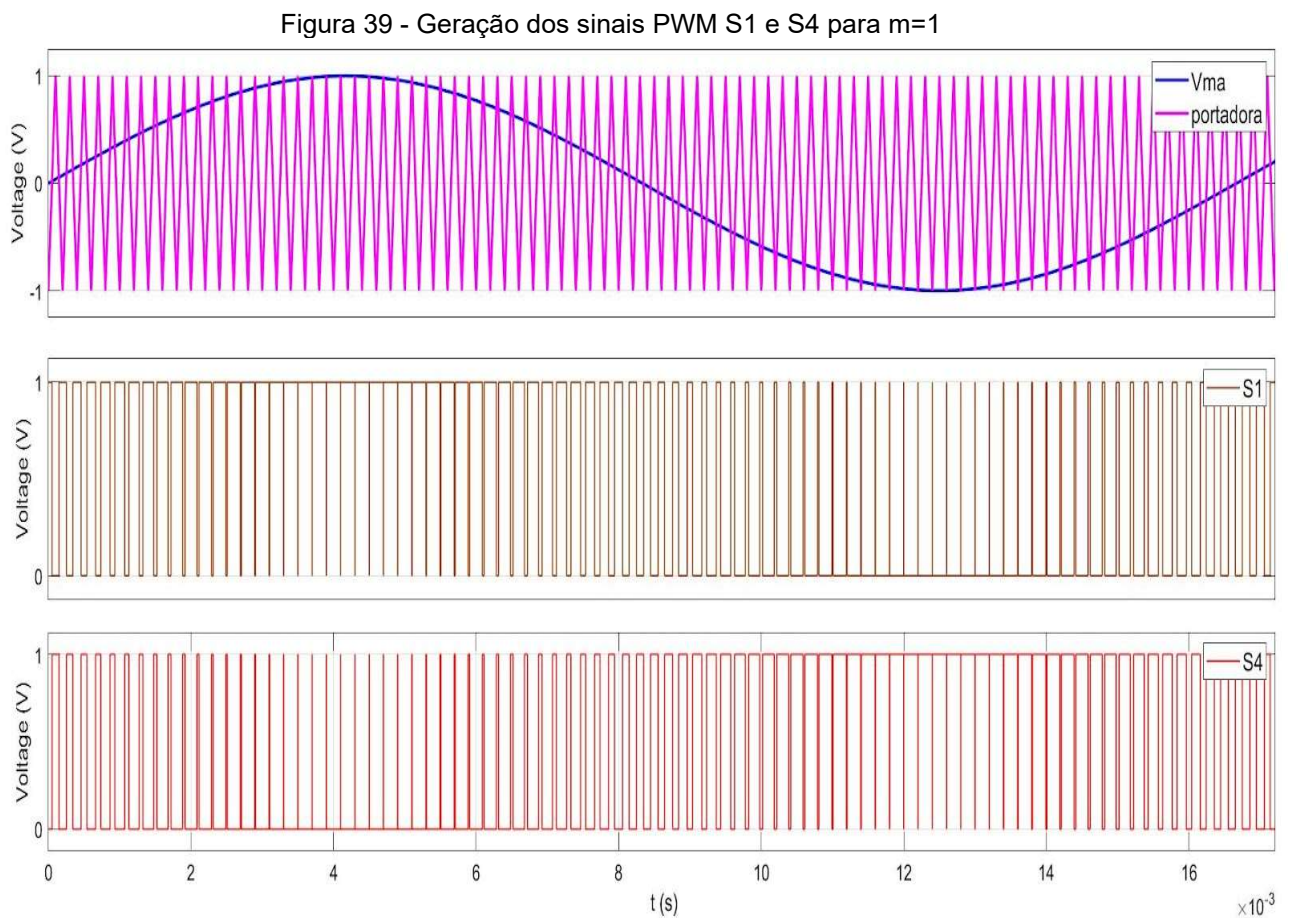


Fonte: Elaboração do próprio autor

A comparação entre a onda portadora e  $v_{ma}$  gera os comandos S1 e S4, responsáveis por controlar os semicondutores da primeira perna do conversor da

Figura 34, que por sua vez produz a tensão de fase  $v_a$  que alimenta o modelo do MIT. A comparação entre a portadora e  $v_{mb}$  gera os comandos S3 e S6, responsáveis por controlar a perna central do conversor, que produz a tensão  $v_b$ . E a comparação entre a portadora e  $v_{mc}$  gera os comandos S5 e S2, responsáveis por controlar a última perna do conversor, que produz a tensão de fase  $v_c$ .

Na Figura 39 são mostradas as formas de onda de  $v_{ma}$  em conjunto com a onda portadora e os sinais S1 e S4 gerados para um índice de modulação  $m=1$ .

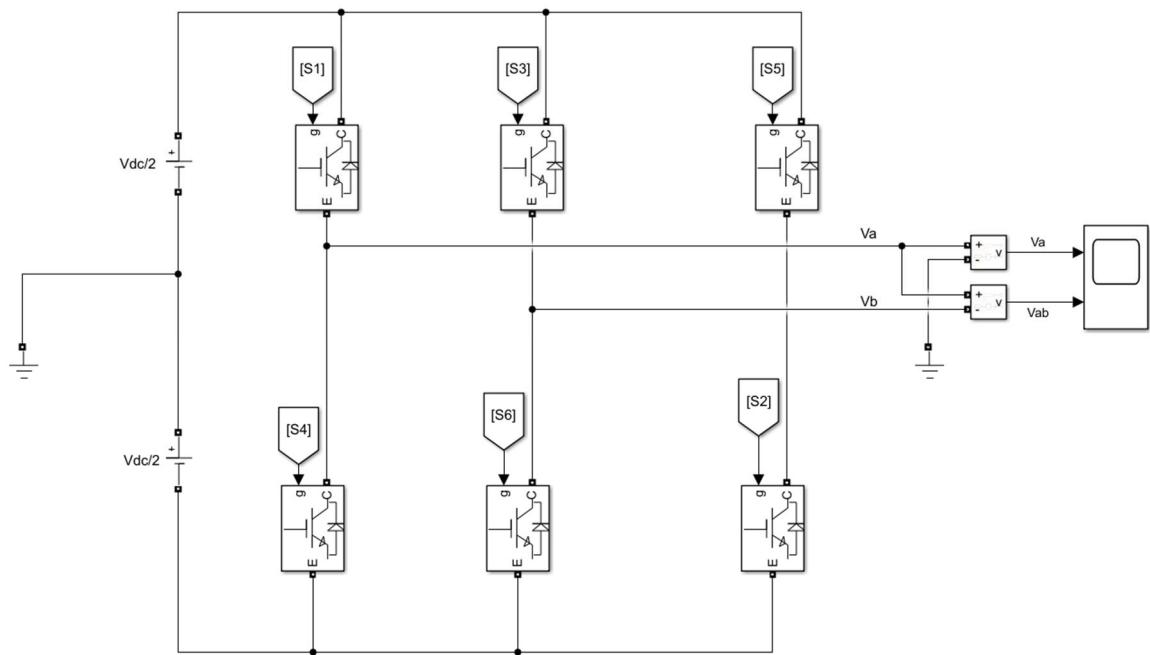


Fonte: Elaboração do próprio autor

Nota-se que os sinais S1 e S4 são complementares, de modo a nunca permitirem a condução de seus respectivos semicondutores ao mesmo tempo.

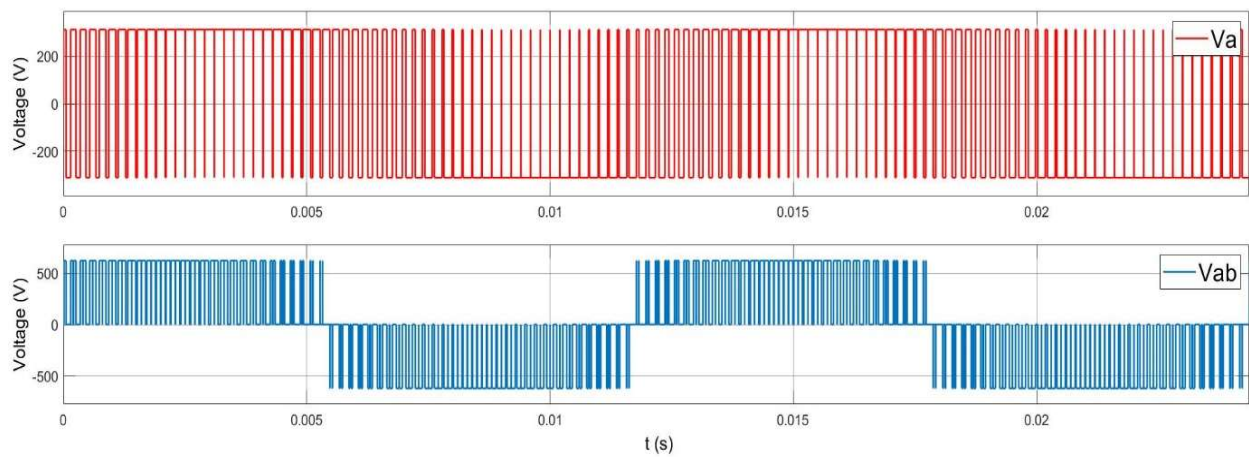
A seguir são conectados dois medidores de tensão para medir a tensão  $v_a$  produzida pelo conversor e a tensão de linha  $v_{ab}$ , como ilustrado na Figura 40. As formas de onda estão disponíveis na Figura 41 e foram captadas nas mesmas condições da Figura 39.

Figura 40 - Medição da tensão de saída  $V_a$  e tensão de linha  $V_{ab}$  do conversor

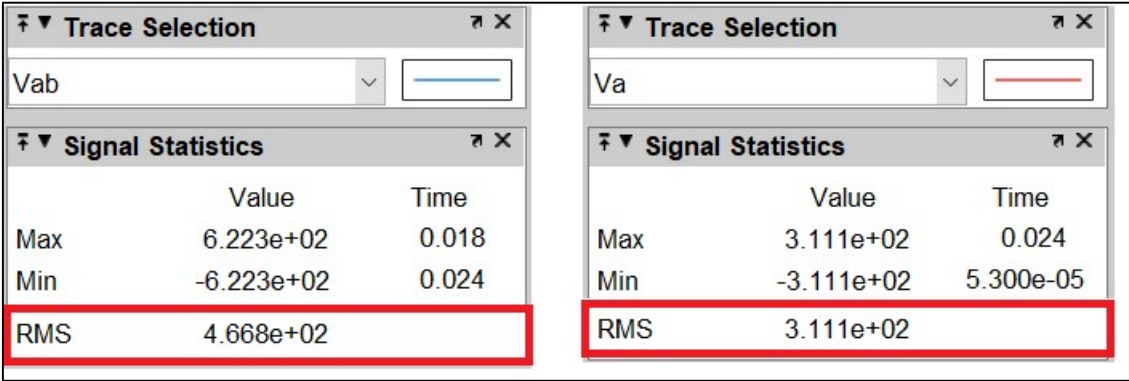


Fonte: Elaboração do próprio autor

Figura 41 - Formas de onda  $V_a$  e  $V_{ab}$  (a) e valor RMS (b) para  $m=1$



(a)



(b)

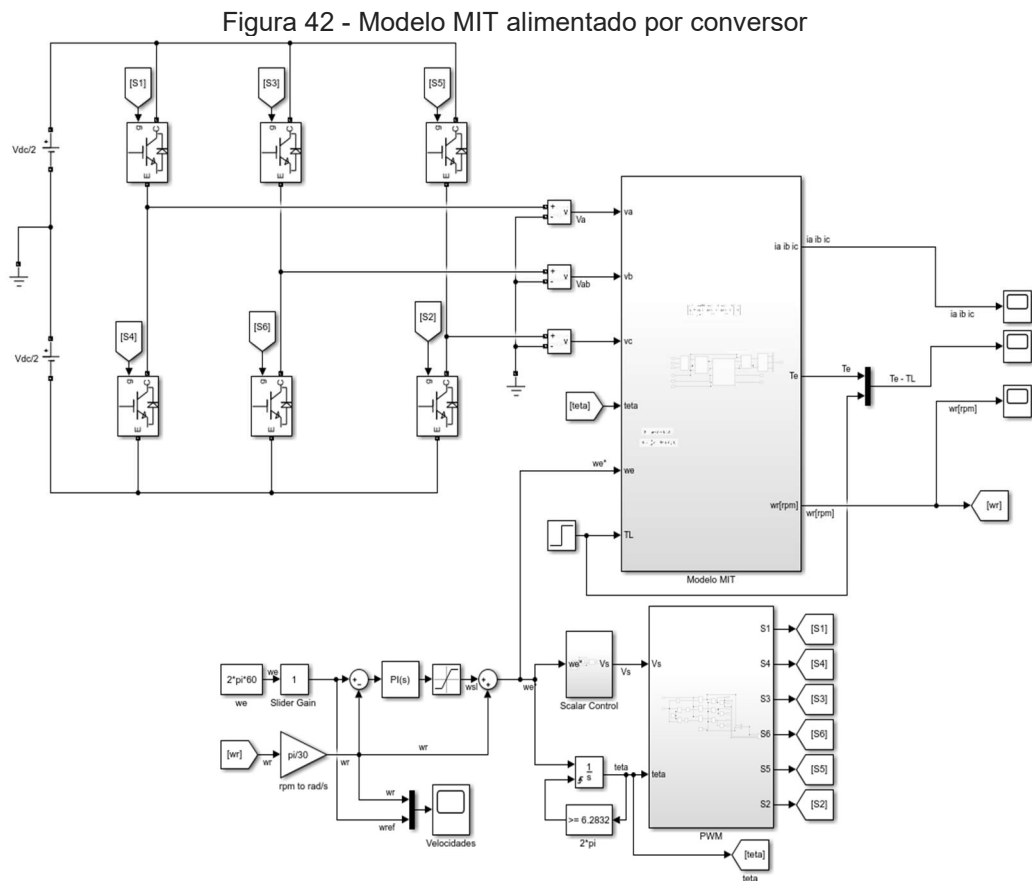
Fonte: Elaboração do próprio autor

Como destacado na Figura 41 (b), o valor eficaz (RMS) da tensão  $v_{ab}$  é de aproximadamente 467V, e o valor eficaz de  $v_a$  é aproximadamente 311V, que é o valor das fontes de tensão CC do conversor, como indicado em (80).

Com o conversor e o MIT modelados, parte-se para a simulação da operação do MIT sendo alimentado pelo conversor.

#### 6.4 Simulação MIT Alimentado por Conversor de Frequência

Na Figura 42 é apresentada a visão geral do sistema simulado do modelo do MIT alimentado através do conversor de frequência PWM.

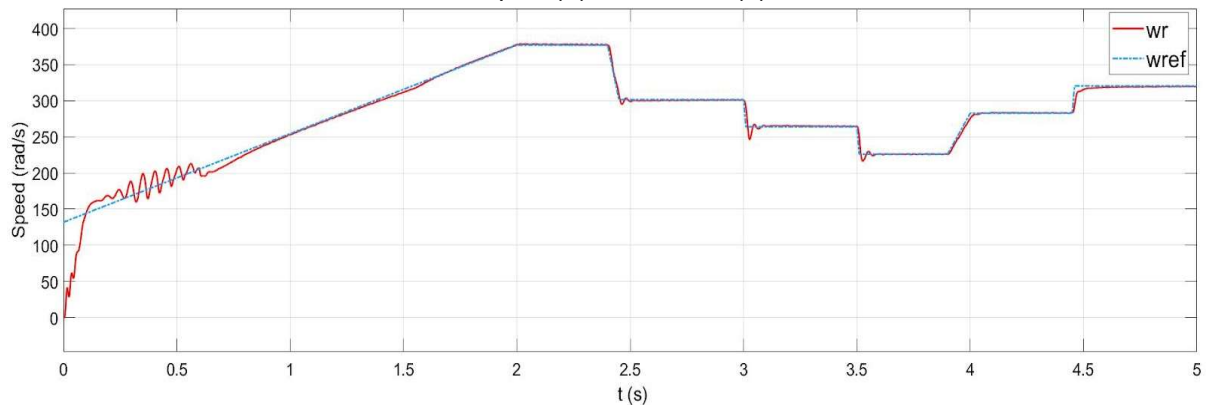


Fonte: Elaboração do próprio autor

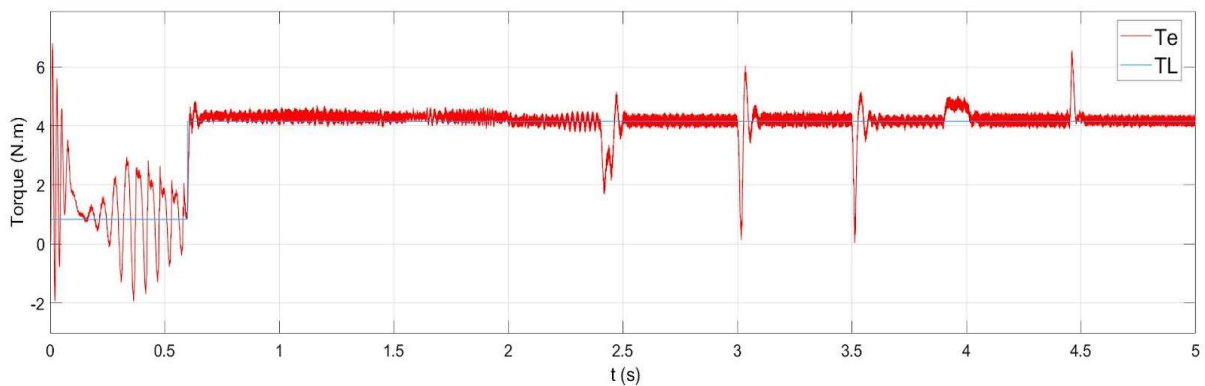
Com essa configuração, partiu-se o MIT com 20% de sua carga nominal e após 0,6s aplicou-se a carga nominal no eixo. Ao mesmo tempo foi aplicada uma rampa de aceleração, que parte com velocidade de referência  $w_{ref} \cong 132 \text{ rad/s}$  e atinge a velocidade síncrona em  $t=2\text{s}$ . Então, após o motor atingir sua velocidade de rotação igual a velocidade síncrona, com sua carga nominal, variou-se a velocidade de referência para testar a resposta da malha de controle. As formas de onda das

correntes no estator da máquina, dos torques eletromagnético e de carga, e a das velocidades de referência e do eixo rotor da máquina modelada foram registradas a fim de se verificar a resposta da malha de controle. Os valores aproximados para as velocidades de referência utilizados foram de: 377rad/s, 302rad/s, 264rad/s, 226rad/s, 283rad/s e 320rad/s. As formas de onda registradas estão disponíveis na Figura 43.

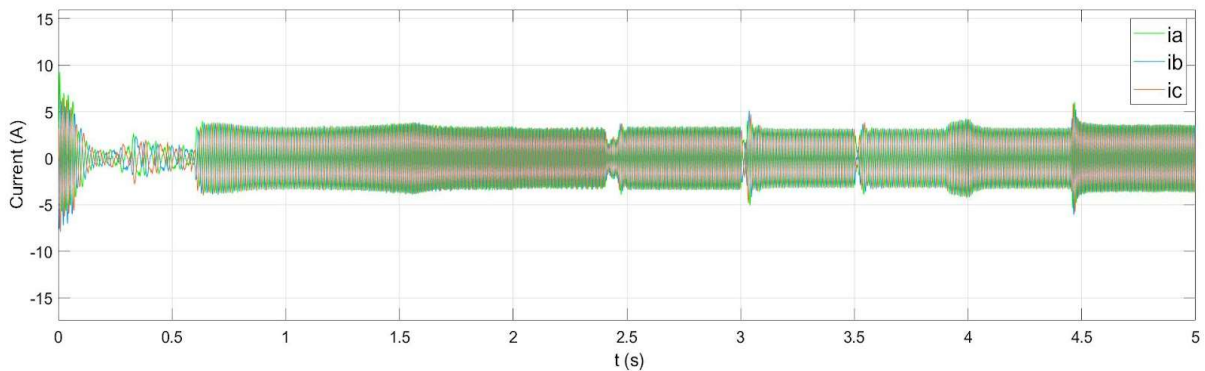
Figura 43 - Simulação modelo MIT alimentado por conversor - Formas de onda: velocidades (a), torques (b) e correntes (c)



(a)



(b)



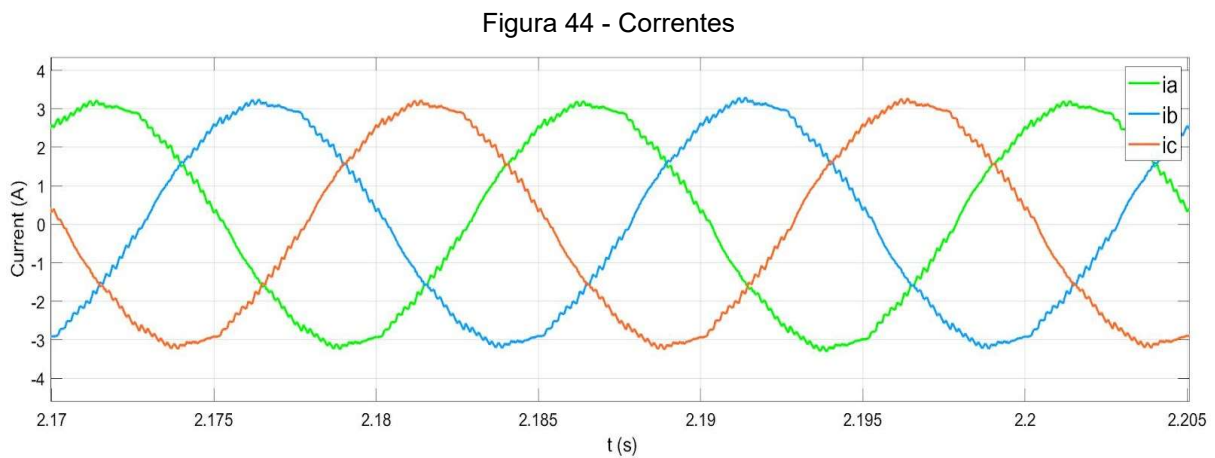
(c)

Fonte: Elaboração do próprio autor



A partir da análise da Figura 43, apesar das variações em menores frequências, nota-se que a malha de regulação de escorregamento torna o erro entre a velocidade do rotor e velocidade de referência próximo de zero. O controle melhora conforme aumenta-se a velocidade e o MIT modelado mantém o torque eletromagnético ( $T_e$ ) desenvolvido, mesmo quando varia-se a velocidade de rotação do mesmo, caracterizando o controle escalar.

Uma visão mais detalhada das formas de ondas das correntes está disponível na Figura 44, registrada entre os instantes  $t=2,17s$  e  $t=2,205s$ .



Fonte: Elaboração própria do autor

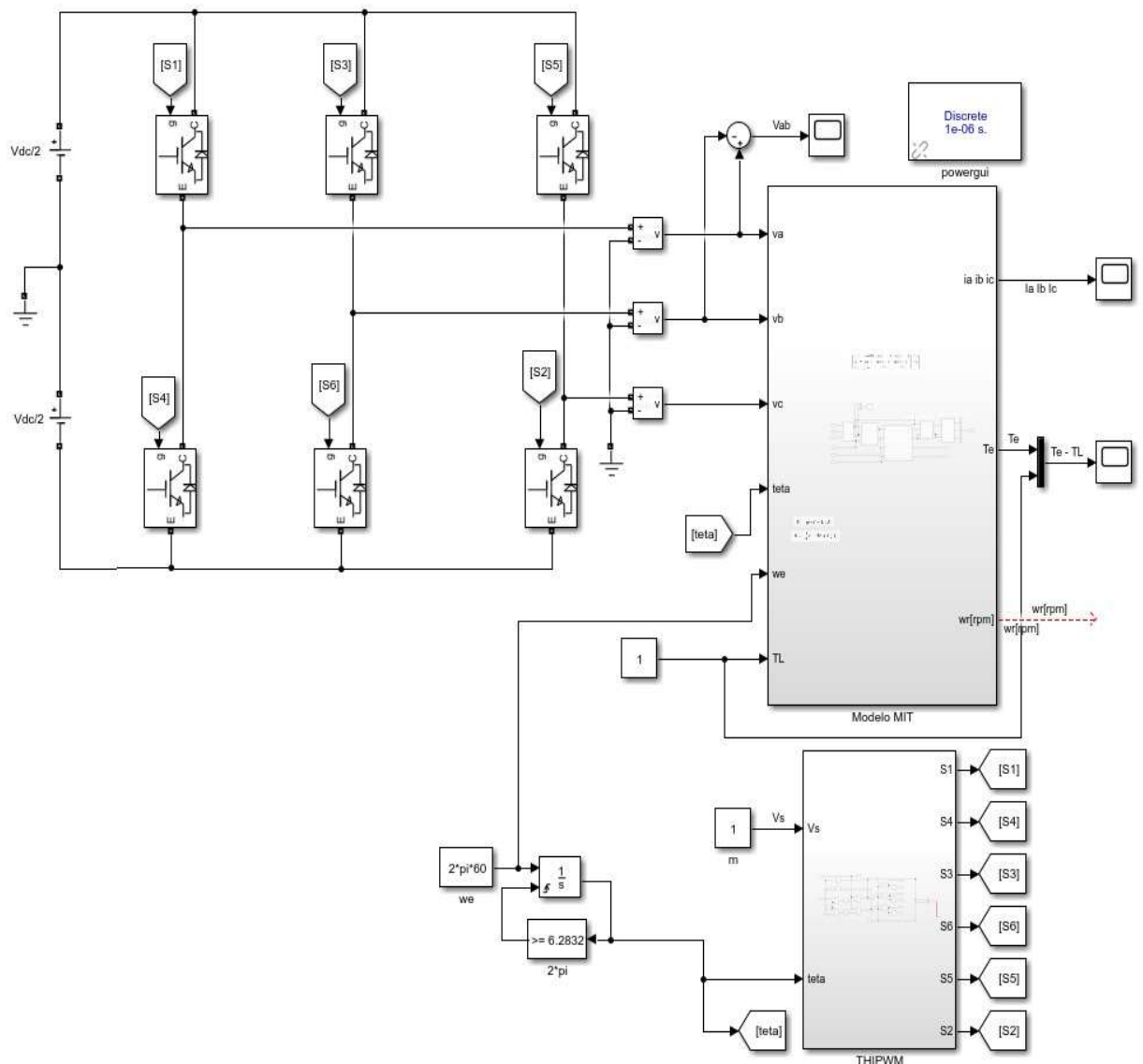
Da Figura 44, nota-se que as formas de ondas das correntes assemelham-se à senoides. Contudo, verifica-se também a presença de componentes harmônicas que tornam os sinais ruidosos.

Após verificar o funcionamento do conversor acionando o modelo do MIT através do controle escalar, parte-se para o estudo de comparação entre as técnicas de modulação PWM senoidal e THIPWM.

## 6.5 Comparação Entre PWM Senoidal e THIPWM

Para estudar os efeitos da modulação THIPWM, adaptou-se o circuito da Figura 42 a fim de se ter um maior controle sobre o índice de modulação. Para tal, removeu-se a malha de realimentação de velocidade e o controle escalar. Uma visão geral do circuito elaborado para a comparação entre as técnicas PWM está disponível na Figura 45.

Figura 45 - Circuito para estudo das técnicas de modulação

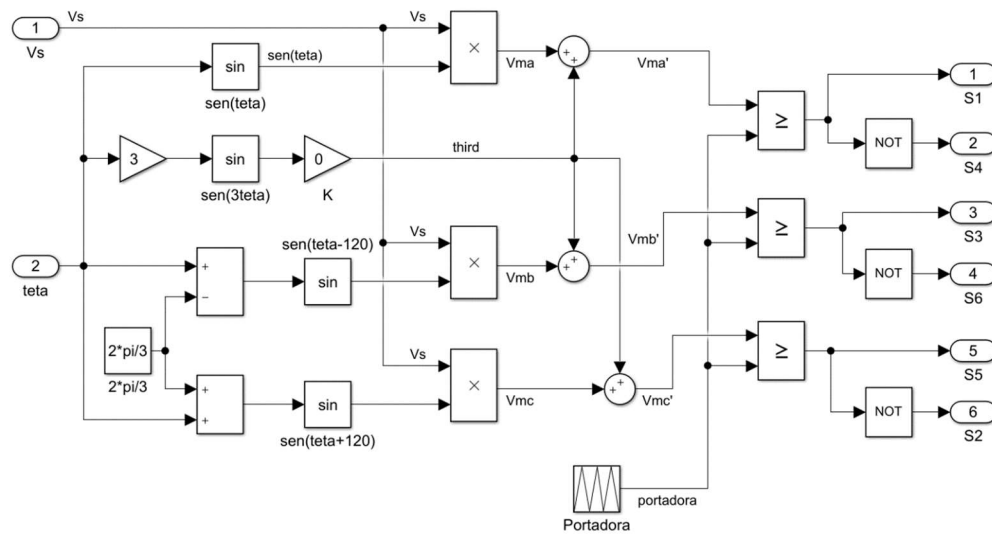


Fonte: Elaboração própria do autor

O bloco chamado “THIPWM” da Figura 45 possui como entradas  $V_s$  e  $teta$ . Assim como no circuito da Figura 35,  $V_s$  representa a amplitude das ondas modulantes que, neste caso, apresentam frequência fixa em 60Hz, definida na constante  $we$ . O ângulo  $teta$  é resultado da integração de  $we$  no tempo. O valor de  $V_s$  é definido de acordo com o índice de modulação, indicado pela constante  $m$ . Como saída do bloco têm-se os sinais S1, S2, S3, S4, S5 e S6.

Uma visão mais detalhada do bloco “THIPWM” está disponível na Figura 46.

Figura 46 - Visão geral bloco THIPWM



Fonte: Elaboração própria do autor

O circuito da Figura 46 é muito semelhante ao circuito da Figura 37, porém aqui as tensões  $V_{ma}$ ,  $V_{mb}$  e  $V_{mc}$  são somadas a um sinal denominado *third* para resultarem em  $V_{ma}'$ ,  $V_{mb}'$  e  $V_{mc}'$ . O sinal *third* representa a injeção da componente terceira harmônica às ondas modulantes. Quando o ganho  $K$  é nulo, a componente *third* também é nula e as ondas modulantes são compostas apenas por suas respectivas componentes fundamentais, configurando a modulação PWM senoidal.  $K$  deve ser ajustado de acordo com a proporção da terceira harmônica que se deseja introduzir aos sinais modulantes.

As tensões  $V_{ma}'$ ,  $V_{mb}'$  e  $V_{mc}'$  geradas no bloco “THIPWM” são definidas de acordo com (85).

$$\begin{aligned} v_{ma}' &= V_s \cdot \sin \theta + K \cdot \sin(3\theta), \\ v_{mb}' &= V_s \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + K \cdot \sin(3\theta), \\ v_{mc}' &= V_s \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + K \cdot \sin(3\theta). \end{aligned} \quad (85)$$

A onda portadora se trata de uma onda triangular que varia de -1 a 1, com frequência  $f_c=5\text{kHz}$ , como a onda da Figura 38.

Com essa configuração, foram feitas simulações a fim de se comparar as duas técnicas de modulação PWM (PWM Senoidal e THIPWM) no que se refere a:

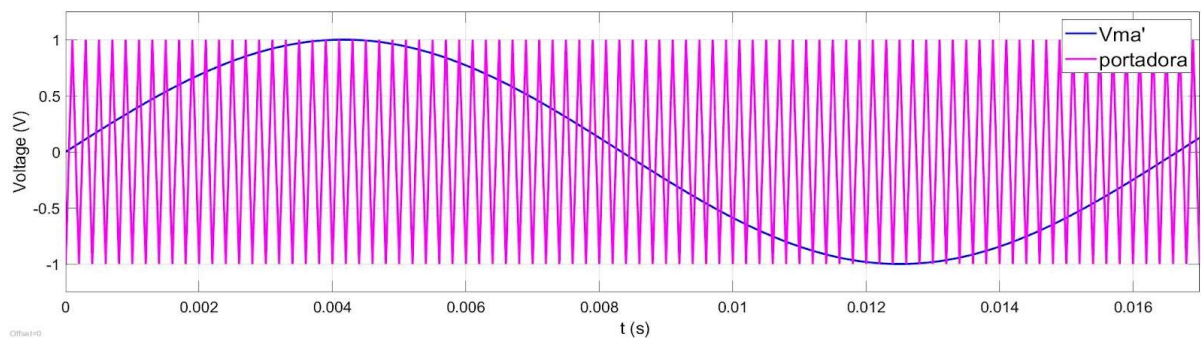
- Valor da componente fundamental das ondas de corrente de fase no estator;
- Valor RMS da tensão de linha que alimenta o modelo do motor;
- THD da forma de onda de corrente de fase no estator;

- Torque eletromagnético desenvolvido pelo MIT.

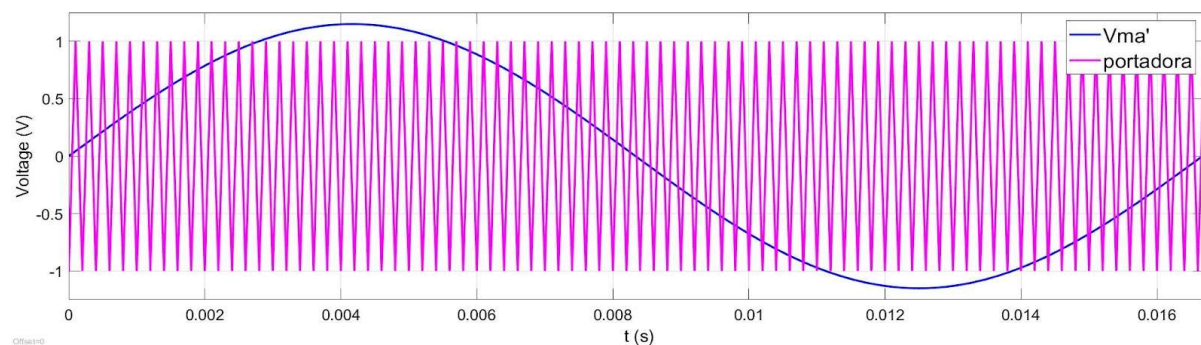
Para todas as simulações descritas neste item, aplicou-se um torque de carga constante de 1N.m no modelo da máquina.

Primeiramente, aplicou-se a modulação PWM senoidal com índice de modulação  $m=1$ . Em seguida aplicou-se uma sobre-modulação com  $m=1,15$ , ainda com a técnica PWM senoidal. Por fim, ainda com  $m=1,15$ , aplicou-se a modulação THIPWM, fazendo  $K=1/6$ . Na Figura 47 são ilustradas as ondas portadoras  $v_{ma}'$  e modulantes para os três casos.

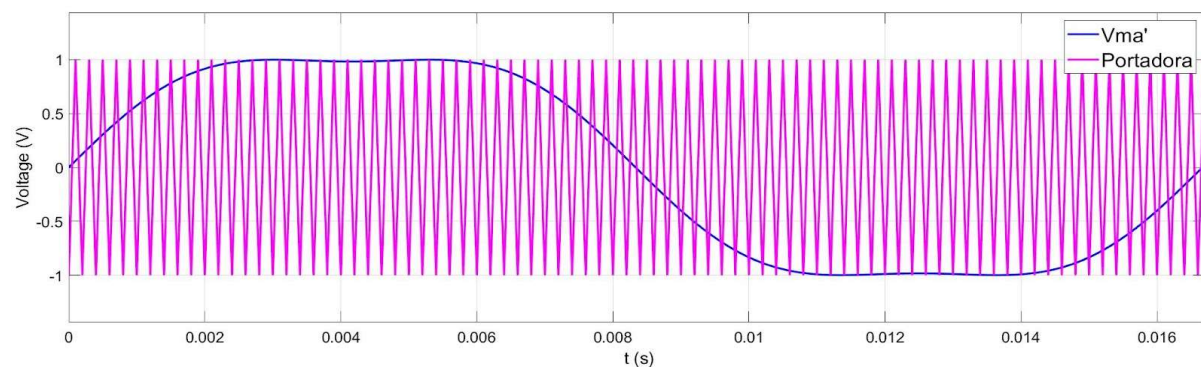
Figura 47 - Onda modulante  $V_{ma}'$  e onda portadora: PWM senoidal  $m=1$  (a), PWM senoidal  $m=1,15$  (b) e THIPWM (c)



(a)



(b)



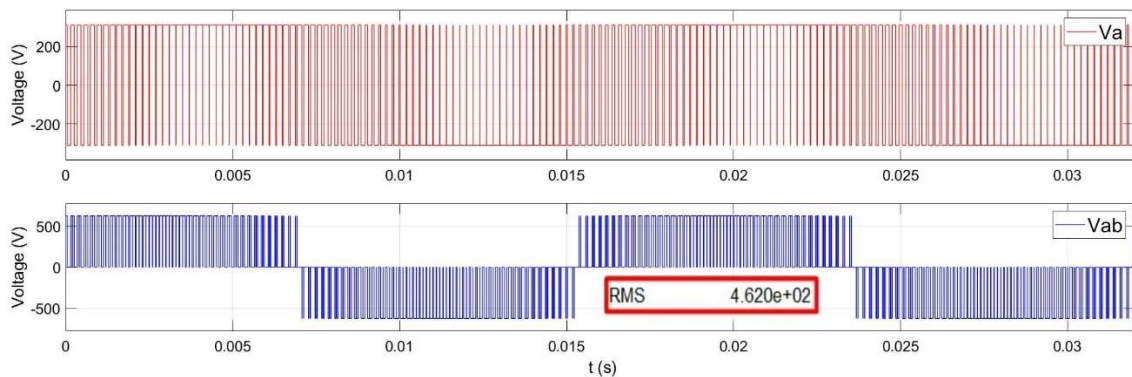
(c)

Fonte: Elaboração própria do autor

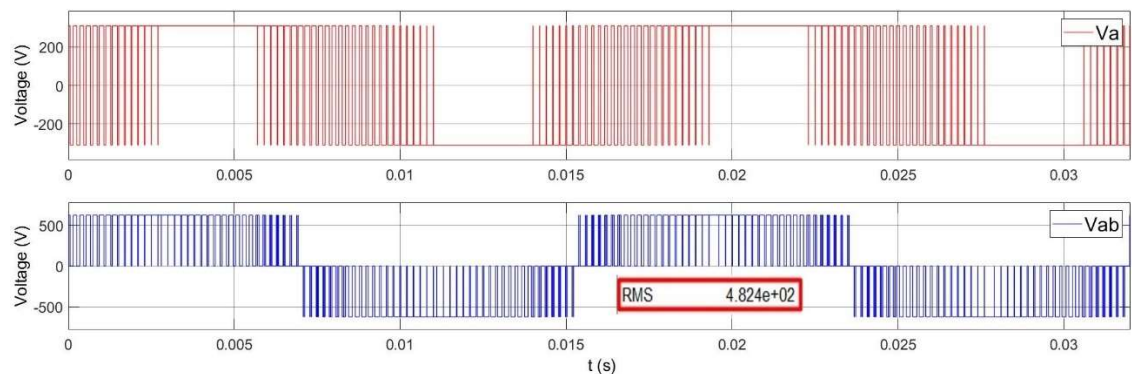
Da Figura 47 (c), nota-se que a injeção da proporção de 1/6 da terceira harmônica é suficiente para manter unitário o pico da onda modulante, mesmo na região de sobre-modulação, evitando assim maiores períodos sem chaveamentos nos semicondutores.

Na Figura 48 a seguir estão registradas as formas de onda das tensões de fase ( $v_a$ ) e de linha ( $v_{ab}$ ) produzidas pelo conversor, para os três casos.

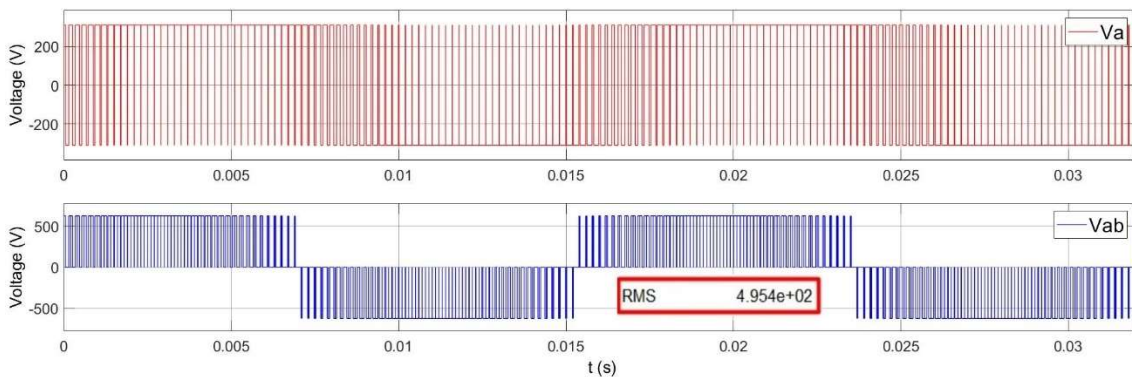
Figura 48 – Tensões de linha e de fase: PWM senoidal  $m=1$  (a), PWM senoidal  $m=1,15$  (b) e THIPWM (c)



(a)



(b)



(c)

Fonte: Elaboração própria do autor

Observando a Figura 48 (b), ficam evidentes os períodos em que não ocorrem os chaveamentos dos semicondutores, quando tensão de fase permanece constante. Tal comportamento não se repete com a técnica THIPWM, de acordo com a Figura 48 (c).

Verifica-se que a operação em sobre-modulação permite um aumento da tensão de linha produzida pelo conversor. Da Figura 48, tem-se que o valor eficaz da tensão de linha passa de 462V, no PWM senoidal com  $m=1$ , para 482,4V, com  $m=1,15$ . A partir da Figura 48 (c), verifica-se que a injeção da terceira harmônica potencializou o efeito da sobre-modulação sobre o valor eficaz da tensão de linha, que então atinge o valor de 495,4V.

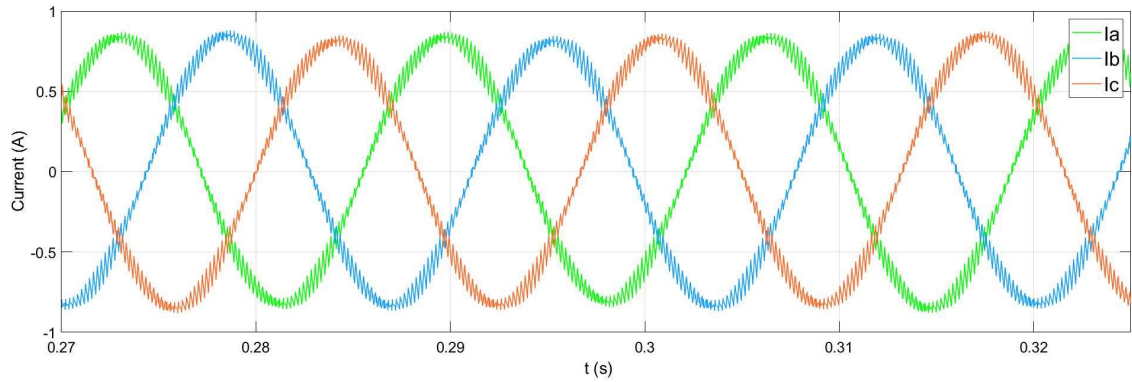
Na sequência foram coletas as formas de onda das correntes de fase no estator  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , em regime permanente, para os três casos. As correntes estão ilustradas na Figura 49.

Na Figura 49 (b) verifica-se a maior deformação no formato das ondas, decorrente da sobre-modulação, que causa uma diminuição do número de chaveamentos por segundo dos semicondutores do conversor. Na Figura 49 (c), apesar da sobre-modulação da componente fundamental, a deformação das ondas é amenizada e os sinais são muito semelhantes aos da Figura 49 (a).

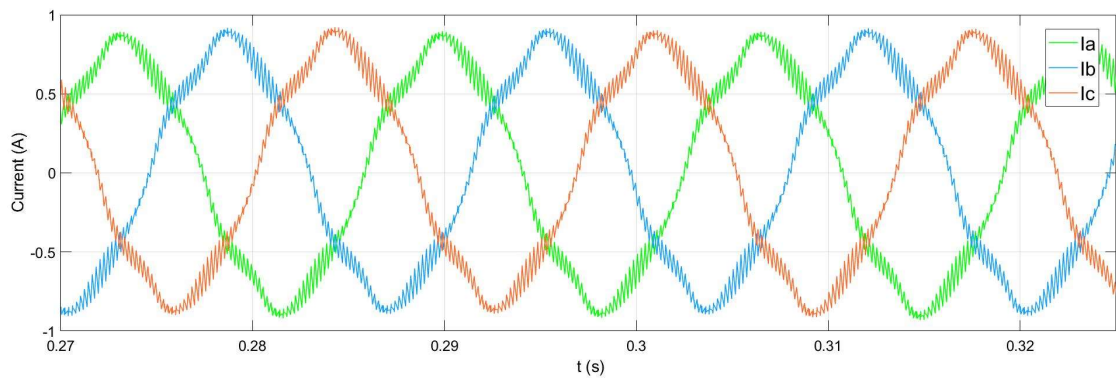
A fim de melhor entender a interferência das componentes harmônicas nos sinais de corrente, aplicou-se uma ferramenta do *software* Simulink, chamada *FFT Analysis (Fast Fourier Transform Analysis)*, para analisar a corrente  $i_a$ . Essa ferramenta permite ao usuário selecionar um intervalo de ciclos do sinal analisado para que seja aplicada a Transformada Rápida de Fourier e, como resposta, obtém-se a Distorção Harmônica Total (THD%) do intervalo estudado e a amplitude da componente fundamental do sinal.



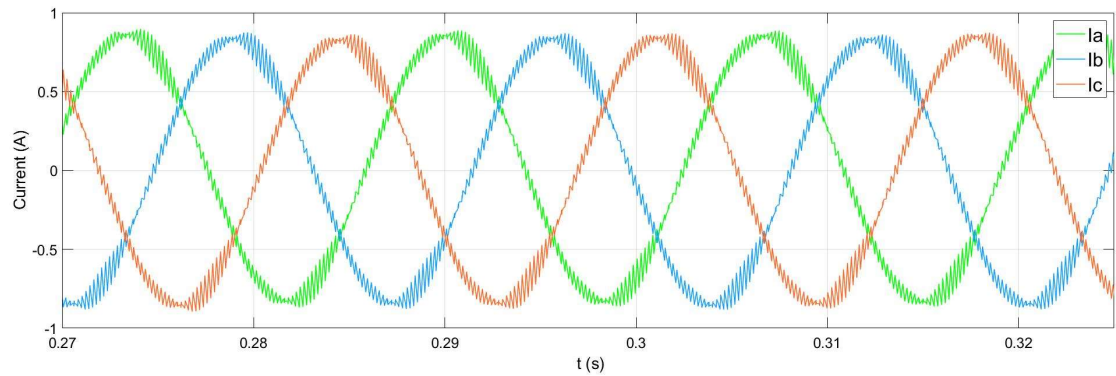
Figura 49 - Correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ : PWM senoidal  $m=1$  (a), PWM senoidal  $m=1,15$  (b) e THIPWM (c)



(a)



(b)



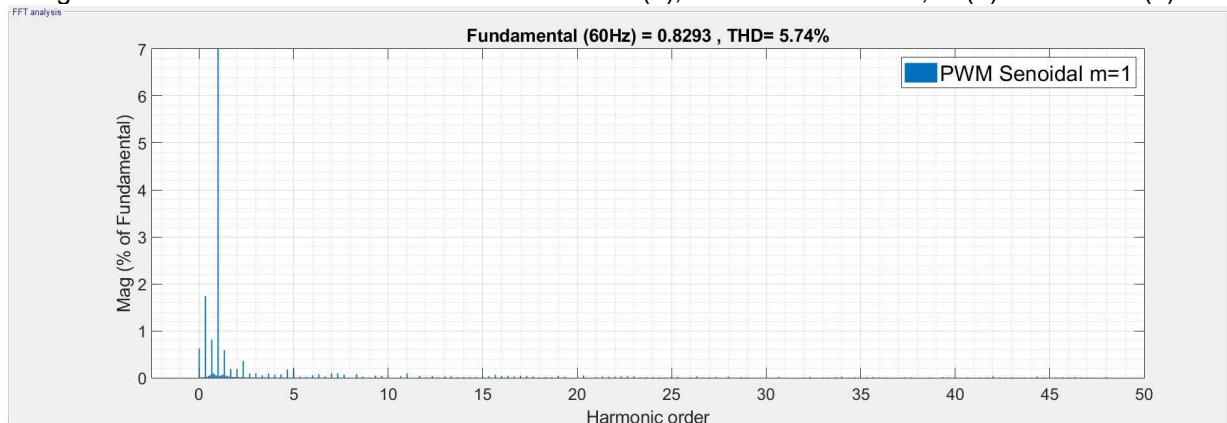
(c)

Fonte: Elaboração própria do autor

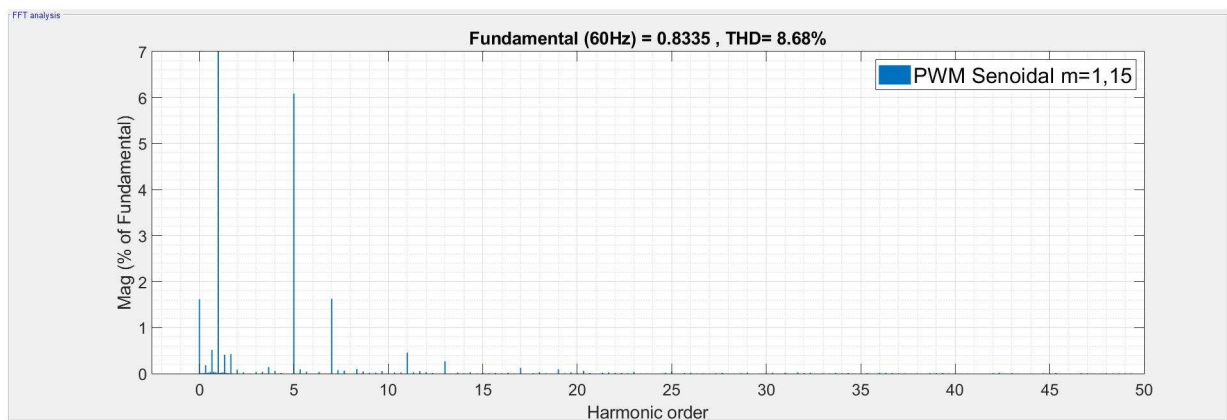
A *International Electrotechnical Commission* (IEC), em sua norma IEC61000-3-2:2005, estabelece como intervalo padrão, para medição de conteúdo harmônico de um sinal com frequência fundamental 60Hz, uma janela de 12 ciclos (ABIDIN, 2006). Seguindo essas diretrizes, aplicou-se a FFT na forma de onda da corrente  $i_a$ .

Na Figura 50 a seguir estão disponíveis, as análises FFT da corrente  $i_a$ , para os três casos.

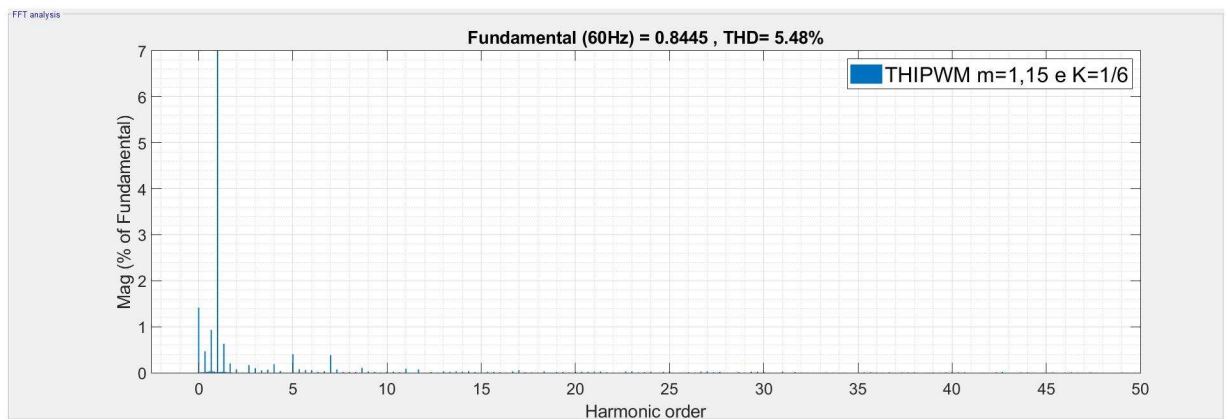
Figura 50 – Análise FFT de  $i_a$ : PWM senoidal  $m=1$  (a), PWM senoidal  $m=1,15$  (b) e THIPWM (c)



(a)



(b)



(c)

Fonte: Elaboração própria do autor

Da Figura 50 verifica-se que, para o PWM senoidal com  $m=1$ , a componente fundamental da corrente  $i_a$  apresentou amplitude de 0,8293A com THD de 5,74%. A sobre-modulação em PWM senoidal causou um aumento na amplitude da corrente, atingindo 0,8335A, e um efeito negativo no THD, que passou para 8,68%. Este aumento no THD significa que o motor está recebendo uma alimentação de pior qualidade. Com a técnica THIPWM, verifica-se que a corrente  $i_a$  possui componente



fundamental com amplitude de 0,8445A e apresentou um THD de 5,48%, o menor valor obtido nas três simulações. Ou seja, a injeção terceira harmônica na onda modulante não comprometeu o THD da corrente, em comparação com a análise da Figura 50 (a).

Isso ocorre pois as triplas harmônicas presentes nas formas de onda de fase da saída do conversor são eliminadas das formas de onda das tensões de linha (HOULDSWORTH, GRANT, 1984). Sejam as formas de onda do conversor compostas por suas fundamentais somadas a uma proporção arbitrária das triplas harmônicas, como em (86) – (88).

$$v_a = \text{sen}(\omega t) + a \cdot \text{sen}(3n\omega t), \quad (86)$$

$$\begin{aligned} v_b &= \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + a \cdot \text{sen}\left[3n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ &= \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + a \cdot \text{sen}(3n\omega t - 2n\pi), \end{aligned} \quad (87)$$

$$\begin{aligned} v_c &= \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + a \cdot \text{sen}\left[3n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ &= \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + a \cdot \text{sen}(3n\omega t + 2n\pi), \end{aligned} \quad (88)$$

sendo  $n = 1, 2, 3...$

Assim, as componentes fundamentais de cada tensão formam um sistema trifásico, enquanto que as triplas harmônicas ficam todas em fase, por isso levam o nome de harmônicas de sequência 0. Portanto, nas frequências triplas, não há diferença entre as fases e todas as harmônicas triplas são eliminadas das tensões de linha (HOULDSWORTH, GRANT, 1984). Apesar da injeção da terceira harmônica não surtir efeito nas tensões de linha, o efeito nas tensões de fase é de diminuir o pico da tensão.

Supondo que o motor simulado possua os enrolamentos de seu estator conectados em delta, onde a tensão de linha é igual a tensão de fase, é evidente que a injeção da terceira harmônica não afete as correntes de linha que percorrem o estator. Porém, em cargas conectadas em estrela, uma maior atenção deve ser dada a este assunto.

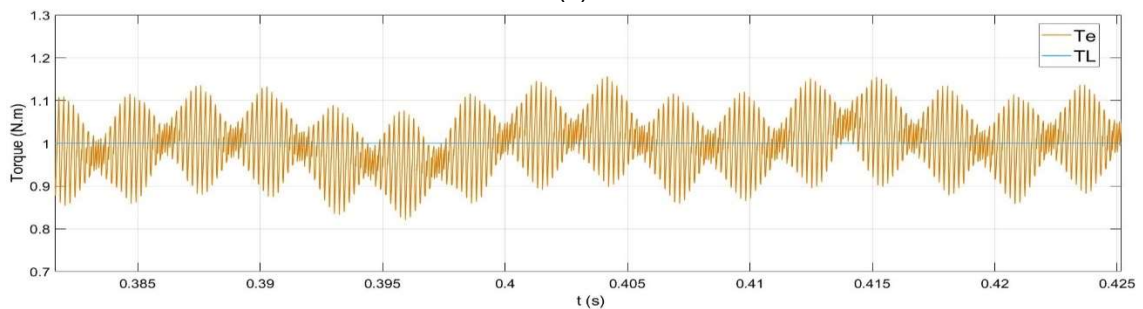
Emmanuel e Orr (2004) mostram que, em cargas balanceadas conectadas em estrela com acesso ao neutro, a distorção das formas de onda de tensão e corrente dependem da impedância do neutro. Caminhos neutros com baixa

impedância permitem o fluxo de harmônicas de corrente de sequência 0 praticamente sem obstáculos, o que é o caso de um neutro aterrado. Entretanto, em motores de indução este efeito é desprezível, haja vista que quando os enrolamentos do estator são ligados em estrela, não se tem acesso ao neutro, em outras palavras, tem-se o neutro flutuante.

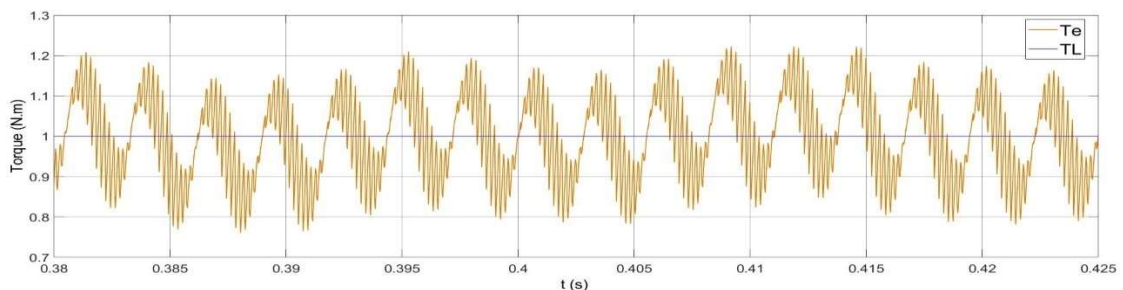
Portanto, independente da ligação (delta ou estrela) dos enrolamentos do motor de indução trifásicos, a injeção da terceira harmônica na tensão de fase de alimentação não afeta a distorção harmônica das correntes do estator.

Por fim, foram coletadas as formas de onda do torque eletromagnético ( $T_e$ ) desenvolvido pela máquina, em regime permanente, para os três casos. Na Figura 51 estão disponíveis as formas de onda dos torques.

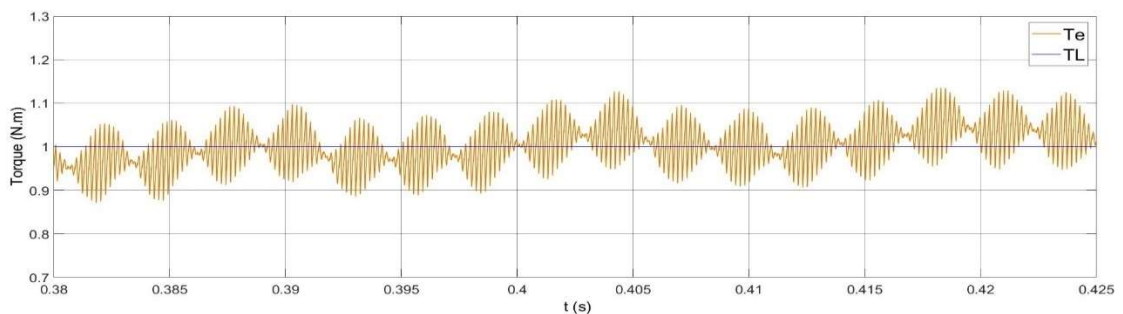
Figura 51 – Torque eletromagnético: PWM senoidal  $m=1$  (a), PWM senoidal  $m=1,15$  (b) e THIPWM (c)



(a)



(b)



(c)

Fonte: Elaboração do próprio autor

Da Figura 51, nota-se que o torque eletromagnético apresenta ruídos que causam pequenas variações, em todos os casos. Os maiores ruídos ocorrem na Figura 51 (b), o que prejudica o desempenho do motor e causa maior estresse no eixo rotor. Nesta condição o motor está recebendo uma alimentação de pior qualidade. O torque menos ruidoso é o da Figura 51 (c), na condição de THIPWM.

Em suma, os resultados obtidos nas simulações deste item estão organizados na Tabela 4.

Tabela 4 - Comparação entre performance das técnicas de modulação

Performance	PWM Senoidal m=1	PWM Senoidal m=1,15	THIPWM m=1,15 K = 1/6
THD da corrente de fase no estator	5,74%	8,68%	5,48%
Amplitude da componente fundamental da corrente de fase no estator	0,8293A	0,8335A	0,8445A
Valor eficaz da tensão de linha produzida pelo conversor	462,0V	482,4V	495,4V

Fonte: Elaboração do próprio autor

A partir das informações contidas na Tabela 4, conclui-se que a técnica THIPWM se mostrou capaz de entregar a melhor qualidade de energia elétrica para o MIT quando opera em sobre-modulação. Dentre os três casos estudados, a técnica com THIPWM apresenta o menor THD de corrente no motor, menor oscilação no torque eletromagnético produzido e maior tensão de saída do conversor, fornecendo maior potência ao motor acionado.

## 7 CONCLUSÕES

No presente trabalho modelou-se no software MATLAB Simulink um motor de indução trifásico com gaiola de esquilo e um conversor de frequência sem a etapa retificadora, sendo alimentado diretamente com tensão CC. Para controlar o motor modelado, desenvolveu-se uma malha de controle escalar fechada com realimentação de velocidade.

Após as simulações realizadas, conclui-se que o modelo dinâmico do MIT estudado apresenta um comportamento semelhante ao de um motor real. Contudo, os valores obtidos na simulação não coincidem exatamente com os valores da folha de dados do motor, pois na simulação alguns fatores foram desconsiderados, como as perdas no núcleo da máquina, por exemplo.

A elaboração do trabalho trouxe para o autor um aprofundamento do conhecimento sobre conversores de frequência. Esses drives são excelentes ferramentas para o acionamento de motores, pois permitem variar a velocidade de rotação do motor conforme as necessidades do usuário e da aplicação. A malha de controle reproduzida viabiliza a variação de velocidade mantendo o erro entre a velocidade do rotor e a velocidade de referência próximo de zero. O conversor simulado permite variação de velocidade do MIT até mesmo em plena carga, sem maiores prejuízos de torque, dentro da região linear de operação. Entretanto, em baixas frequências e com pouca carga, o conjunto apresentou erros elevados de velocidade e instabilidade de torque. O controle escalar não apresenta boa regulação de velocidade em baixas frequências e é incapaz de entregar torque ao motor em velocidade zero. Esse método foi desenvolvido para controlar a velocidade apenas. Portanto, conclui-se que o método de controle simulado não é adequado para acionar cargas que demandam de controle de torque ou alta precisão de velocidade em baixas frequências. Em cargas mais simples, que demandam apenas de um controle preciso de velocidade em frequências não muito baixas, pode-se aplicar o controle desenvolvido sem prejuízo de operação.

Neste trabalho também foi feita uma análise comparativa entre as técnicas de modulação por largura de pulso (PWM) PWM senoidal e THIPWM, na região de sobre-modulação ( $m=1,15$ ), e seus respectivos efeitos na saída do conversor/alimentação do motor. As formas de onda resultantes das simulações foram apresentadas e os seguintes parâmetros foram extraídos para fins de

comparação: distorção harmônica total (THD) da corrente de fase nos enrolamentos do estator, amplitude da componente fundamental da corrente de fase nos enrolamentos do estator e valor eficaz da tensão de linha produzida pelo conversor. A partir das formas de onda apresentadas e dos dados coletados, conclui-se que a modulação THIPWM desempenha melhor performance para a alimentação de um motor de indução trifásico operando na região de sobre-modulação, pois entrega maior potência à máquina, permite o desenvolvimento de um torque menos oscilatório e apresenta menor THD de corrente, em comparação com o PWM senoidal.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABIDIN, Muhamad Nazarudin Zainal. **IEC 61000-3-2 harmonics standards overview**. Schaffner EMC Inc., Edsion, NJ, USA, 2006.

ALMEIDA, B. *et al.* **Modelagem do motor de indução em estudos de estabilidade de tensão**. 2010. 114 f. Tese de Doutorado. Universidade de São Paulo, São Carlos, 2010.

BARBI, I. **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. Florianópolis: Edição do Autor, 2015.

BELKHEIRI, Ahmed, AOUGHELLANET, Said, BELKHEIRI, Mohammed, RABHI, Abdelhamid. FPGA based Control of a PWM Inverter by the Third Harmonic Injection Technique for Maximizing DC Bus Utilization. *In*: 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT), 2015, Tlencem, Algeria. **Conference Paper**, Tlencem: IEEE, 2015.

BOSE, Bimal K. **Modern Power Electronics and AC Drives**. University of Tennessee, Knoxville: Prentice Hall PTR, 2002.

CAMARGO, Ivan. **Motor de Indução Trifásico**. Faculdade de Engenharia de Sorocaba, Sorocaba, 2006.

CHATURVEDI, Lokesh, YADAV, D. K., PANCHOLI, Gargi. Comparison of SPWM, THIPWM and PDPWM technique based voltage source inverters for application in renewable energy. **Journal of Green Engineering**, Kota, v. 7, n. 1, p. 83-98, 2017.

COLAK, I., BAYINDIR, R., KABALCI, E. A modified harmonic mitigation analysis using Third Harmonic Injection PWM in a multilevel inverter control. *In*: 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC, 2010, Ohrid, Macedonia. **Conference Paper**, Ohrid, 2010.

EMMANUEL, Alexander E., ORR, John A. The Effect Of Neutral Path Impedance on Voltage and Current Distortion. Part I: Symmetrical and Balanced Three-Phase Systems. *In*: 11th International Conference on Harmonics and Quality Power, 2004, Lake Placid, NY, USA. **Conference Paper**, Lake Placid, 2004.

FRANCHI, C. M. **Inversores de Frequência: Teoria e Aplicações**, 2ª Edição. São Paulo: Editora Érica, 2009, 192p.

GUEDES, Manuel Vaz. **O motor de indução trifásico**. Universidade do Porto, Porto, 1994.

HOULDSWORTH, John A., GRANT, Duncan A. The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter. *In: IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, 1984. **Artigo**, 1984.

LUGLI, A. B., ARAUJO, F. M., FLORIANO, G. H., SILVA, J. P., HENRIQUES, J. P., VOLPTATO, R. M., MASSELI, Y. M. Controle Vetorial e Escalar Para Motores de Indução Trifásicos. *In: II SEMINÁRIO DE AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL E SISTEMAS ELETRO-ELETRÔNICOS*, 2015, Santa Rita do Sapucaí. **Artigo**, 2015.

MARAN, M. A. **Modelo Analítico de Motor de Indução Trifásico de Rotor Gaiola de Esquilo Considerando Saturação e Efeito de Penetração de Campo**. 2015. Tese de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.

MATHWORKS. **What Is Simulink?** Disponível em: <https://www.mathworks.com/videos/simulink-overview-61216.html>. Acesso em 14 dez. 2021.

MINOTTI, C. **Estimador fuzzy de velocidade para motores de indução trifásicos usando abordagem sensorless**. 2008. 103 f. Tese de Mestrado. Universidade de São Paulo, São Carlos, 2008.

NEAM, Mahmoud M. et al. The dynamic performance of an isolated self-excited induction generator driven by a variable-speed wind turbine. *In: 2007 International Conference on Clean Electrical Power*. IEEE, 2007. p. 536-543.

SILVA, H. F. V. **Simulação e comparação dos parâmetros do circuito equivalente por fase de motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo de diferentes classes de rendimento**. 2016. 77 f. Tese de Doutorado. Universidade de Coimbra, Coimbra, 2016.

TEXAS INSTRUMENTS. **Scalar (V/f) Control of 3-Phase Induction Motors**. Dallas, 2013. Disponível em:

[https://www.ti.com/lit/an/sprabq8/sprabq8.pdf?ts=1637696660136&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fsolution%252Fac-drive-power-stage-module](https://www.ti.com/lit/an/sprabq8/sprabq8.pdf?ts=1637696660136&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fsolution%252Fac-drive-power-stage-module).

Acesso em 14 dez. 2021.

WAIDE, P., BRUNNER, C. **Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems**, 2011, *IEA Energy Papers*, No. 2011/07, OECD Publishing, Paris.

WEG. W22 - Premium Efficiency Three Phase Induction Motor - Squirrel Cage. **Data Sheet**, WEG, 2022.

WEG. **Guia de especificação de motores elétricos**. Jaraguá do Sul, 2021. Disponível em: <https://static2.weg.net/medias/downloadcenter/h32/hc5/WEG-motores-eletricos-guia-de-especificacao-50032749-brochure-portuguese-web.pdf>. Acesso em 04 jun. 2022.

WEG. **Motores de Indução Alimentados por Inversores de Frequência PWM**. Jaraguá do Sul, 2016. Disponível em: <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h35/h10/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-50029351-brochure-portuguese-web.pdf>. Acesso em 14 dez. 2021.