

# ANÁLISE DE EFICIÊNCIA DE MOTORES A PARTIR DE DUAS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO DAS CHAVES DO CONVERSOR DE FREQUÊNCIA

João Pedro Carvalho Moreira\*. Lane Maria Rabelo Baccarini\*

\*Universidade Federal de São João Del Rei, Minas Gerais, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica  
(e-mail: mcjpedro@gmail.com, rabelo@ufsj.edu.br).

**Abstract:** The demand for energy continues to increase on a global scale and energy efficiency becomes one of the main topics to be studied. In this context, it is known that electric motors are highly relevant, since they represent a large portion of total consumption. These, due to a greater need to control their operating characteristics, have been powered by frequency inverters, which, despite their benefits, add harmonic distortions to the electrical signals, which affects the performance of the machines. Therefore, this document presents analyzes about the performance of electric induction motors powered by inverters, for two different modulation techniques, being the sinusoidal and vector PWM.

**Keywords:** Induction motor; efficiency analysis; sinusoidal and vector PWM modulation.

**Resumo:** A demanda por energia continua aumentando em escalas globais e a eficiência energética se torna um dos principais tópicos a serem estudados. Neste contexto, sabe-se que os motores elétricos possuem elevada relevância, visto que, representam uma grande parcela do consumo total. Estes, por uma maior necessidade de controle de suas características operativas, vêm sendo alimentados por inversores de frequência, que, apesar de seus grandes benefícios, acrescentam distorções harmônicas aos sinais elétricos, o que prejudica o rendimento das máquinas. Portanto, este documento apresenta análises acerca do rendimento de motores elétricos de indução alimentados por inversores, para duas diferentes técnicas de modulação, sendo elas a PWM senoidal e a vetorial.

**Palavras-chaves:** Motor de Indução; análise da eficiência; PWM senoidal e Vetorial modulação.

## 1. INTRODUÇÃO

A demanda por energia está aumentando em escalas globais. Neste cenário, a eficiência energética se torna um dos principais tópicos a serem estudados e desenvolvidos. A utilização eficiente de energia, seja ela em qualquer divisão econômica de uma sociedade, contribui para a diminuição de gastos, além de reduzir os impactos ambientais causados pela sua geração (Maheswaran et al., 2012).

De acordo com a pesquisa Energética, E. D. P. (2019), uma parcela considerável da produção de energia elétrica é destinada ao setor industrial. No Brasil, por exemplo, representa o maior consumo nacional entre os setores e atinge cerca de 37,5% do montante. Tais números enfatizam a importância das indústrias no contexto, e estas, por sua vez, também se veem na necessidade de reduzir gastos e melhorar sua produtividade (Maheswaran et al., 2012).

Estratificando-se a demanda energética manufatureira mundial, nota-se que os motores elétricos possuem elevada relevância no que diz respeito ao dispêndio de energia (Neves et al., 2016). De acordo com Gyftakis et al. (2013), sabe-se que cerca de 85% destes motores são motores trifásicos de indução, logo, conclui-se que a eficiência e a utilização destes

equipamentos interferem, de forma direta, no sumpto energético total.

Os motores trifásicos de indução, em especial os de rotor gaiola, se disseminaram e atualmente possuem destaque por sua robustez, alta confiabilidade e baixo custo. São utilizados em diversas aplicações como por exemplo bombas, esteira e ventiladores (WEG, 2008) (Van Khanget al., 2017). Durante as últimas décadas o rendimento destas máquinas tem sido um importante componente de pesquisa, justificando assim, o crescente desenvolvimento de seus níveis de eficiência (Aarniovuori et al., 2018).

Segundo WEG (2008) e Van Khang et al. (2017), a utilização dos inversores de frequência no acionamento de máquinas assíncronas também tem se difundido, principalmente pela necessidade de melhor controle das características de velocidade e torque. Através de modulações efetuadas por elementos semicondutores, os conversores atuam modificando a amplitude e a frequência da tensão que os alimenta. Entretanto, o processo provoca distorções harmônicas ao sinal elétrico, depreciando o aproveitamento energético dos motores e, conseqüentemente, a sua vida útil.

Neste contexto, este trabalho propõe o desenvolvimento do modelo dinâmico do conjunto inversor e motor, com o objetivo de avaliar a sua eficiência energética através de simulação

computacional. Pretende-se também, comparar os resultados entre duas diferentes técnicas de modulação por largura de pulso, sendo elas, as modulações PWM senoidal e vetorial.

## 2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 Modelo Dinâmico do Motor de Indução

Para a representação da dinâmica de um motor de indução trifásico utiliza-se como base o funcionamento de um motor de 2 polos. As Equações (1) e (2), descrevem as suas características de tensão. Sendo  $V_{abc}$ , as tensões trifásicas do estator,  $V_{abcr}$ , as tensões trifásicas do rotor,  $i_{abc}$ , as correntes trifásicas do estator,  $i_{abcr}$ , as correntes trifásicas do rotor,  $R_s$ , a resistência dos enrolamentos do estator,  $R_r$ , a resistência dos enrolamentos do rotor,  $p$ , a primeira derivada,  $\lambda_{abc}$ , o fluxo magnético trifásico do estator e  $\lambda_{abcr}$ , o fluxo magnético trifásico do rotor (Krause, 2002).

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + p \lambda_{abc} \quad (1)$$

$$V_{abcr} = R_r i_{abcr} + p \lambda_{abcr} \quad (2)$$

Das equações acima, sabe-se que o fluxo magnético no entreferro depende das correntes que fluem nos enrolamentos, bem como das indutâncias produzidas por elas. Tal aspecto oferece complexidade à solução do sistema de equações por acopla-las, fazendo-se importante a aplicação de um método de transformação de coordenadas (Krause, 2002).

A transformada de Clarke-Park é utilizada para se obter uma representação das grandezas trifásicas “abc” em eixos girantes, sendo estes também conhecidos como coordenadas “qd0”. A transformação é realizada através de (3), na qual,  $f_a, f_b$  e  $f_c$  representam grandezas genéricas em coordenadas “abc”,  $f_d, f_q$  e  $f_0$ , grandezas genéricas em coordenadas “dq0” e  $\theta$ , o ângulo momentâneo referente à velocidade do eixo “qd0” (Krause, 2002).

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

Ao se modificar os eixos de referência, o sistema é desacoplado no conjunto de equações diferenciais representados abaixo. Sendo  $\omega$  a velocidade de rotação do eixo “dq0”,  $\omega_r$  a velocidade de rotação do rotor,  $V_{ds}, V_{qs}$  e  $V_{0s}$ , as tensões de estator em coordenadas “dq0”,  $V'_{dr}, V'_{qr}$  e  $V'_{0r}$ , as tensões de rotor referenciadas ao estator em coordenadas “dq0”,  $i_{ds}, i_{qs}$  e  $i_{0s}$ , as correntes de estator em coordenadas “dq0”,  $i'_{dr}, i'_{qr}$  e  $i'_{0r}$ , as correntes de rotor referenciadas ao estator em coordenadas “dq0”,  $\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$  e  $\lambda_{0s}$ , os fluxos magnéticos do estator em coordenadas “dq0” e  $\lambda'_{dr}, \lambda'_{qr}$  e  $\lambda'_{0r}$ , os fluxos magnéticos do rotor referenciados ao estator em coordenadas “dq0” (Krause, 2002).

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \quad (4)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \quad (5)$$

$$V_{0s} = R_s i_{0s} + p \lambda_{0s} \quad (6)$$

$$V'_{qr} = R'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + p \lambda'_{qr} \quad (7)$$

$$V'_{dr} = R'_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + p \lambda'_{dr} \quad (8)$$

$$V'_{0r} = R'_r i'_{0r} + p \lambda'_{0r} \quad (9)$$

O sistema composto por (4) - (9) permite que o fluxo magnético seja estimado para cada instante de tempo de forma recursiva. As relações entre fluxos magnéticos e correntes são dadas por (10) - (15) e o torque pode ser obtido por (16). Sendo  $T_e$  o torque eletromagnético,  $P$  o número de polos do motor,  $L_M$ , indutância mútua,  $L_{ls}$ , indutância própria relacionada ao estator e  $L_{lr}$ , indutância própria relacionada ao rotor (Krause, 2002).

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (10)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (11)$$

$$\lambda_{0s} = L_{ls} i_{0s} \quad (12)$$

$$\lambda'_{qr} = L'_{lr} i'_{qr} + L'_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (13)$$

$$\lambda'_{dr} = L'_{lr} i'_{dr} + L'_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (14)$$

$$\lambda'_{0r} = L'_{lr} i'_{0r} \quad (15)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (16)$$

Ao final, as grandezas do motor de indução, representadas em coordenadas “qd0”, devem ser referidas ao plano de coordenadas originais “abc”. Logo, aplica-se a transformação inversa de Clarke-Park, que pode ser descrita por (17) (Krause, 2002).

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

### 2.2 Inversores de Frequência

A alimentação de um MIT por conversor de frequência é comumente constituída de dois elementos fundamentais: um retificador e um inversor. Estes componentes operam sobre uma grandeza de entrada, alterando sua amplitude e frequência. Desta forma, a tensão de alimentação de um motor pode ser ajustada para atender a determinada característica de operação. Uma das grandes vantagens do processo está em possibilitar um torque constante de saída para diferentes velocidades, ao se manter a razão entre tensão e frequência inalterada (WEG, 2008) (Van Khang et al., 2017).

Através de uma ponte de diodos e um capacitor atuando como filtro, o retificador converte tensão alternada trifásica de linha da rede,  $V_{rede}$ , em tensão contínua,  $V_{cc}$ . De acordo com WEG (2008), (18) representa, de forma aproximada, a resposta produzida pela transformação, na condição de operação com carga:

$$V_{cc} = 1,35 V_{rede} \quad (18)$$

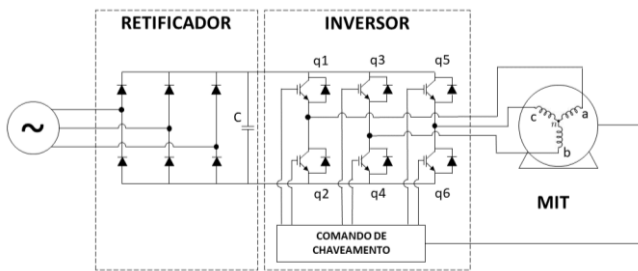


Fig. 1 Representação esquemática do conversor de frequência.

A partir da tensão contínua obtida no processo descrito anteriormente, os componentes semicondutores que compõe o inversor irão chavear em alta frequência e, com base em uma técnica de modulação, irão produzir um sinal trifásico que suprirá e compensará condições operativas momentâneas da máquina, para que possa empenhar sua função de forma controlada (Show, et al., 2015).

Segundo Pradeep et al. (2012), diversas técnicas são utilizadas para modular o sinal, sendo a principal delas a modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*). Esta é amplamente aplicada a inversores e possui duas principais variações, sendo elas PWM senoidal e vetorial.

### 2.3 PWM Senoidal

De acordo com Pradeep et al. (2012) e Show et al. (2015) a técnica de modulação por largura de pulso senoidal (*SPWM – Sinusoidal Pulse Width Modulation*.) é a mais simples e tradicional entre elas, consiste em comutar os semicondutores baseando-se na comparação entre os sinais trifásicos de tensão e uma onda triangular de alta frequência. Os primeiros funcionam como sinais portadores e a segunda, como modulador, ambos estão representados na Figura 2.

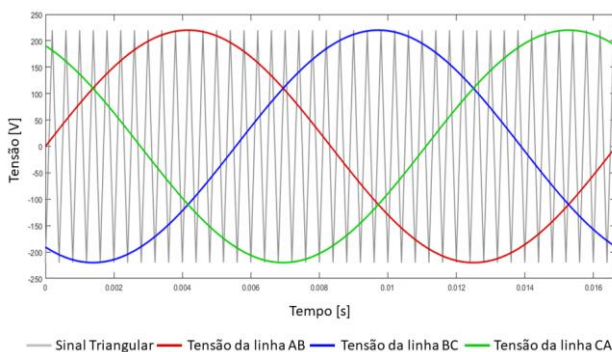


Fig. 2 Esquema de modulação por largura de pulso senoidal.

Os tiristores que compõe o inversor são separados em pares, sendo q1 e q2 representantes da fase A, q3 e q4, da fase B e q5 e q6, da fase C. As duplas funcionam de forma que, quando a tensão da fase é maior que o sinal modulador, apenas o semicondutor superior (q1, q3 e q5) permanece em condução. Já para os casos em que o sinal portador é menor, apenas o inferior conduz. Desta forma, garante-se que nunca dois

semicondutores de uma mesma fase persistam ligados ao mesmo tempo, pois, caso contrário, se geraria um curto circuito na fonte (Show, et al., 2015).

O sinal produzido pelo chaveamento está representado pela Figura 3, que expõe as tensões da linha “AB” e da fase “A” de saída, em comparação com a alimentação de 220 V a 60Hz (tensão proveniente da rede brasileira).

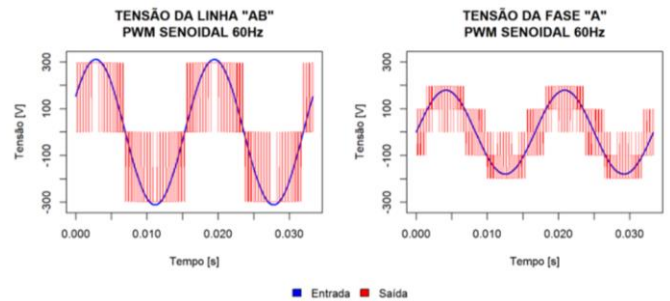


Fig. 3 Tensão de entrada e saída modulação por largura de pulso senoidal.

### 2.4 PWM Vetorial

Tanto Show et al. (2015), quanto Gujjar et al. (2017) e Pradeep et al. (2012), afirmam que a modulação por largura de pulso por vetor espacial (*SPWM – Space Vector Pulse Width Modulation* ou simplesmente *SVM – Space Vector Modulation*.) se baseia em um vetor girante para realizar as comutações dos tiristores. Transita entre oito possíveis combinações de chaveamento, sendo seis ativas e duas nulas. Tais estágios são representados pela combinação do estado (representação binária, 1 ligado e 0 desligado.) dos elementos semicondutores superiores (q1, q3 e q5.) e dividem o sinal em 6 setores periódicos, estes estão representados pelas Figuras 4 e 5.

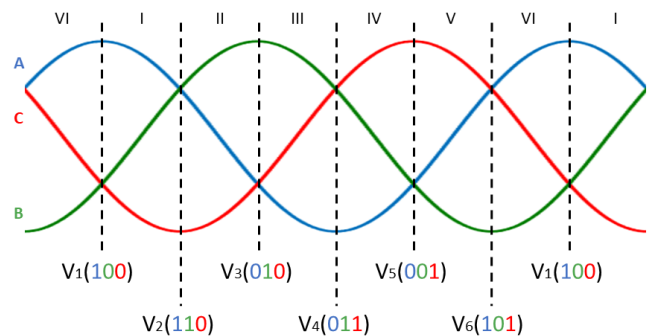


Fig. 4 Sinal trifásico dividido em setores.

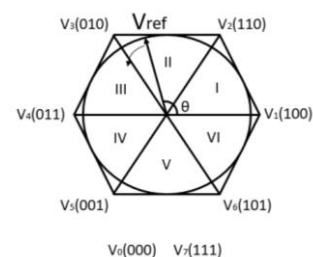


Fig. 5 Diagrama do vetor espacial de referência.

O vetor girante de referência,  $V_{ref}$ , descreve o sinal trifásico em coordenadas “qd0”. Com base em sua posição angular, faz-se uma combinação de comutações entre os estados que delimitam o setor no qual ele se encontra e os estados nulos. Cada um destes status opera durante determinado espaço de tempo e juntos compõem meio período de chaveamento,  $t_s$ .

O módulo e o ângulo da tensão espacial de referência e os intervalos de comutação, são obtidos por (18) - (22). Sendo  $V_{cc}$ , a tensão contínua de saída do retificador,  $V_{fa}$ ,  $V_{fb}$  e  $V_{fc}$ , as tensões de fase de alimentação,  $st$ , o setor em que  $V_{ref}$  se encontra no instante,  $t_1$ , o tempo em que o estado um permanecerá ativo,  $t_2$ , o tempo em que o estado dois permanecerá ativo e  $t_0$ , o tempo referente ao estado nulo.

$$V_{ref} = \left| \frac{2}{3} \left( V_{fa} + V_{fb} e^{i\frac{2\pi}{3}} + V_{fc} e^{i\frac{4\pi}{3}} \right) \right| \quad (18)$$

$$\theta = \tan \left( \frac{\text{real}(V_{ref})}{\text{imag}(V_{ref})} \right) \quad (19)$$

$$t_1 = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{cc}} t_s \text{sen} \left( st \frac{\pi}{3} - \theta \right) \quad (20)$$

$$t_2 = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{cc}} t_s \text{sen} \left( \theta - (st - 1) \frac{\pi}{3} \right) \quad (21)$$

$$t_0 = t_s - t_1 - t_2 \quad (22)$$

Consequente, a saída do inversor é construída através das seqüências de estados de comutação apresentadas na Tabela 1, observa-se que a segunda metade do período de chaveamento, funciona como espelho da primeira (Pradeep et al., 2012).

**Tabela 1. Seqüência de chaveamento para cada setor.**

Setor	Seqüência						
I	$V_0$ $t_0/4$	$V_1$ $t_1/4$	$V_2$ $t_2/4$	$V_7$ $t_0/2$	$V_2$ $t_2/4$	$V_1$ $t_1/4$	$V_0$ $t_0/4$
II	$V_0$ $t_0/4$	$V_3$ $t_2/4$	$V_2$ $t_1/4$	$V_7$ $t_0/4$	$V_2$ $t_1/4$	$V_3$ $t_2/4$	$V_0$ $t_0/4$
III	$V_0$ $t_0/4$	$V_3$ $t_1/4$	$V_4$ $t_2/4$	$V_7$ $t_0/2$	$V_4$ $t_2/4$	$V_3$ $t_1/4$	$V_0$ $t_0/4$
IV	$V_0$ $t_0/4$	$V_5$ $t_2/4$	$V_4$ $t_1/4$	$V_7$ $t_0/4$	$V_4$ $t_1/4$	$V_5$ $t_2/4$	$V_0$ $t_0/4$
V	$V_0$ $t_0/4$	$V_5$ $t_1/4$	$V_6$ $t_2/4$	$V_7$ $t_0/2$	$V_6$ $t_2/4$	$V_5$ $t_1/4$	$V_0$ $t_0/4$
VI	$V_0$ $t_0/4$	$V_1$ $t_2/4$	$V_6$ $t_1/4$	$V_7$ $t_0/4$	$V_6$ $t_1/4$	$V_1$ $t_2/4$	$V_0$ $t_0/4$

O resultado produzido pelo chaveamento está representado pela Figura 6, que expõe as tensões da linha “AB” e da fase “A” de saída, em comparação à alimentação de 220 V a 60Hz (tensão proveniente da rede brasileira).

### 2.5 Rendimento

O rendimento,  $\eta$ , de um motor de indução trifásico é dado em porcentagem e calculado através de (26), sendo  $P_e$ , a potência

ativa instantânea de entrada, dada por (23),  $P_s$ , a potência ativa instantânea de saída, dada por (24) e  $P_{sup}$  as perdas por atrito e ventilação (Krause et al., 2002) (Sen, 2007).

$$P_e = 3/2(V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs} + V_{0s}i_{0s}) \quad (23)$$

$$P_s = T_e \omega_r - P_{sup} \quad (24)$$

$$\eta = 100 \frac{P_e}{P_s} \quad (25)$$

Entretanto, observa-se que ao se alimentar o MIT por inversor de frequência, as potências instantâneas se tornam sinais senoidais, logo, aplica-se a média dos mesmos para se obter uma resposta constante, além disso, por se tratar de um estudo comparativo, desprezou-se as perdas por atrito e ventilação.

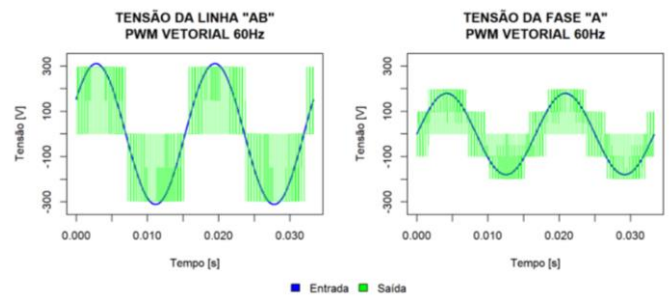


Fig. 6 Tensão de entrada e saída modulação por largura de pulso vetorial.

## 3. METODOLOGIA

Implementou-se, em Matlab R2017a, o modelo de comportamento dinâmico de motores trifásicos de indução, bem como os modelos das duas técnicas de modulação por largura de pulso supracitadas. Os fluxogramas dos algoritmos então representados pelas Figuras 7, 8 e 9.

No intuito de realizar uma análise ampla do rendimento destas máquinas, foram estudados três motores de diferentes potências, sendo estes descritos pela Tabela 2. Para cada um, gerou-se 135 simulações, resultado da alternância de diversos parâmetros.

Além da variação dos métodos de alimentação descritos na Seção 2, foram aplicadas, aos motores de teste, cinco diferentes cargas (25, 50, 75, 100 e 125 % da carga nominal) e quatro frequências de alimentação (15, 30, 60 e 75 Hz), ademais adotou-se, ao inversor, três frequências de chaveamento (2500, 4000 e 6000 Hz).

Os MIT 1 e 2 foram acionados sempre com carga e cada simulação descreveu 2 segundos de seus comportamentos dinâmicos, através de uma frequência de amostragem 40 vezes maior que a frequência de comutação do inversor. Já para o MIT 3, por exigir que a carga fosse adicionada apenas após a partida, cada simulação apresentou 5 segundos de seu comportamento dinâmico, utilizando também, uma frequência de amostragem 40 vezes maior que a frequência de chaveamento do inversor.

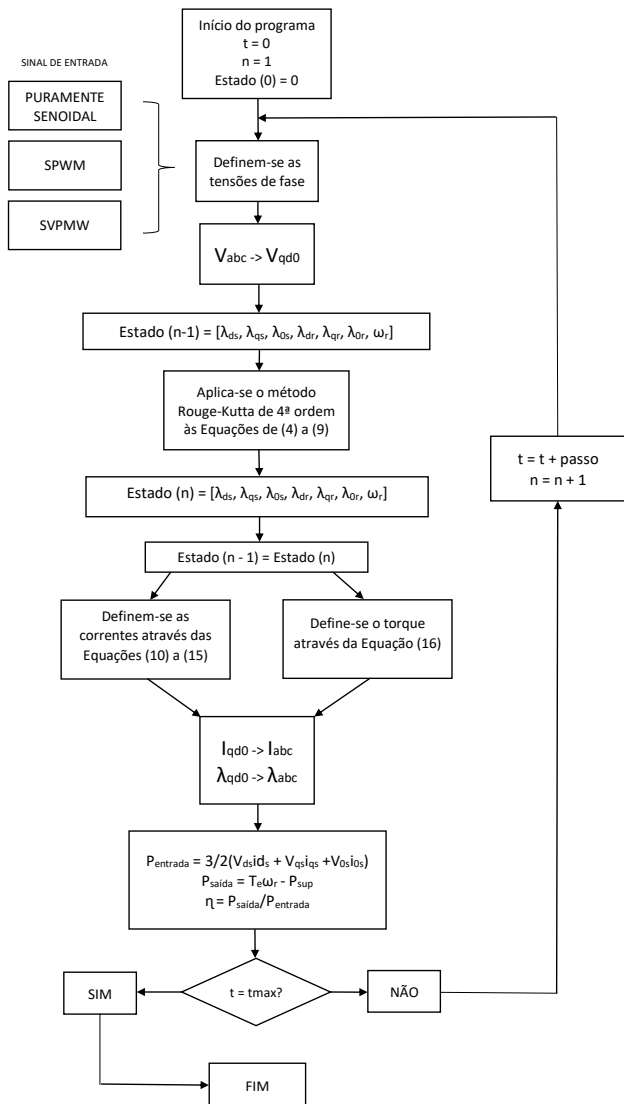


Fig. 7 Fluxograma do algoritmo do modelo dinâmico de motores trifásicos de indução.

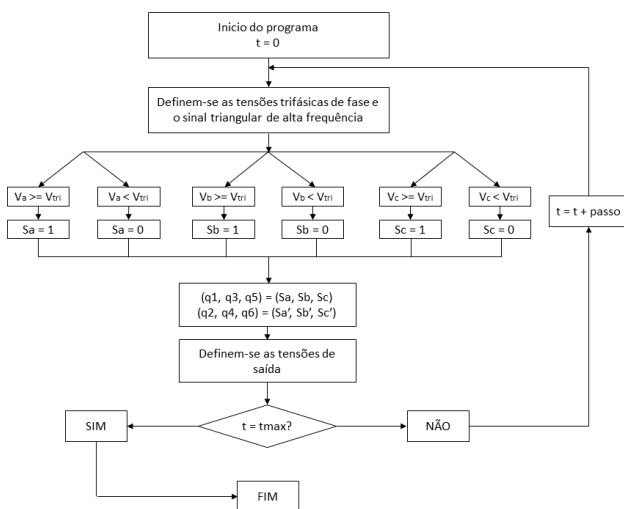


Fig. 8 Fluxograma do algoritmo da modulação SPWM.

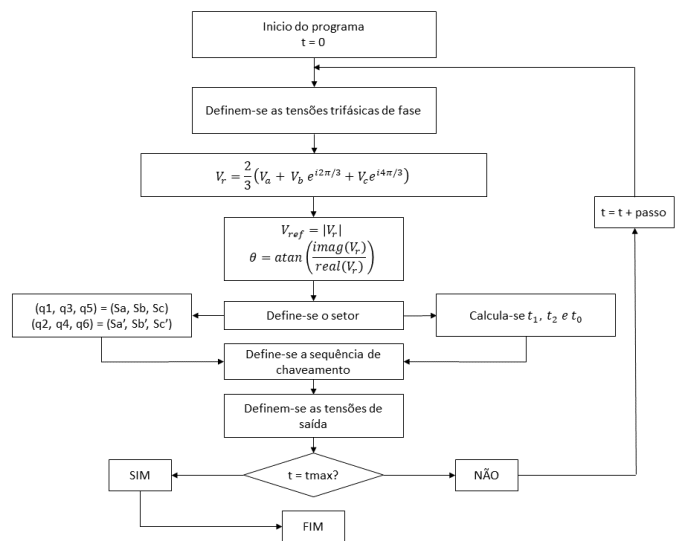


Fig. 9 Fluxograma do algoritmo da modulação SVPWM.

Tabela 2. Parâmetros nominais dos motores analisados.

Parâmetros Nominiais	Motor 1	Motor 2	Motor 3
Potência [HP]	3	50	500
Tensão [V]	220	460	2300
Torque [N.m]	11,9	198	1980
Velocidade [rpm]	1710	1705	1773
Resistência do estator [ $\Omega$ ]	0,435	0,087	0,262
Resistência do rotor [ $\Omega$ ]	0,816	0,228	0,187
Impedância de dispersão do estator [ $\Omega$ ]	0,754	0,302	1,206
Impedância de dispersão do rotor [ $\Omega$ ]	0,754	0,302	1,206
Impedância mútua [ $\Omega$ ]	26,13	13,08	54,02
Momento de inércia [Kg.m <sup>2</sup> ]	0,089	1,662	11,06
Polos	4	4	4

Todas as simulações foram salvas em formato .csv, gerando um banco de dados de 405 diferentes situações. Para compará-las, foram utilizados os programas RStudio e Excel, nos quais os dados foram filtrados, tratados e, por fim, analisados.

#### 4. RESULTADOS

As Figuras 3 e 7 apresentam, mesmo que de forma superficial, a distinção entre as técnicas de modulação. Entretanto, ao se aplicar a Transformada Rápida de Fourier (FFT – Fast Fourier Transform) à tensão de fase, esta diferença se torna mais visível, como pode-se notar pelas Figuras 10, 11 e 12.

É possível inferir que ambas as modulações possuem excitações aproximadamente nas mesmas frequências, entretanto, a modulação por largura de pulso senoidal apresenta amplitudes maiores que a vetorial. Ainda, verifica-se bandas laterais a frequência de comutação do inversor.

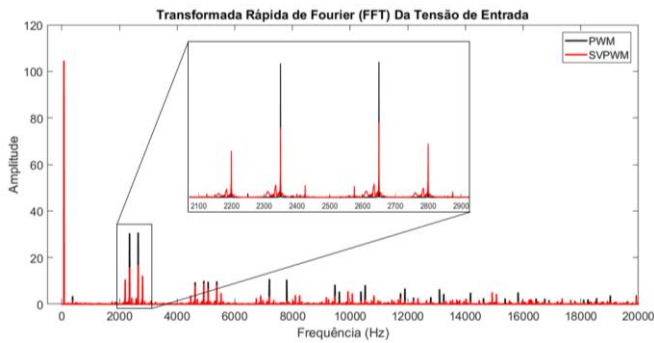


Fig. 10 FFT da tensão da fase “A” do motor 1 com 125% de carga, 75 Hz de frequência e uma frequência de chaveamento de 2500 Hz.

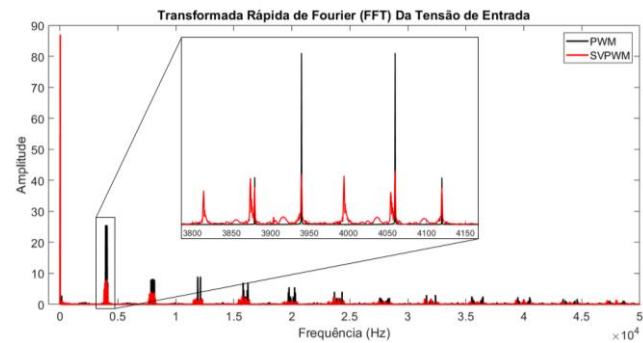


Fig. 11 FFT da tensão da fase “A” do motor 2 com 50% de carga, 30 Hz de frequência e uma frequência de chaveamento de 4000 Hz.

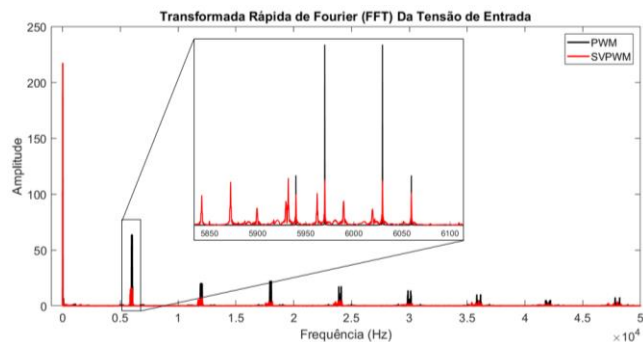


Fig. 12 FFT da tensão da fase “A” do motor 3 com 25% de carga, 15 Hz de frequência e uma frequência de chaveamento de 6000 Hz.

Através das análises anteriores confirma-se que a SVM possui menor distorção harmônica em relação à SPWM, representando melhor o sinal puramente senoidal. Neste contexto, a Tabela 3 apresenta, em forma de gráfico de calor, os rendimentos obtidos por cada simulação estudada. Para resultados mais próximos de 100%, referenciou-se a cor verde e para os mais distantes, a cor vermelha.

Pode-se notar, através desta, que os piores níveis de eficiência obtidos estão diretamente ligados ao decréscimo da frequência de alimentação e da potência do motor, bem como ao aumento da carga. Observa-se também, que o aumento da frequência de comutação do inversor não apresentou impacto expressivo aos resultados.

As Figuras 13, 14, 15, 16, 17 e 18 apresentam a descrição do comportamento do rendimento dos motores para cada carga e a comparação entre o desempenho das duas técnicas de modulação. Assim como a Tabela 3, as imagens enfatizam a melhor eficiência do método vetorial, o decréscimo de rendimento proporcional à frequência de alimentação e inversamente proporcional à carga acoplada ao motor.

Observa-se que, para ambas as máquinas assíncronas, o comportamento da eficiência em relação à carga se mostrou semelhante, seguindo as características já mencionadas. Ademais, percebe-se que o desempenho da SVPWM é superior ao da SPWM, este mesmo padrão ocorre em 97,531% das simulações, sendo o restante, resultados inexpressivamente inferiores.

Tabela 3. Gráfico de calor do rendimento dos motores.

FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO	MOTOR	CARGA	PWM 15Hz	SVM 15Hz	PWM 30Hz	SVM 30Hz	PWM 60Hz	SVM 60Hz	PWM 75Hz	SVM 75Hz	SEN 60Hz
2500 Hz	Motor 1	25	78,559	78,629	86,945	87,060	90,408	90,485	90,393	90,704	93,116
		50	77,912	78,443	87,801	88,096	92,320	92,470	92,845	93,097	94,195
		75	72,025	73,023	85,479	85,960	91,715	91,950	92,701	92,970	93,503
		100	64,104	65,635	82,185	82,861	90,411	90,733	91,841	92,154	92,332
		125	54,652	56,839	78,370	79,266	88,788	89,202	90,662	91,031	90,942
	Motor 2	25	88,949	89,290	93,495	93,713	94,921	94,937	94,709	94,994	97,156
		50	83,580	84,240	91,384	91,722	94,782	94,899	95,197	95,432	96,349
		75	76,365	77,404	88,139	88,636	93,502	93,709	94,369	94,636	95,061
		100	68,180	69,677	84,466	85,147	91,881	92,181	93,005	93,431	93,619
		125	58,991	61,069	80,470	81,366	90,049	90,463	88,541	91,049	92,086
	Motor 3	25	94,002	94,184	96,452	96,559	97,140	97,192	97,014	97,156	98,480
		50	90,563	90,945	95,079	95,270	96,999	97,085	97,245	97,366	97,935
		75	86,006	86,645	93,057	93,353	96,197	96,328	96,722	96,863	97,141
		100	80,516	81,523	90,688	91,123	95,158	95,347	95,954	96,133	96,243
		125	73,453	75,120	87,910	88,534	93,925	94,194	95,017	95,251	95,255
4000 Hz	Motor 1	25	78,827	79,052	87,567	87,745	91,750	91,934	92,371	92,345	93,313
		50	78,054	78,289	88,121	88,263	93,030	93,145	93,892	93,907	94,295
		75	72,115	72,424	85,683	85,840	92,189	92,299	93,406	93,441	93,571
		100	64,167	64,593	82,326	82,516	90,766	90,884	92,366	92,420	92,382
		125	54,696	55,292	78,466	78,702	89,069	89,200	91,080	91,152	90,983
	Motor 2	25	89,160	89,372	93,920	94,018	95,809	95,891	96,006	96,010	97,269
		50	83,684	83,909	91,589	91,691	95,232	95,298	95,862	95,891	96,410
		75	76,431	76,725	88,263	88,397	93,805	93,879	94,815	94,872	95,101
		100	68,227	68,627	84,554	84,725	92,109	92,201	93,350	93,543	93,651
		125	59,026	59,583	80,531	80,753	90,233	90,359	89,149	91,385	92,113
	Motor 3	25	94,136	94,239	96,711	96,787	97,673	97,726	97,744	97,506	98,551
		50	90,628	90,825	95,205	95,310	97,273	97,332	97,618	97,527	97,975
		75	86,049	86,374	93,140	93,293	96,384	96,462	96,975	96,945	97,170
		100	80,546	81,062	90,746	90,973	95,303	95,408	96,152	96,166	96,269
		125	73,476	74,341	87,950	88,278	94,048	94,193	95,180	95,239	95,282
6000 Hz	Motor 1	25	78,994	79,052	87,882	87,962	92,572	92,510	93,335	93,185	93,421
		50	78,132	78,589	88,285	88,533	93,448	93,520	94,391	94,387	94,349
		75	72,160	73,020	85,788	86,202	92,479	92,632	93,733	93,820	93,603
		100	64,194	65,514	82,398	82,991	90,979	91,222	92,610	92,774	92,410
		125	54,713	56,602	78,528	79,303	89,240	89,570	91,272	91,507	91,004
	Motor 2	25	89,271	89,576	94,090	94,310	96,337	96,240	96,622	96,328	97,333
		50	83,729	84,306	91,671	91,980	95,499	95,545	96,170	96,090	96,440
		75	76,453	77,356	88,315	88,757	93,983	94,124	95,014	95,060	95,122
		100	68,240	69,537	84,590	85,185	92,243	92,476	93,474	93,738	93,669
		125	59,033	60,830	80,558	81,339	90,341	90,679	88,883	91,422	92,129
	Motor 3	25	94,205	94,329	96,829	96,914	97,980	98,019	98,108	98,168	98,592
		50	90,658	90,931	95,264	95,409	97,430	97,494	97,803	97,870	98,001
		75	86,067	86,523	93,175	93,399	96,489	96,592	97,102	97,192	97,188
		100	80,558	81,281	90,777	91,094	95,387	95,530	96,247	96,369	96,287
		125	73,483	74,685	87,977	88,435	94,118	94,320	95,259	95,424	95,296

## 5. CONCLUSÃO

O consumo de energia dos motores de indução trifásicos representa expressiva parcela na demanda energética global. Logo, é de suma importância que os níveis de rendimento destas máquinas seja o mais elevado possível.

Através deste estudo é possível concluir que, a eficiência da modulação por largura de pulso por vetor espacial se mostra superior à da modulação por largura de pulso senoidal, principalmente em situações que se distanciam das nominais.

Também é possível inferir que um correto dimensionamento do MIT, para determinada função, permite que este opere em condições próximas às ideais, o que além de elevar consideravelmente a sua eficiência, diminuiu a depreciação de sua vida útil.

Para outros trabalhos, sugere-se a análise comparativa entre os métodos de modulação aqui apresentadas e outras técnicas em ascensão, como, por exemplo, a modulação por largura de pulso vetorial multinível.

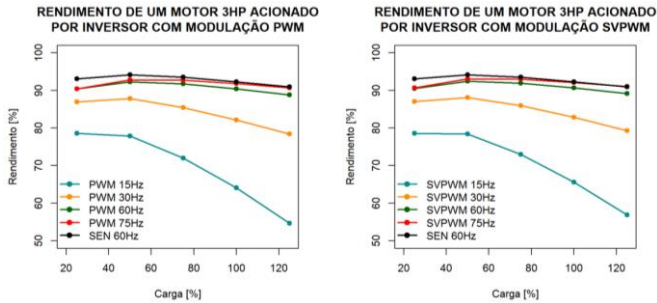


Fig. 13 Resultados de rendimento do motor 1 (3HP) para a frequência de comutação de 2500Hz.

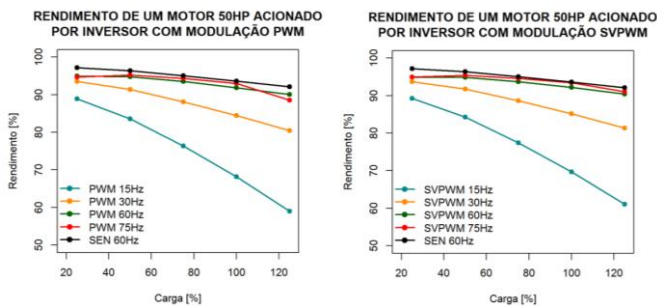


Fig. 14 Resultados de rendimento do motor 1 (50HP) para a frequência de comutação de 2500Hz.

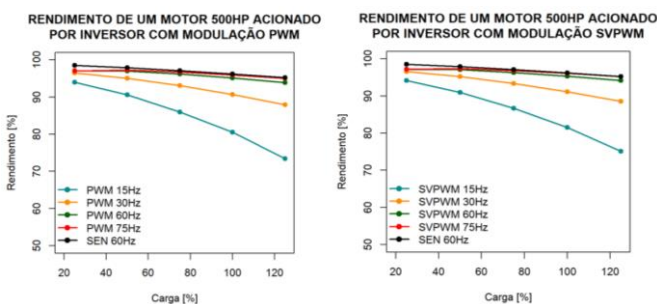


Fig. 15 Resultados de rendimento do motor 1 (500HP) para a frequência de comutação de 2500Hz.

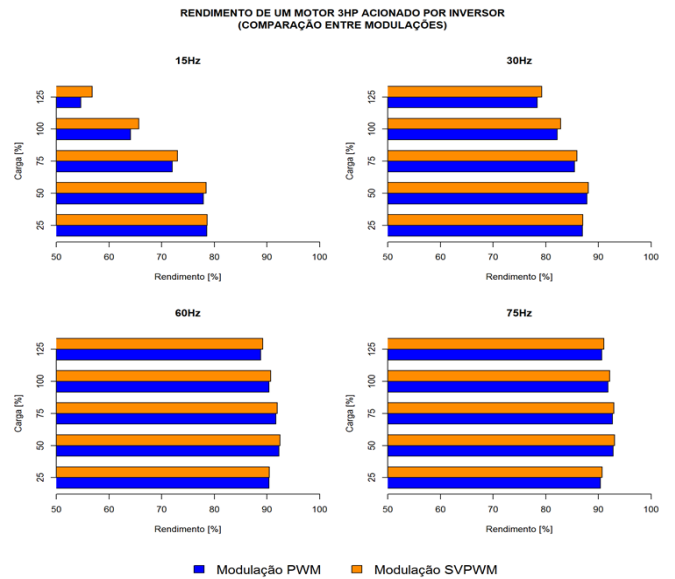


Fig. 16 Resultado comparativo de rendimento do motor 1 (3HP) para a frequência de comutação de 2500Hz.

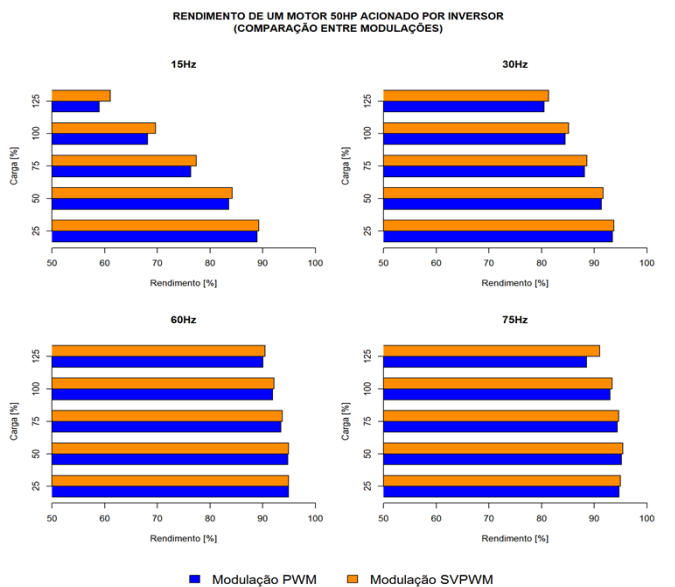


Fig. 17 Resultado comparativo de rendimento do motor 1 (50HP) para a frequência de comutação de 2500Hz.

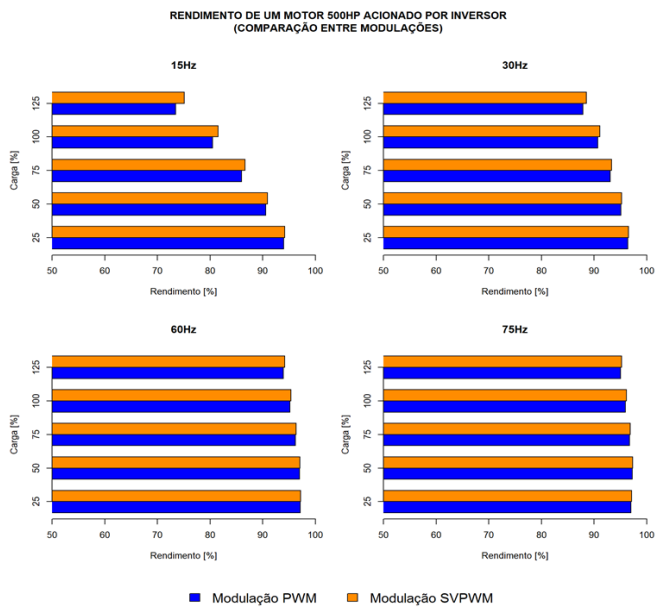


Fig. 18 Resultado comparativo de rendimento do motor 1 (500HP) para a frequência de comutação de 2500Hz.

#### AGRADECIMENTOS

À FAPEMIG pela bolsa e oportunidade de desenvolver o presente trabalho. À UFSJ (Universidade Federal de São João del-Rei) e ao seu Laboratório de Máquinas e Transformadores (LAMET).

#### REFERÊNCIAS

- Aarniovuori, L., Niemelä, M., Pyrhönen, J., Cao, W., & Agamloh, E. B. (2018). Loss components and performance of modern induction motors. *XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1253-1259. IEEE.
- Energética, E. D. P. (2019). *Balanço Energético Nacional: Relatório Síntese*, ano base 2018. Ministério de Minas e Energia, Rio de Janeiro.
- Gujjar, M. N., & Kumar, P. (2017). Comparative analysis of field oriented control of BLDC motor using SPWM and SVPWM techniques. *2nd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT)*, pp. 924-929. IEEE.
- Gyftakis, K. N., Spyropoulos, D. V., Kappatou, J. C., & Mitronikas, E. D. (2013). A novel approach for broken bar fault diagnosis in induction motors through torque monitoring. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 28(2), 267-277.
- Krause, P. C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D., & Pekarek, S. (2002). *Analysis of electric machinery and drive systems (Vol. 2)*. IEEE press, Nova York.
- Maheswaran, D., Rangaraj, V., Kailas, K. J., & Kumar, W. A. (2012). Energy efficiency in electrical systems. In *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1-6. IEEE.
- Neves, A. B. F., de Mendonça, M. V. B., de Leles Ferreira Filho, A., & Rosa, G. Z. (2016). Effects of voltage unbalance and harmonic distortion on the torque and

efficiency of a Three-Phase Induction Motor. *17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pp. 943-948. IEEE.

- Pradeep, J., & Devanathan, R. (2012). Comparative analysis and simulation of PWM and SVPWM inverter fed permanent magnet synchronous motor. *International Conference on Emerging Trends in Electrical Engineering and Energy Management (ICETEEEM)*, pp. 299-305. IEEE.
- Sen, P. C. (2007). *Principles of electric machines and power electronics*. John Wiley & Sons.
- Show, S. K., & Parthiban, P. (2015). Analysis of current controlled voltage source Inverter with Space Vector PWM and Sinusoidal PWM techniques. *International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems (ICIIECS)*, pp. 1-6. IEEE.
- Van Khang, H., Pawlus, W., & Robbersmyr, K. G. (2017). Investigation and reduction of losses on inverter-fed induction motors. *19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, pp. P-1. IEEE.
- WEG (2008). *Induction motors fed by PWM frequency inverters*, Technical Guide WEG SA.