

## CONVERSOR-INVERSOR FOTOVOLTAICO OFF-GRID APLICADO A MOTORES TRIFÁSICOS

EDUARDO BALBINOT<sup>1</sup>, JACSON R. DREHER<sup>2</sup>.

1. Instituto Federal de Santa Catarina

Chapecó, Santa Catarina, Brasil

eduardo.b1999@aluno.ifsc.edu.br, jacson@ifsc.edu.br

**Abstract:** The growing demand for renewable and sustainable energy sources is driving the advancement of standalone grid systems powered by solar energy to meet the needs of remote or hard-to-reach areas. These autonomous systems offer the advantage of being energy self-sufficient, reducing long-term costs, and being environmentally viable. The objective of this work is to develop a prototype of a three-phase inverter converter to drive an induction motor. Various pulse width modulation (PWM) techniques are compared, aiming for a theoretical and practical analysis of their characteristics, as well as the implementation of a dv/dt filter to mitigate the effects of PWM switching on the load. To achieve this goal, a literature study was conducted on the related topics, prototype design, simulation, analysis, comparison, and validation of the results. The PWM techniques were tested on the prototype and compared with the simulations, and the filter obtained consistent results with the conducted simulations.

**Keywords:** dv/dt filter, standalone three-phase inverter, PWM techniques.

**Resumo:** A crescente demanda por fontes de energia renováveis e sustentáveis impulsiona o avanço de sistemas independentes de rede, que são alimentados por energia solar, para suprir as necessidades de áreas remotas ou de difícil acesso. Esses sistemas autônomos oferecem a vantagem de serem energeticamente auto-suficientes, reduzindo custos a longo prazo e sendo ambientalmente viáveis. O objetivo deste trabalho é desenvolver um protótipo de conversor-inversor trifásico para acionar um motor de indução. Várias técnicas de modulação por largura de pulso são comparadas, visando uma análise teórica e prática de suas características, bem como a implementação de um filtro dv/dt para mitigar os efeitos do chaveamento PWM na carga. Para alcançar esse objetivo, foi realizado o estudo bibliográfico sobre os temas relacionados, projeto, simulação do protótipo, análise, comparação e validação dos resultados. As técnicas PWM foram testadas no protótipo e comparadas com as simulações, e o filtro obteve resultados consistentes com as simulações realizadas.

**Palavras-chave:** Filtro dv/dt, inversor trifásico desconectado da rede, técnicas PWM.

### 1. Introdução

A busca por tecnologias que permitam a produção de energia sustentável tem crescido na comunidade científica, gerando empregos no Brasil e no mundo. Em 2021, o Brasil se destacou como o maior empregador mundial na área de energias renováveis, com mais de um milhão de pessoas trabalhando na área. A energia solar foi a que mais cresceu, gerando milhões de empregos globalmente e 115 mil no Brasil [1].

O sol é a maior fonte de energia do planeta, sendo responsável indiretamente pela energia eólica, hidrelétrica e biomassa. Ele fornece cerca de  $1,5 \times 10^{18}$  kWh de energia por ano para o planeta, o que corresponde a dez mil vezes o consumo anual. No entanto, a captação dessa energia enfrenta desafios como o alto custo dos equipamentos e a baixa eficiência dos sistemas de captação [2].

Existem dois métodos principais de conversão de energia solar em energia elétrica: a conversão termoeletrônica e a conversão fotoeletrônica. A conversão fotoeletrônica é realizada por meio de módulos fotovoltaicos, que utilizam o fenômeno fotovoltaico para captar a luz e convertê-la em energia elétrica [3].

Os sistemas de produção de energia solar podem ser classificados como "on-grid", que estão conectados à rede de transmissão, permitindo a

venda do excesso de energia, e "off-grid", sistemas autônomos que requerem baterias para armazenamento da energia produzida, entretanto, as baterias costumam aumentar consideravelmente o custo do sistema [4].

A utilização da energia solar na indústria está crescendo devido a fatores econômicos e ambientais. Além dos benefícios de autonomia energética, melhor planejamento do orçamento e viabilidade ambiental, a energia solar é considerada simples, sustentável e economicamente viável a longo prazo [5].

A eletricidade é essencial para o desenvolvimento do país, porém, em áreas remotas ou acidentadas se torna inviável a expansão da rede de distribuição elétrica. Em lugares assim, o sistema off-grid pode ser usado, principalmente para aplicações que suportam variações de potência, como no uso de bombas de água ou motores elétricos [6].

Os motores elétricos são os maiores consumidores de energia elétrica na indústria, representando cerca de 70% do consumo nesse setor. Os motores trifásicos são os mais comuns e consomem uma quantidade significativa de eletricidade no Brasil. Os motores trifásicos apresentam diversas vantagens em relação aos motores monofásicos de mesma potência: cerca de 4 vezes menos volume e peso, menor custo, menor

necessidade de manutenção e de circuito auxiliar de partida, maior rendimento, menor conjugado de partida e é comumente encontrado com potências maiores de 15cv [7]–[9].

A conversão de energia solar em energia elétrica requer o uso de inversores, que além de converter a corrente contínua (CC) em corrente alternada (CA), também controlam a velocidade e torque dos motores e atuam como suavizadores de partida e sistema de proteção. O uso de inversores de ponte completa é comum em sistemas de alta potência e frequência, e seu funcionamento é baseado na comparação entre uma onda triangular e um sinal senoidal de referência. Esse processo é realizado por circuitos geradores de funções e comparadores [10][11].

O propósito deste projeto consiste em projetar e desenvolver um protótipo de um conversor-inversor off-grid para fornecer energia a um motor de indução trifásico de 1 de cv (735 W).

## 2. Revisão Bibliográfica

### 2.1 Métodos de controle de velocidade de motores de indução

Os motores de indução são amplamente utilizados devido à sua capacidade de manter uma velocidade constante quando alimentados com uma frequência fixa. No entanto, muitas aplicações exigem que esses motores possam operar em uma faixa ajustável de velocidades. Existem diversos métodos para modificar a velocidade síncrona desses motores:

**Alteração do número de pólos do motor:** em motores de pólos variáveis é possível modificar o número de polos, alterando sua velocidade síncrona. Isso é alcançado por meio de diferentes ligações das bobinas, p. O acionamento desses motores é simples. Porém, devido ao número de bobinas, eles são maiores que os motores convencionais e a escolha da velocidade é limitada.

**Controle por tensão de linha:** em cargas com característica de curva exponencial de velocidade versus conjugado, a velocidade do motor pode ser controlada por meio da tensão de entrada. Isso ocorre porque o conjugado do motor é proporcional ao quadrado da tensão. Esse método pode apresentar alto escorregamento e baixo rendimento, mas é uma opção de custo reduzido e adequado para aplicações com intervalo de controle limitado.

**Controle por resistência de rotor:** nesse método, os terminais do rotor são conectados à resistências externas. Isso permite o controle do conjugado e da corrente de partida do motor. À medida que o motor ganha velocidade, as resistências podem ser alteradas ou curto-circuitadas para aumentar a eficiência. Esse método é comumente utilizado em condições de partida específicas.

**Controle da frequência da tensão aplicada na armadura:** esse é o método mais simples para controlar a velocidade do motor. A velocidade

angular síncrona do motor é diretamente proporcional à frequência da tensão elétrica aplicada na armadura. Para controlar a velocidade, utiliza-se um inversor como fonte de tensão polifásica, permitindo a variação da frequência elétrica e, consequentemente, da velocidade do motor. Como a frequência é inversamente proporcional ao fluxo do campo girante, se faz necessário de uma razão  $V/f$  constante para que o fluxo, e, consequentemente, o torque, se mantenha constante em todas as faixas de frequência.

Esses métodos oferecem opções para ajustar a velocidade dos motores de indução, permitindo sua aplicação em uma ampla variedade de cenários industriais e comerciais. No contexto deste projeto específico, será adotado o método de controle da velocidade por meio da frequência da tensão aplicada na armadura, esse método provém um conjugado constante no rotor, melhorando o torque em baixas rotações [12].

### 2.2 Inversor

Inversores são dispositivos eletrônicos que convertem corrente contínua (CC) em corrente alternada (CA), permitindo a alimentação de aparelhos elétricos e eletrônicos. Esses dispositivos desempenham um papel fundamental em sistemas de energia renovável, sistemas de alimentação ininterrupta (UPS), veículos elétricos e muitas outras aplicações.

O inversor trifásico em ponte, apresentado na Fig. 1, é utilizado para gerar uma saída de corrente alternada trifásica. Esse tipo de inversor é composto por seis chaves, formando pontes para cada fase do sistema trifásico. Cada ponte é responsável por controlar a polaridade da tensão aplicada a uma das fases da carga.

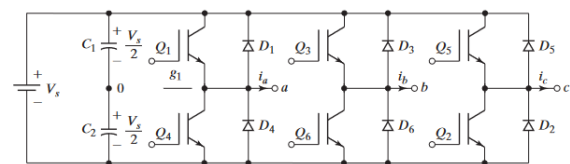


Fig. 1. Circuito de um inversor trifásico em ponte.  
Fonte: [13].

Ao alternar as chaves de forma adequada, é possível gerar as três formas de onda de corrente alternada defasadas em 120 graus entre si. O inversor trifásico em ponte é amplamente utilizado em sistemas de energia renovável, como parques eólicos e sistemas fotovoltaicos, onde a geração e distribuição de energia ocorrem em formato trifásico [13][14].

### 2.3 Métodos de controle em inversores

Os métodos de controle, também conhecidos como técnicas de modulação, são elementos chave no controle de inversores, permitindo a geração de formas de onda de saída desejadas. Diversos métodos de modulação têm sido desenvolvidos e aplicados em inversores, cada um com suas características distintas.

O esquema mais simples para um conversor de ponte completa produz uma saída com a característica de onda quadrada, como mostrado na Fig. 2.

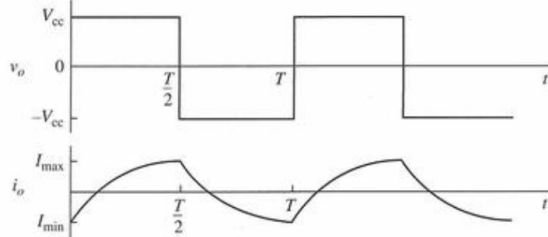


Fig. 2. Tensão e corrente de saída de uma onda quadrada em uma carga RL.  
Fonte: [14].

Esse método apresenta algumas vantagens, como simplicidade de implementação e menor complexidade de hardware. No entanto, uma desvantagem é a presença de harmônicos de alta frequência na forma de onda de saída, o que pode afetar a qualidade da energia fornecida à carga e causar problemas de interferência eletromagnética. Embora a saída não seja senoidal, esse método pode ser adequado para algumas aplicações.

A modulação por largura de pulso (PWM) oferece um modo de reduzir a distorção harmônica (DHT) da corrente na carga. Sem filtragem, a DHT desse método é relativamente alta. Porém, as harmônicas são em frequências mais elevadas do que na onda quadrada, facilitando a filtragem.

As vantagens do método PWM são um menor requisito nos filtros de saída e um maior controle na amplitude da tensão de saída. No entanto, necessitam de sistemas de controle mais complexos e apresentam maiores perdas por chaveamento.

Para o controle PWM são necessários, um sinal de referência, também chamado de modulação ou sinal de controle, e um sinal portador na forma de uma onda triangular, responsável por controlar a frequência de chaveamento.

A Fig. 3 demonstra o princípio da modulação SPWM, onde o sinal de controle é uma senoidal pura, bipolar onde a entrada é  $V_{cc}$ . Quando a referência é maior que a portadora, a saída é  $+V_{cc}$  e quando a referência é menor que a portadora, a saída é  $-V_{cc}$ .

As séries de Fourier da tensão de saída contém uma frequência fundamental igual a frequência do sinal de referência, enquanto as harmônicas de maior magnitude são relacionadas a taxa de modulação ( $m_f$ ), que é a proporção da frequência da portadora pela frequência do sinal de referência:

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{referencia}} \quad (1)$$

Aumentar  $m_f$  amplia a magnitude das harmônicas, porém, aumenta a frequência de chaveamento e, consequentemente, a perda das chaves.

Conhecido o valor das harmônicas de tensão e corrente, é possível calcular a distorção harmônica

total da tensão (THDv) através da equação (2) e da corrente (THDi) através da equação (3):

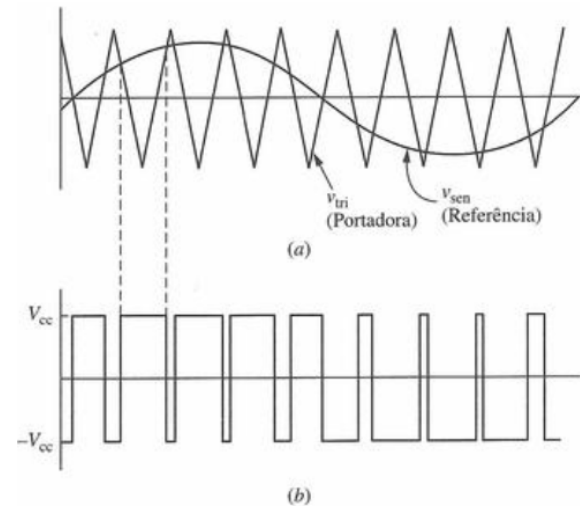


Fig. 3. Modulação PWM bipolar (a) Modulação e portadora; (b) Sinal de saída na carga.  
Fonte: [14].

$$THDv = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2}{V_1^2}} \cdot 100(\%) \quad (2)$$

$$THDi = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}{I_1^2}} \cdot 100(\%) \quad (3)$$

Onde:

- $V_h$  - Valor eficaz da tensão de ordem "h";
- $I_h$  - Valor eficaz da corrente de ordem "h";
- $V_1$  - Valor eficaz da tensão fundamental;
- $I_1$  - Valor eficaz da corrente fundamental;
- $h$  - Ordem da componente harmônica;

Outra característica da modulação é taxa de modulação da amplitude ( $m_a$ ) que é a relação da amplitude do sinal de referência pela amplitude da portadora:

$$m_a = \frac{V_{m, referencia}}{V_{m, portadora}} \quad (4)$$

O valor de  $m_a$  define a amplitude da fundamental de saída PWM. Como o sinal de referência senoidal, e a tensão de entrada é  $V_s$ , pode-se escrever a amplitude da fundamental da tensão de saída como:

$$\hat{v}_{ab1} = m_a \sqrt{3} \frac{V_s}{2}, \text{ se } m_a \leq 1 \quad (5)$$

A modulação trifásica é realizada a partir de comparações feitas entre três sinais de referência defasados  $120^\circ$  entre si, cada um controlando um par de chaves. A Fig. 4a demonstra os três sinais de referência senoidais junto com a onda triangular portadora, onde  $m_f$  é 9. Na Fig. 4b é possível observar o padrão de acionamento das seis chaves do inversor trifásico e sua relação com a comparação das ondas da Fig. 4a. A Fig. 4c mostra a variação da tensão de linha da fase a e b. E a Fig. 4d mostra a tensão de fase na saída.

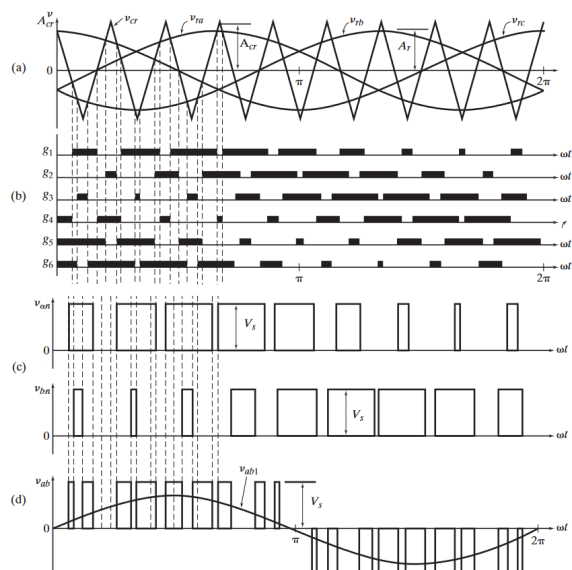


Fig. 4. (a) Modulação SPW (b) controle de abertura das chaves; (c) tensão de linha na saída a e b; (d) tensão de fase na saída. Fonte: [13].

Portanto, no projeto de um inversor, é importante considerar o equilíbrio entre a ampliação das harmônicas, a frequência de chaveamento e a perda das chaves ao ajustar a taxa de modulação [13], [14].

Diferentes técnicas de modulação PWM são obtidas quando se altera a função do sinal de referência. Essas técnicas podem ajudar a melhorar a performance do inversor, melhorando parâmetros como harmônicas de corrente (DHTi) e tensão (DHTv), perdas de comutação e ripple da corrente de saída.

Os métodos mais populares de técnicas PWM são: PWM senoidal (SPWM, do inglês *sinusoidal PWM*), PWM com injeção da terceira harmônica (THPWM, do inglês *third harmonic injected PWM*), PWM vetorial convencional (CSVPWM, do inglês *conventional space vector PWM*) e PWM trapezoidal (TRPWM, do inglês *trapezoidal PWM*).

### 3. Métodos

Esse projeto é continuação de um conversor-inversor fotovoltaico off-grid de potência variável aplicado a motores monofásicos, realizado anteriormente em um trabalho de conclusão de curso, cujo diagrama em blocos é mostrado na Fig. 5. O projeto foi composto de um protótipo de conversor CC-CC e de um protótipo de inversor monofásico.

O conversor CC-CC é responsável por elevar a tensão de entrada, proveniente de um único módulo fotovoltaico, para uma saída em alta tensão, usada como entrada no circuito de inversão.

A topologia de conversor CC-CC usada foi a de boost-flyback. Esse conversor não isolado e de alto ganho de tensão se mostrou vantajoso por seu baixo número de componentes, baixa tensão nas chaves e diodos e facilidade de chaveamento, o que contribui para o baixo custo do protótipo.

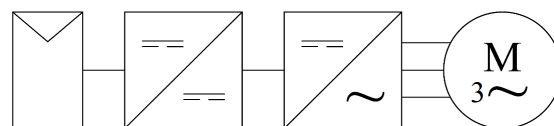


Fig. 5. Diagrama elétrico do sistema de conversão. Fonte: Autoria própria.

A fim de extrair a máxima potência do módulo fotovoltaico, o protótipo conta com a técnica de rastreamento de potência máxima (MPPT) perturba e observa (P&O, do inglês: *perturb and observe*), que ajuda a otimizar a operação do sistema fotovoltaico em condições variáveis de irradiação solar. A técnica MPPT P&O consiste em perturbar ligeiramente a tensão ou corrente de entrada do módulo fotovoltaico e observar a resposta correspondente na potência de saída. Com base nessas observações, o controlador MPPT ajusta continuamente a tensão ou corrente de entrada para operar na condição em que a potência de saída seja maximizada. Essa abordagem é eficaz porque a potência gerada pelos painéis solares depende da interação complexa entre a irradiância solar incidente, a temperatura e as características elétricas do módulo. Ao monitorar constantemente a potência de saída e ajustar a tensão ou corrente de entrada, o sistema MPPT P&O garante que o módulo fotovoltaico esteja sempre operando próximo ao seu ponto de máxima potência, aumentando assim a eficiência global do sistema e otimizando a geração de energia.

O projeto do protótipo do inversor trifásico foi desenvolvido considerando a potência máxima do módulo fotovoltaico de 350W. Para fins de projeto considerou-se como carga máxima para o inversor, um motor de 1/2 cv com as especificações apresentadas na Tabela I:

TABELA I  
DADOS DA PLACA DO MOTOR

Número de fases	3 ~
Potência mecânica	370 W
Frequência nominal	60 Hz
Tensão nominal em $\Delta$	220 V
Corrente nominal - $I_n$	2,07 A
Corrente de partida - $I_p$	5 . $I_n$
Rotação síncrona	1720 rpm
Rendimento	68%
Fator de sobrecarga - FS	1,15

Fonte: Autoria própria.

Para possibilitar simulações, obteve-se o modelo elétrico do motor a partir de resultados experimentais à vazio, com rotor bloqueado e com tensão CC, conforme a metodologia apresentada em [12]. Considerando um escorregamento de 3%, o circuito equivalente simplificado é apresentado na Fig. 6:

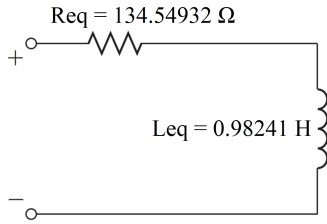


Fig. 6. Circuito equivalente simplificado de uma fase do motor.  
Fonte: Autoria própria.

### 3.1 Projeto do inversor trifásico

Considerando os dados do motor, para uma corrente nominal de 2,07 A e uma relação  $I_p/I_n$  de 5, a corrente eficaz máxima nas chaves é de 10,35 A.

Como a função senoidal é  $2\pi$  e cada chave conduz metade do tempo, calcula-se a corrente média nas chaves:

$$I_{pmedio} = \frac{I_{prms} \cdot \sqrt{2}}{\pi} \quad (6)$$

A corrente média máxima resultante será de 4,65 A.

Desconsiderando a perda das chaves, é possível calcular a tensão máxima de entrada CC quando  $ma$  é igual a 1, produzida pelo conversor CC:

$$V_{cc} = V_{s_{rms}} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (7)$$

Considerando uma tensão de saída máxima de 220 Vrms, a tensão de entrada máxima é de 360V.

O inversor foi construído usando os componentes descritos na Tabela II. A placa de circuito impresso, composta pelo conversor CC-CC e inversor trifásico, assim como o sistema de controle, alimentação dos drivers e filtro de saída, pode ser vista na Fig. 7. Ela pode comportar tanto um microcontrolador ATmega328 *standalone* quanto receber sinais externos. Além disso, possui um sistema de alimentação que fornece 12V através de reguladores integrados para os drivers, e 5V através para o microcontrolador.

TABELA II  
ESPECIFICAÇÕES E COMPONENTES DO INVERSOR

Componente	Quantidade
Microcontrolador ATmega328	1
IGBT IRG4BC40U 600V / 20 A	6
Diodo MUR160 - 600 V / 1 A	9
Driver para IGBT IR2104	3
Capacitor eletrolítico 1uF/ 50V	3
Capacitor eletrolítico 10uF/ 50V	3
Capacitor eletrolítico 10uF/ 400V	2

Fonte: Autoria própria.

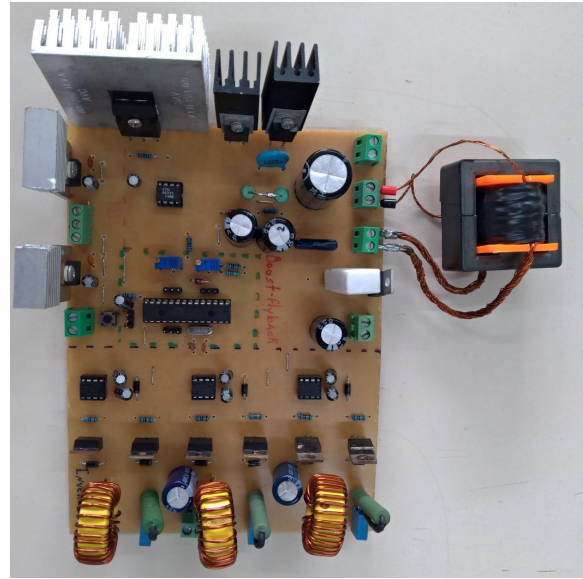


Fig. 7. Protótipo do conversor-inversor.  
Fonte: Autoria própria.

### 3.2 Técnicas PWM

O método SPWM é um dos mais utilizados por ser de fácil implementação. É composto de uma senoidal pura, e produz um resultado satisfatório. THPWM é conhecido por minimizar a distorção harmônica em altos índices de modulação. CSVPWM e SPWM são utilizados em métodos de chaveamento em tempo real. TRPWM possui um topo achatado para diminuir perdas de comutação. [15]. As representações matemáticas desses métodos estão apresentadas na Tabela III, e suas representações gráficas, juntamente com a forma de onda portadora, podem ser visualizadas na Fig. 8.

TABELA III  
REPRESENTAÇÃO MATEMÁTICA DE DIFERENTES TÉCNICAS PWM

SPWM	$M_1 = A \sin(\omega t + \theta)$ $[M_{a1} M_{b1} M_{c1}] = [M_{1_{\theta=0^\circ}} M_{1_{\theta=-120^\circ}} M_{1_{\theta=120^\circ}}]$
THPWM	$C = k A \sin(3\omega t)$ $M_2 = A \sin(\omega t + \theta) + C$ $[M_{a2} M_{b2} M_{c2}] = [M_{2_{\theta=0^\circ}} M_{2_{\theta=-120^\circ}} M_{2_{\theta=120^\circ}}]$
CSVPWM	$M_3 = \frac{2}{\sqrt{3}} [A \sin(\omega t + \theta)] - \frac{1}{2} \{ \max(M_{a1}, M_{b1}, M_{c1}) + \min(M_{a1}, M_{b1}, M_{c1}) \}$ $[M_{a3} M_{b3} M_{c3}] = [M_{3_{\theta=0^\circ}} M_{3_{\theta=-120^\circ}} M_{3_{\theta=120^\circ}}]$
TRPWM	$M_4 = A \sin^{-1} \{ A \sin(\omega t + \theta) \}$ $= 0.98A$ when $[M_4 > 0.98A]$ $= -0.98A$ when $[M_4 < -0.98A]$ $[M_{a4} M_{b4} M_{c4}] = [M_{4_{\theta=0^\circ}} M_{4_{\theta=-120^\circ}} M_{4_{\theta=120^\circ}}]$

Fonte: [16](adaptado).

Segundo [13], a taxa de modulação ( $m_f$ ) deve ser um número ímpar e múltiplo de três. Assim, todas as tensões de fase serão idênticas, simétricas e portanto sem harmônicas pares. Por meio de experimentação, constatou-se que a taxa máxima da modulação que pode ser implementada no microcontrolador ATmega328 é de 51, resultando numa frequência máxima de chaveamento de 3kHz para a frequência fundamental de 60Hz.



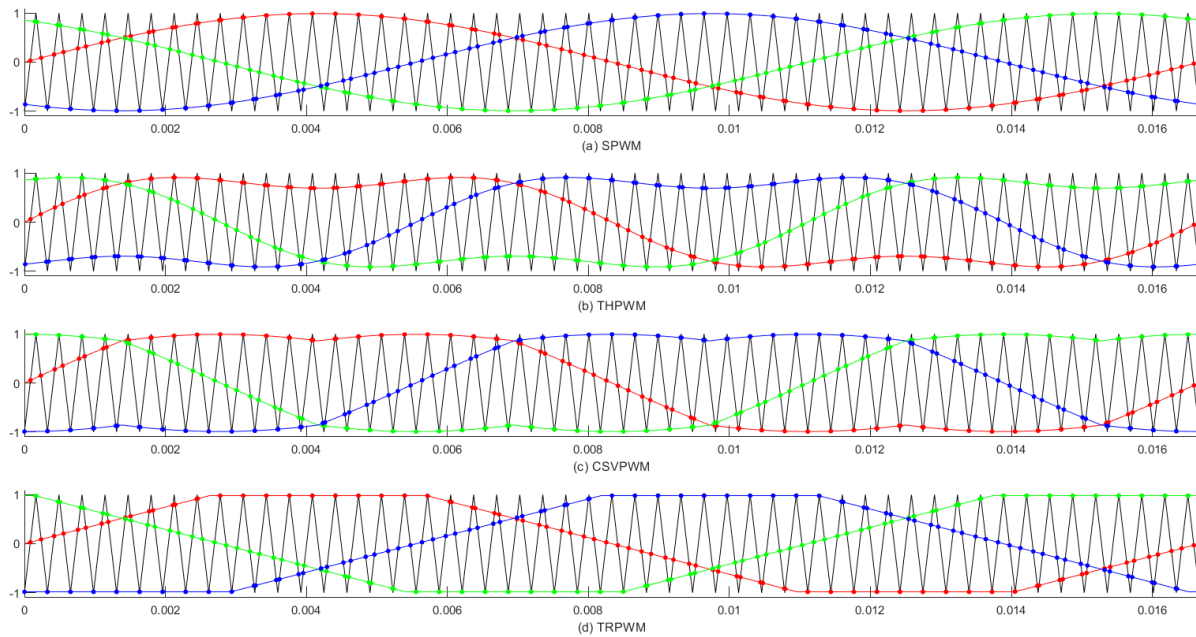


Fig. 8. Representações gráficas das ondas de controle e portadora com  $mf=51$ : (a) SPWM, (b) THPWM, (c) CSVPWM e (d) TRPWM.

Fonte: Autoria própria.

Por meio de simulações no MATLAB pode-se obter a relação  $V_n/V_s$ , ou seja, entre a amplitude da harmônica de ordem  $n$  ( $V_n$ ) e a tensão do barramento CC ( $V_s$ ) das harmônicas para cada método de chaveamento com  $mf = 51$  e  $ma = 1$  por oferecer o maior valor da fundamental na saída. A Tabela IV apresenta a amplitude da fundamental ( $n=1$ ) e das harmônicas em torno de  $mf$  e  $2mf$ .

TABELA IV  
HARMÔNICAS DE TENSÃO DOS MÉTODOS PWM

Método	1 ( $n=60$ )	$mf$ ( $n=2940$ )	$2mf$ ( $n=6060$ )
SPWM	0.858	0.2717	0.1628
THPWM	0.8571	0.1135	0.2055
CSVPWM	0.9884	0.2073	0.08889
TRPWM	0.9159	0.2944	0.114

Fonte: Autoria própria.

A partir do valor das harmônicas, é possível calcular a THDv e THDi usando as equações (2) e (3) e os dados do motor. A Tabela V apresenta o número de comutações ( $N_c$ ) de fase, que é diretamente proporcional às perdas de chaveamento, a THDv e THDi de cada método calculados pelo MATLAB.

TABELA V  
CARACTERÍSTICAS CALCULADAS DE CADA MÉTODO

Método	$N_c$	THDv(%)	THDi(%)
SPWM	94	69.343	Concluir
THPWM	102	69.714	
CSVPWM	82	53.29	
TRPWM	62	62.092	

Fonte: Autoria própria.

O controle dos IGBTs é realizado por meio de um microcontrolador Atmega328, que é responsável por enviar os sinais para cada um dos drivers IR2104. Esses drivers são responsáveis por controlar as duas chaves de cada fase, impedindo que ambas sejam acionadas simultaneamente.

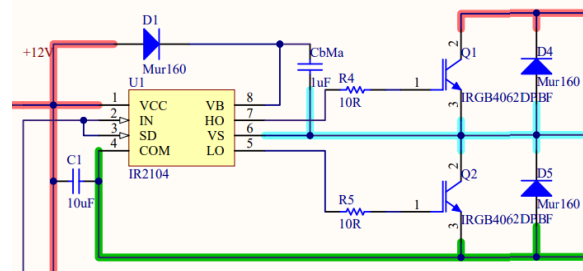


Fig. 9. Esquemático do acionamento de uma fase.

Fonte: Autoria própria.

A Fig. 10 pode ser utilizada para explicar o método de controle das chaves aplicado no microcontrolador. A partir de uma comparação entre as referências de cada fase  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  com a forma de onda da portadora triangular  $V_{tri}$ , é possível obter o tempo de acionamento de cada chave, e determinar o estado de cada saída do microcontrolador ( $Ma$ ,  $Mb$  e  $Mc$ ) para os drivers. Como somente uma chave é comutada em determinado instante, pode-se obter a diferença de tempo, calculada em ciclos de clock do microcontrolador, para determinada frequência do cristal oscilador. Essa diferença, que é o número de pulsos de clock, é carregada em *Timer/Counter*. Se o sinal será desligado, representado por  $t$  ( $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  ...), ou ligado, representado por  $T$  ( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  ...).

### 3.3 Implementação em microcontrolador

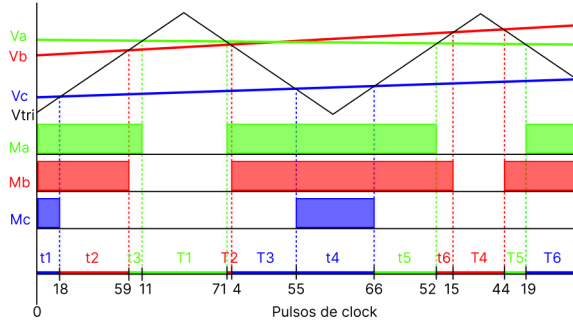


Fig. 10. Técnica de acionamento com timer.  
Fonte: Autoria própria.

Com esse método tem-se o acionamento das chaves das três fases do inversor com apenas um *Timer/Counter* do microcontrolador. Para uma alteração da frequência fundamental do sinal de saída é necessário a introdução de um multiplicador no vetor dos contadores, aumentando o tempo entre os chaveamentos, e, conseqüentemente, diminuindo a frequência fundamental da tensão de saída.

Para a obtenção dos momentos de acionamentos utilizando o MATLAB seguiu-se os seguintes passos:

1. São plotadas as ondas de controle e a portadora;
2. A referência e a portadora são comparadas para definir os instantes das comutações;
3. Os instantes são identificados com a respectiva fase e ordenados;
4. Calcula-se a diferença entre os instantes de cada acionamento, em pulsos de clock ( $\Delta clk$ );
5. Calcula-se o valor do multiplicador para obtenção do valor de carregamento do *Timer/Counter* que irá gerar as interrupções, através da equação:

$$M = \frac{Fclk}{f \cdot \left( \sum_{i=0}^n \Delta clk \right) + d}, \quad (8)$$

onde  $Fclk$  é a frequência do clock do microcontrolador,  $f$  é a frequência da referência, e  $d$  é o menor intervalo de tempo entre cada interrupção.

Posteriormente, gera-se um vetor de valores que serão carregados no *Timer/Counter* para a geração de cada interrupção do *Timer/Counter1* no Atmega328 e os estados das chaves que controlam os drivers.

A tensão de entrada do inversor é lida a cada interrupção para definir o valor da frequência fundamental de saída, ajustando o intervalo entre as interrupções. Essa multiplicação, por ser de ponto flutuante, demora aproximadamente 32 $\mu$ s, sendo esse, o menor intervalo de tempo entre cada interrupção ( $d$ ). O *Timer/Counter1* possui um contador de 16 bits. Logo, o maior intervalo entre as interrupções para um clock de 16MHz sem prescaler é de  $(2^{16}-1/16\text{MHz})$  4 ms.

### 3.4 Filtro de saída

O curto tempo para o acionamento dos IGBTs resulta em alto  $dv/dt$  aplicado aos cabos entre o inversor e o motor. A cada chaveamento na saída do inversor, a capacitância distribuída no cabo é carregada ou descarregada. Essa corrente pode sobrecarregar o inversor ou impedir uma boa medição da corrente no cabo. Esse problema é agravado em cabos com capacitância elevada causadas por blindagem ou conduítes de metal [15].

A real indutância e capacitância do cabo é distribuída em pequenos elementos ao longo do cabo, como mostrado na Fig 11.

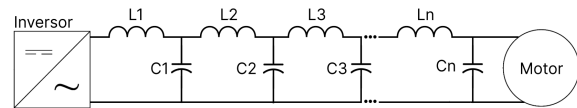


Fig. 11. Circuito equivalente de um cabo.  
Fonte: Autoria própria.

Quando uma tensão com elevada  $dv/dt$  é aplicada na saída do inversor, a corrente começa a fluir para o primeiro indutor  $L1$  e carregar o primeiro capacitor  $C1$ . A corrente flui para o próximo indutor e carrega o próximo capacitor. Esse efeito pode ser caracterizado com ondas viajando em cabos de transmissão e é chamado de onda incidente [15].

Quando a energia chega no final do cabo, o último capacitor  $Cn$  é carregado, mas ainda há energia armazenada e corrente fluindo pelo último indutor  $Ln$ . Pulsos com baixo tempo de subida contém harmônicas de alta frequência, e nesse caso, o motor aparece como um circuito aberto fazendo com que a corrente de  $Ln$  continue carregando  $Cn$ , causando uma sobretensão até um limite teórico de duas vezes a tensão inicial [15].

Essa alta tensão cria uma onda refletida que viaja pelo cabo em direção aos terminais do inversor, onde é refletida novamente, mas agora, negativa. Se a onda negativa chegar no motor enquanto a primeira reflexão ainda está acontecendo, ela subtrai a primeira e causa menos sobretensão nos terminais do motor. Isso leva ao entendimento de que, se o tempo de propagação da onda no cabo for maior do que metade do tempo de subida, uma reflexão de máxima tensão ocorre [15].

Esse efeito pode ser amenizado com o uso de filtros que podem ser localizados nos terminais do inversor ou do motor. Esses filtros diminuem o estresse dielétrico no isolamento do motor e na corrente de carregamento do inversor, mas apresentam um custo extra, maior espaço de montagem e introduzem novas perdas no sistema.

Como motores possuem uma característica indutiva eles possuem uma tendência natural de filtrar a corrente, porém, não a tensão, logo, há a necessidade de um filtro de tensão.

O filtro mais simples e de baixo custo é composto de um indutor na saída do inversor, que ajuda a diminuir o  $dv/dt$  nos terminais do motor. Isso pode ajudar a diminuir picos de tensão e oscilações. Esse indutor pode custar aproximadamente de 10% a 15% do preço do inversor, e pesar de 10% a 25%, além de aumentar entre 0.5% e 1% suas perdas [15].

Filtros de forma senoidal são filtros passa-baixa, geralmente LC, que trabalham transformando o sinal PWM de saída em uma onda senoidal, removendo harmônicas de alta frequência. Isso evita os picos de tensão e diminuem perdas e ruídos no motor. Porém, esses filtros adicionam um custo entre 50% e 70% do custo do inversor e de 40% a 100% do seu volume, por necessitarem de grandes valores de indutância e capacitância [15].

Por necessitar de um menor valor de indutância e capacitância, foi desenvolvido e implementado um filtro RLC de segunda ordem para reduzir a taxa de variação da tensão ( $dv/dt$ ), como apresentado na Fig. 12. Esse filtro está localizado na saída do inversor e tem o objetivo de controlar o tempo de subida do sinal PWM, diminuindo o efeito de reflexão e os picos de tensão [15].

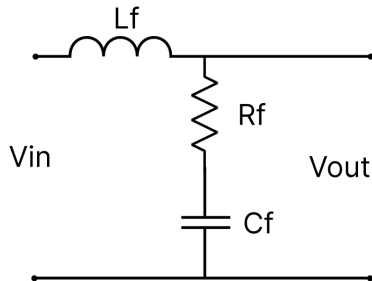


Fig. 12. filtro RLC de segunda ordem.

Fonte: Autoria própria.

As medidas apresentadas na Tabela VI foram adquiridas de um cabo de três vias, utilizado para conectar o inversor ao motor, esses dados foram obtidos usando um medidor LCR digital.

TABELA VI  
PARÂMETROS DO CABO

Parâmetros	Valor
Comprimento do cabo (lc)	5.6 m
Indutância do cabo (Lc)	1.16 uH/m
Capacitância do cabo (Cc)	79.64 pF/m

Fonte: Autoria própria.

Para a determinação dos parâmetros do filtro foi usado o método descrito em [17]. A partir dessas informações, é possível calcular o tempo de propagação do cabo ( $t_p$ ):

$$t_p = lc \cdot \sqrt{Cc \cdot Lc} \quad (9)$$

O tempo de propagação resultante é de 53ns, relativamente maior que o tempo de subida ( $t_r$ ) dos IGBTs IRG4BC40U, de 19ns.

O tempo de subida do filtro ( $t_r$ ) foi selecionado para ser de 1.5μs, por garantir um tempo de subida lento, atenuando os picos de tensão. Assim, a frequência de ressonância do filtro é calculada por:

$$\omega_o = \frac{2}{2,74145 \cdot t_r} \quad (10)$$

Resultando em uma frequência de aproximadamente 4,5kHz. Com esses dados é possível calcular os valores dos componentes do filtro:

$$R_f = \frac{\sqrt{Cc \cdot Lc}}{2} \quad (11)$$

$$L_f = \frac{R_f}{2 \cdot \omega_o} \quad (12)$$

$$C_f = \frac{1}{\omega_o^2 \cdot L_f} \quad (13)$$

Com isso, se tem um  $R_f$  de 60,36 Ω, um  $L_f$  de 62μH e um  $C_f$  de 68,1nF.

Através de simulação no software PSim foi possível verificar o efeito da tensão refletida em um único pulso PWM. A Fig. 14 mostra um pulso expandido, onde é possível ver o efeito de sobretensão que aparece na saída do inversor sem o filtro, em verde, e com o filtro, em vermelho.

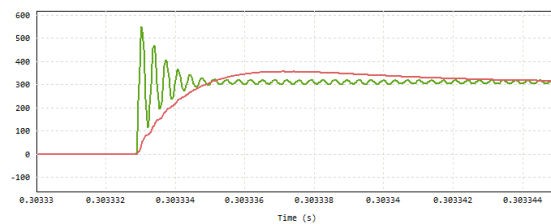


Fig. 14. Pulso expandido do PWM sem filtro (verde) e com filtro (vermelho).

Fonte: Autoria própria.

É possível perceber uma grande atenuação no pico de tensão em troca de um tempo de subida mais lento. O pico de tensão sem filtro alcançou os 538V e, depois de aplicado o filtro, foi de 355V, apresentando uma redução de 66% no valor da tensão máxima e evitando as subsequentes reflexões.

## 4. Resultados

### 4.1 Resultados experimentais do filtro

Para o filtro foi construído um indutor no formato toroidal de 60μH. Também foram usados resistores cerâmicos de valor comercial de 60 ohms / 10W e capacitores de filme plástico de 68nF / 600V.

Para a obtenção dos resultados experimentais, aplicou o chaveamento PWM com ciclo de trabalho de 0.5, tensão na entrada do inversor de 202V e frequência de 3.41kHz, para replicar a frequência máxima de chaveamento do inversor.



A Fig. 15a exibe o gráfico da tensão nos terminais do motor sem filtro. Pode-se observar que o pico de tensão alcança uma amplitude de 344V. Na Fig. 15b tem-se a tensão nos terminais do motor agora a com a instalação do filtro na saída do inversor, reduzindo o pico da tensão para 252V.

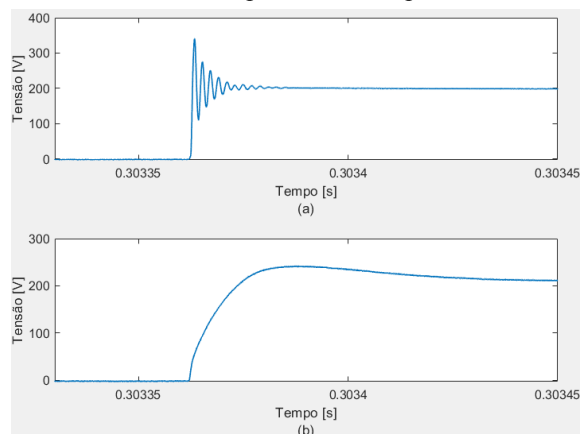


Fig. 15. Tensão na carga: (a) sem filtro, (b) com filtro.  
Fonte: Autoria própria.

A partir da Fig. 15 pode-se concluir a eficácia do filtro  $dv/dt$  para a atenuação do efeito de reflexão. Na saída sem filtro o sobre-sinal é 170% o valor da tensão de saída do inversor, enquanto na saída filtrada esse valor é de 123%. O filtro também evita a formação das reflexões e, consequentemente, correntes de carregamento.

#### 4.2 Resultados experimentais do inversor PWM

Para simular a dinâmica V/f foram, inicialmente, realizados testes com metade da tensão nominal e consequentemente metade da frequência nominal do motor. Uma bomba hidráulica foi utilizada para ajustar a carga do motor e acioná-lo com a sua corrente nominal. Para medir a qualidade da energia na saída do inversor utilizou-se o analisador de qualidade da energia e motores Fluke 438-II, e os dados obtidos são mostrados na tabela VII.

TABELA VII  
HARMÔNICAS DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS  
EM 110V 30 Hz COM FILTRO

Método	FP	THDi(%)	THDv(%)
SPWM	0.72	10,1	63,5
THPWM	0.72	8,1	50
CSVPWM	0.76	9,3	56,2
TRPWM	0.74	18,7	75,2

Fonte: Autoria própria.

A Fig. 16 mostra um comparativo entre os resultados calculados e experimentais. É possível observar que as técnicas SPWM e THPWM tiveram resultados melhores que o esperado de acordo com as referências, enquanto CSVPWM e TRPWM, piores.

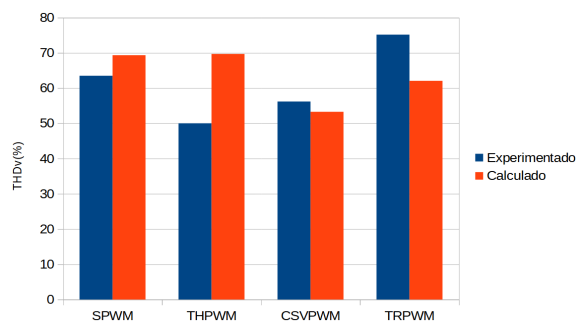


Fig. 16. Resultados simulados e experimentais do THDv.  
Fonte: Autoria própria.

Na Fig. 17 é possível observar as curvas de tensão nos terminais do motor de cada fase, em 110Vrms e 30 Hz usando a técnica SPWM, e, na Fig. 18, a corrente da mesma.

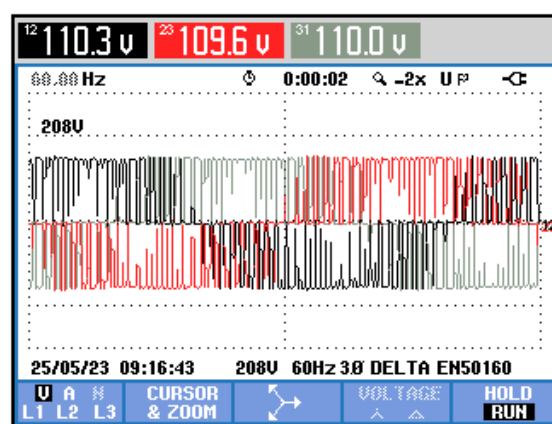


Fig. 17. Curvas de tensão nos terminais do motor em 110V 30Hz na técnica SPWM.

Fonte: Autoria própria.

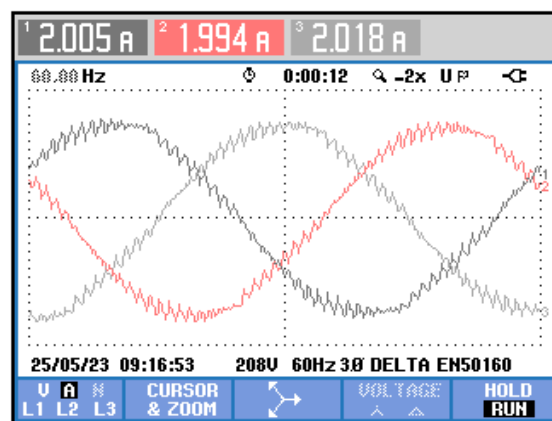


Fig. 18. Curvas de corrente nos terminais do motor em 110V 30Hz na técnica SPWM.

Fonte: Autoria própria.

A Tabela VIII apresenta os testes com a tensão nominal e frequência nominal do motor, porém, ainda há necessidade da obtenção dos dados das outras técnicas.

TABELA VIII  
HARMÔNICAS DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS  
EM 220V 60Hz COM FILTRO

Método	FP	THDi(%)	THDv(%)
SPWM	0.68	7,5	11,3
THPWM			

CSV PWM			
TR PWM			

Fonte: Autoria própria.

Pode ser observado uma diminuição significativa em ambas as distorções harmônicas e também no fator de potência.

Alguns testes ainda podem ser realizados para a comparação entre as harmônicas em alta potência das técnicas restantes e o efeito do filtro nas distorções harmônicas da tensão e corrente.

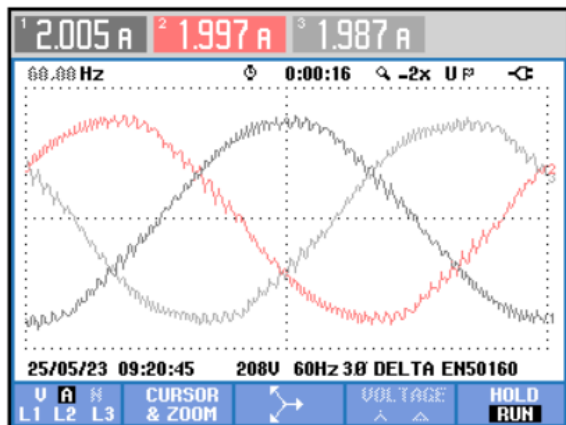


Fig. 19. Curvas de corrente nos terminais do motor em 110V 30Hz na técnica THPWM.

Fonte: Autoria própria.

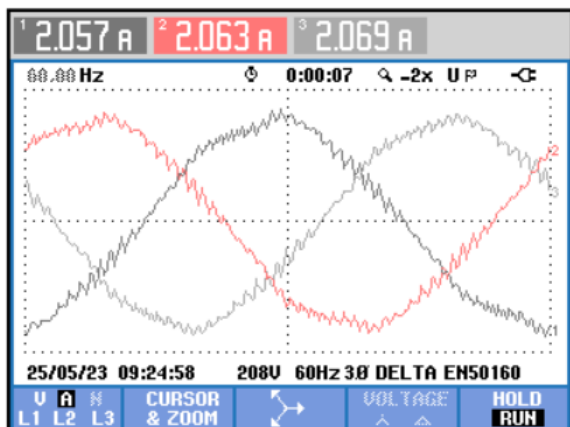


Fig. 20. Curvas de corrente nos terminais do motor em 110V 30Hz na técnica CSV PWM.

Fonte: Autoria própria.

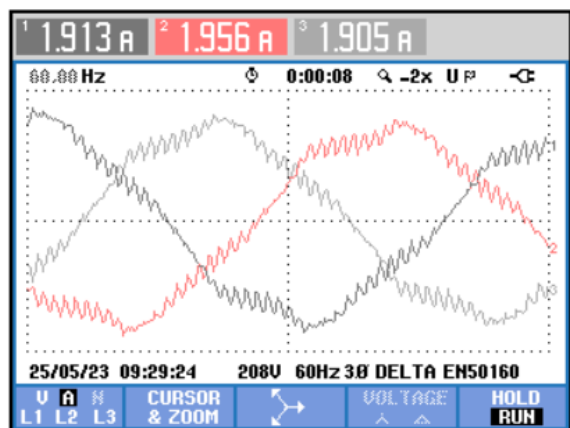


Fig. 21. Curvas de corrente nos terminais do motor em 110V 30Hz na técnica TRPWM.

Fonte: Autoria própria.

## 5. Conclusão

Com o desenvolvimento do trabalho foi possível analisar as qualidades e características de múltiplas técnicas PWM, comparando-as com valores calculados e simulados.

O desenvolvimento do filtro dv/dt gerou resultados satisfatórios e semelhantes aos simulados, mostrando ser um método eficiente e barato para mitigar os efeitos da reflexão.

Uma das dificuldades encontradas foi a limitação na frequência de operação do microcontrolador escolhido, o que acarreta em um  $mf$  baixo e aumenta a distorção harmônica de corrente de saída.

Como sugestão para trabalhos futuros, indica-se a integração total do sistema de conversão, incluindo nos testes o conversor CC-CC e o painel fotovoltaico em diferentes irradiações. Pode-se também ser implementado o uso de um microcontrolador de maior frequência de operação, assim como o estudo do impacto do valor de  $mf$  nas harmônicas de saída. Além disso, podem ser testadas diferentes técnicas PWM e topologias de filtros a fim de comparar suas qualidades e características.

Todos os códigos, esquemas de circuitos e resultados foram disponibilizados em um repositório online na plataforma GitHub, e pode ser acessado pelo link: <https://github.com/EduBalbinot/ThreePhaseInverter>.

## Agradecimentos

Gostaria de expressar meus sinceros agradecimentos ao Instituto Federal de Santa Catarina pela generosa disponibilização de seus equipamentos e laboratórios, que foram fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho. Sou extremamente grato ao meu orientador, que não apenas me guiou com orientações valiosas, mas também dedicou seu tempo livre para me auxiliar ao longo desse processo. Também gostaria de estender meus agradecimentos à minha família e a todos aqueles que contribuíram de alguma forma para o sucesso deste trabalho. Agradeço imensamente o apoio e a confiança depositados em mim.

## Referências Bibliográficas

- [1] ILO and IRENA, "Renewable energy and Jobs: Annual review 2022", International Renewable Energy Agency, Abu Dhabi and International Labour Organization, Geneva.
- [2] V. N. À. Regionalização, "Energia solar - Princípios e aplicações", *Cent. Referência Para*

- Energ. Sol. E Eólica Sérgio Salvo Brito*, p. 28.
- [3] A. A. R. Tiradentes, “Uso da energia solar para geração de eletricidade e para aquecimento de água”, *Universidade Fed. Lavras - MG*, p. 54.
- [4] A. C. M. R. Boso, C. P. C. Gabriel, e L. R. A. G. Filho, “Análise de custos dos sistemas fotovoltaicos on-grid e off-grid no Brasil”, *Rev. Científica ANAP Bras.*, vol. 8, nº 12, nov. 2015, doi: 10.17271/1984324081220151138.
- [5] E. C. Coelho e G. Scarduelli Ronsani, “Utilização de Energia Solar nas Indústrias”, *Rev. Ciênc. Exatas E Tecnol.*, vol. 14, nº 14, p. 06–08, maio 2020, doi: 10.17921/1890-1793.2019v14n14p06-08.
- [6] M. Rahman, N. Hassan, e Md. Z. R. Khan, “Design of a Low Power Off-Grid Photovoltaic Water Pumping System for Rural Areas”, em *2020 11th International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE)*, Dhaka, Bangladesh: IEEE, dez. 2020, p. 314–317. doi: 10.1109/ICECE51571.2020.9393154.
- [7] WEG, “Uso eficiente da energia elétrica: Motores elétricos, inversores de frequência e geração solar”, out. 2019.
- [8] D. L. de Moura e M. de, “Proposta de Substituição de Motor de Indução Monofásico por Motor de Indução Trifásico no Meio Rural”, *Universidade Fed. Itajubá*, p. 110, 2009.
- [9] A. D. C. Corrêa, “Modelagem de motores trifásicos de indução alimentados por rede monofásica”, *Universidade Fed. St. Catarina*, p. 77.
- [10] L. P. D. Silva, “Inversor de frequência”, Centro de Instrução Almirante Graça Aranha, 2011.
- [11] J. J. C. Segala, “Estudo e modelagem de um inversor modulado por valores instantâneos de tensão”, *Universidade Fed. St. Catarina*.
- [12] S. D. Umans e A. E. Fitzgerald, *Fitzgerald & Kingsley's electric machinery*, 7th ed. New York: McGraw-Hill Companies, 2014.
- [13] M. H. Rashid, *Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações*. São Paulo: Makron, 1999.
- [14] D. W. Hart, *Power electronics*. em Connect, learn, succeed. New York, NY: McGraw-Hill, 2011.
- [15] P. T. Finlayson, “Output filters for PWM drives with induction motors”, *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 4, nº 1, p. 46–52, fev. 1998, doi: 10.1109/2943.644886.
- [16] S. P. Biswas, R. I. Sheikh, R. Islam, e K. M. Muttaqi, “Investigation of the Impact of Different PWM Techniques on Rectifier-Inverter Fed Induction Motor Drive”, *Australas. Univ. Power Eng. Conf.*, 2020.
- [17] B. Arhin e H. Cha, “A New dv/dt Filter Design Method using the Voltage Reflection Theory”, em *2022 4th Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, Nevsehir, Turkey: IEEE, jun. 2022, p. 107–111. doi: 10.1109/GPECOM55404.2022.9815657.