

# Conversor de frequência com ajuste independente de frequência e tensão para aplicações em ensaios com motores de indução trifásicos

Eleilson Santos Silva  
Instituto Federal da Bahia  
Camaçari, Bahia  
Email: eleilson.silva@ifba.edu.br

Amauri Oliveira  
Universidade Federal da Bahia  
Salvador, Bahia  
Email: amauri@ufba.br

Jés de Jesus Fiais Cerqueira  
Universidade Federal da Bahia  
Salvador, Bahia  
Email: jes@ufba.br

**Resumo**—A maior parte dos motores de indução trifásicos na indústria são acionados por conversores de frequência, porém as características de desempenho do motor são especificadas para tensão e frequência nominais. Sabe-se que quando acionados por inversor o motor de indução tem sua vida útil diminuída. Há o interesse em estimar os parâmetros do modelo para o motor acionado em tensão e frequência diferentes dos valores nominais e conhecer seu desempenho nessas condições. Nesse trabalho é apresentada a construção de um conversor de frequência em que há a possibilidade de variação da tensão e da frequência de saída de forma independente uma da outra. O conversor funcionou corretamente durante a fase de testes e irá auxiliar em metodologias para levantamento do modelo do motor fora das condições de tensão e frequência nominais, permitindo avaliar o rendimento dos motores de indução acionado por conversores, bem como estimar os parâmetros de seu modelo elétrico.

**Keywords** – Eficiência Energética, Inversores de fonte de tensão (VSI), Motor de indução.

## I. INTRODUÇÃO

Inversores de fonte de tensão (VSIs) ou conversores de frequência são cada vez mais empregados no acionamento dos motores de indução trifásico (MIT) visando o melhor controle e consequente redução da energia consumida pelo motor. No entanto, o uso de inversores introduz perdas adicionais no motor como resultado de harmônicos de tensão e corrente que afetam negativamente a eficiência do motor reduzindo assim a sua vida útil [1, 2].

As características nominais e de desempenho dos motores são especificadas na placa de identificação do mesmo conforme a NBR7094. Com essas informações e dados medidos, nas condições de tensão e frequência nominais, pode-se estimar os parâmetros do modelo elétrico do MIT [4]. Os dados da placa são válidos para o MIT somente nas condições nominais de acionamento, o que não ocorre quando são acionados por conversores de frequência. Surge, assim, o questionamento: como estimar o rendimento do MIT, tal como determinar seu modelo elétrico, em tensão e frequência diferente dos valores nominais?

Existem diversos trabalhos que buscam avaliar o desempenho do MIT acionado por conversores de frequência. Um método para a estimação dos parâmetros do MIT com um

teste em frequência variável é apresentado por Monjo et al. (2015). Num modelo com rotor de gaiola dupla, são medidas a resistência e a reatância em frequências que variam de 0 a 150 Hz. Kurkkuinen et al. (2016) emprega uma metodologia utilizando variação de torque e frequência. Nesse trabalho os autores analisam as perdas em 16 combinações de torque e frequência.

Ensaio para avaliação das perdas no MIT quando alimentados com conversores de frequência, como os realizados por Kurkkuinen et al. (2016) e Monjo et al. (2015), entre outros, requerem o uso de conversores de frequência que possuam certa flexibilidade na variação dos parâmetros.

Os conversores se dividem basicamente em duas tecnologias de controle: escalar e vetorial. O tipo escalar é usado em tarefas mais simples e ainda são comumente encontrados na indústria. No conversor escalar, o software mantém relação  $V/f$  constante. A relação tensão/frequência ( $V/f$ ), em [Volts/Hertz], é responsável pela densidade de fluxo magnético no entreferro e consequentemente pelo torque no motor de indução trifásico. Em conversores de frequência comerciais, com controle escalar, o usuário não consegue escolher os valores de frequência e tensão independente um do outro, mas apenas ajustar a frequência de operação e o valor de tensão será ajustado proporcionalmente a fim de manter  $V/f$  constante [7]. Assim, em determinados tipos de ensaios em MIT, em que se deseja variar tensão e frequência de forma independente, os conversores comerciais não podem ser aplicados. Os conversores com controle vetorial, por serem baseados na soma vetorial das correntes de magnetização e a corrente de estator (produtora de torque), é de difícil aplicação nesses tipos de ensaios.

O presente artigo contém a construção de um conversor de frequências, onde é possível manipular tensão e frequência de maneira independente. O conversor tem como base o circuito integrado IRAMX16UP60A, que por ser bastante empregado comercialmente em acionamento de motores, tornou baixo o custo do projeto além de facilitar sua reprodução. Esse conversor de frequências será unido a uma bancada já existente (Figura 1) e a um sistema de aquisição de dados (DAQ) a fim de testar metodologias de análise da eficiência de MIT alimentados por conversores escalares de frequência. O

conversor elaborado visa auxiliar nos ensaios para levantamento do modelo elétrico de MITs em frequências diferentes da nominal. Acredita-se ainda que esse sistema (conversor, bancada e DAQ) possa ser usado para análise do rendimento do MIT quando alimentado por um conversor de frequências.

A segunda seção desse artigo apresenta uma descrição do *hardware* desenvolvido. Na terceira seção temos o algoritmo implementado. Na quarta parte são apresentados os resultados obtidos com esse equipamento. Finalizando, a quinta seção do artigo apresenta as conclusões.

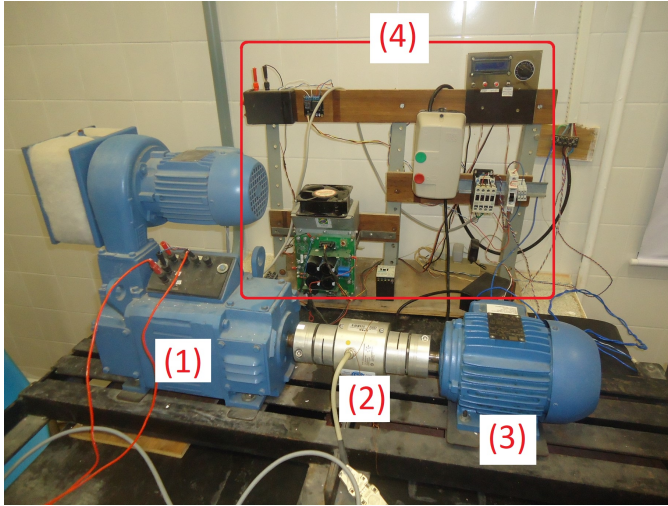


Figura 1. Bancada de equipamentos para ensaio de Motor de Indução Trifásico. (1) Gerador DC que funciona como carga, (2) Torquímetro e encoder de velocidade, (3) Motor de indução trifásico, e (4) Sistema para variação da carga.

## II. MONTAGEM DO CONVERSOR

O *hardware* foi construído tomando como base o circuito integrado (CI) IRAMX16UP60A produzido pela International Rectifier. Esse CI é um Módulo de Potência Integrado para aplicação em acionamento de motores. O algoritmo implementado foi embutido num microcontrolador stm32f407 ARM Cortex M4 montado no kit de desenvolvimento *discovery-board* produzidos pela ST Microelectronics.

### A. Descrição do Hardware

Na Figura 2 é apresentado o esquema de montagem do conversor de frequência. Dentro da região tracejada estão os blocos que foram construídos em placa de circuito impresso, e fora, os sinais trifásicos de entrada e saída do equipamento. Como pode ser observado na Figura 2, o *hardware* possui uma parte de eletrônica digital e outra de potência que se unem no IRAMX16UP60A.

O IRAMX16UP60A é construído conforme a topologia VSI (*Voltage Source Inverter*) trifásico e necessita de 6 sinais digitais (0 ou 5 V) para acionamento dos IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) que compõem a estrutura conforme pode ser conferido na Figura 3. Por uma questão prática, na Figura 3, os IGBTs são representados por chaves  $S_1$  a  $S_6$ . O CI

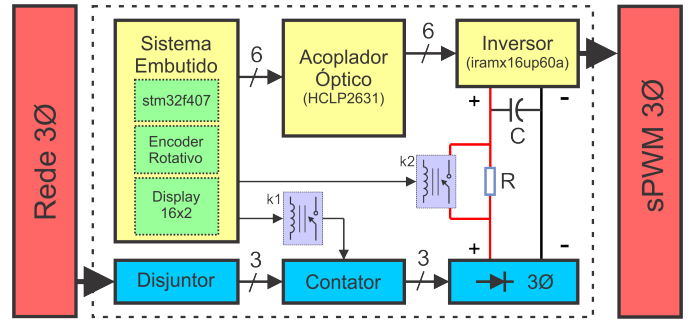


Figura 2. Esquema de montagem do conversor.

necessita ainda de um *link* DC (corrente contínua), sendo que o principal objetivo desse CI é produzir, a partir do link DC, um sinal de saída equivalente a um sinal de tensão alternada (AC).

1) *Circuitos eletrônicos*: Para que o circuito da Figura 3 execute sua função é preciso que os IGBTs, que formam o circuito, sejam acionados seguindo certa ordem e obedecendo determinadas regras. Dentre as técnicas de acionamento possíveis podemos citar: sinusoidal PWM; sinusoidal PWM com injeção de sinal de seqüência zero; técnicas de modulação baseadas em vetor espacial (SV); dentre outras [8]. Neste trabalho optou-se pela técnica sinusoidal PWM e essa técnica foi implementada no microcontrolador stm32f407.

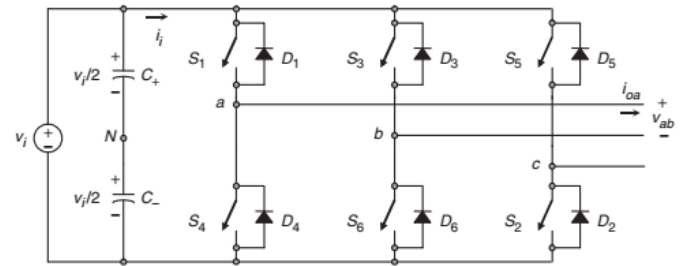


Figura 3. Topologia VSI trifásico.

O microcontrolador stm32f407 foi escolhido por ser um ARM 32-bit Cortex-M4 cujas principais características para esse projeto são:

- Opera em frequências de até 84 MHz;
- Possui 11 *timers*, sendo 2 *timers* de 32 bits;
- Possui 4 canais CCP (Compare/Capture/PWM);
- Possui 81 pinos de I/O (0 ou 3 V) com capacidade de interrupção.

Como pode ser observado na Figura 2 um encoder rotativo e um display 16x2 foram ligados ao microcontrolador para servirem como interface de entrada e saída do conversor de frequências.

Um acoplador óptico foi usado entre os sinais PWM do microcontrolador e o inversor IRAMX16UP60A. O intuito é fazer uma isolamento elétrica entre esses circuitos, e também fazer o ajuste nos níveis de tensão, uma vez que os sinais digitais de entrada do IRAMX16UP60A são 0 ou 5 V e os

senais PWM de saída do microcontrolador stm32f407 são 0 ou 3 V.

Acopladores ópticos possuem limitação quanto sua frequência de operação. Optou-se pelo acoplador HCLP2631 em razão deste possuir baixos tempo de subida e descida ( $t_r = 50$  ns e  $t_f = 12$  ns) permitindo assim a operação dentro das frequências e resolução estipuladas nesse projeto.

A Equação (1) relaciona a frequência PWM ( $f_{PWM}$ ) [9]; o tempo de subida ( $t_r$ ) e o tempo de descida ( $t_f$ ); e a quantidade de bits da resolução ( $n$ ) do PWM:

$$f_{PWM} \leq \frac{2}{n(t_r + t_f)} \quad (1)$$

Segundo Rashid (2017) a frequência da portadora PWM deve estar entre 2 kHz e 20 kHz, e conforme Ramirez. et al. (2016), frequências menores reduzem as perdas por chaveamento mantendo as taxas de distorção harmônicas (THD) da corrente do motor próxima a condição nominal. A frequência da portadora PWM escolhida foi 5 kHz e a resolução do PWM é de 12 bits, o que atende a Equação (1).

Outra vantagem do CI HCLP2631 é possuir dois acopladores num único CI reduzindo assim a placa de circuito impresso. O ajuste entre as tensões de saída do microcontrolador stm32f407 enviados para o inversor IRAMX16UP60A foi realizado com o acoplador HCLP2631 já que este possui saída em coletor aberto permitindo assim implementar um circuito de saída do HCLP2631 que opere em 0 ou 5 V.

2) *Circuito de potência*: Conforme pode ser conferido na Figura 2, o circuito de potência do conversor usa o sinal de tensão da rede elétrica trifásica convertendo-a em tensão contínua para disponibilizá-la ao IRAMX16UP60A.

Por questão de segurança, no conversor de frequências construído, a tensão trifásica é recebida no disjuntor. Após o disjuntor, esse sinal chega ao contator e o microcontrolador, através do acionamento do relé k1, disponibiliza essa tensão ao circuito retificador trifásico. A saída do retificador está ligada ao capacitor C através do resistor R.

O capacitor serve como filtro para o *ripple* gerado pela saída do retificador e tende a manter a tensão constante na entrada do *link* DC no inversor IRAMX16UP60A. Como os harmônicos de corrente injetados pela operação do inversor são harmônicos de baixa ordem, um conjunto de capacitores com grande capacitância se faz necessário [8].

O resistor R da Figura 2 limita a corrente de carga do capacitor. Após o acionamento do relé k1, são aguardados 5 segundos e o microcontrolador ativa o relé k2 curto-circuitando R como veremos na seção IV.

Vale ressaltar que os harmônicos de baixa ordem gerados pela modulação PWM do *link* DC são injetados na rede de alimentação do conversor.

### III. TÉCNICA SINUSOIDAL PWM

A técnica sinusoidal PWM (sPWM) foi implementada a partir da comparação um sinal modulante  $v_c$  (tensão de saída sinusoidal desejada) a uma forma de onda triangular  $v_t$  (portadora). Como pode ser conferido na Figura 4, quando

$v_c > v_t$  o pino de saída correspondente do microcontrolador está ligado; da mesma forma, quando  $v_c < v_t$ , o mesmo pino de saída está desligado. Admitindo que esse sinal de saída esteja ligado ao IGBT  $S_1$  da Figura 3, existe um pino de saída complementar a esse sinal que é ligado a  $S_4$ . Outros dois sinais com a modulante defasada em  $120^\circ$  e seus respectivos sinais complementares são usados para acionar  $S_3/S_6$  e  $S_5/S_2$ . O microcontrolador stm32f407 possui recursos de *hardware* que permitem implementar essa técnica.

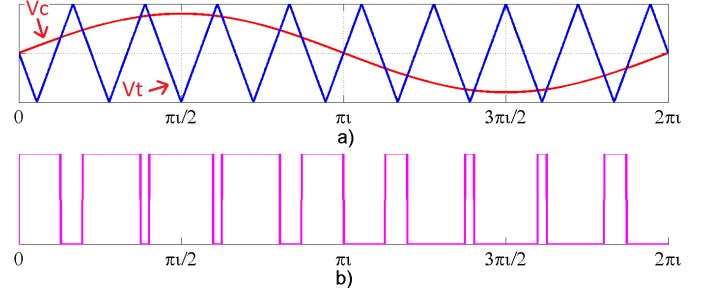


Figura 4. Formas de ondas ideais para sPWM ( $m_a = 0.8$ ,  $m_f = 9$ ): (a) sinais de portadora e modulante; (b) estado da chave S+, ou pino de saída do microcontrolador.

No sPWM são definidos o índice de modulação  $m_a$  (também conhecido como taxa de modulação de amplitude); e o índice de frequência  $m_f$  (também conhecida como taxa de modulação de frequência), descritos nas Equações (2) e (3).

$$m_a = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_t} \quad (2)$$

$$m_f = \frac{f_t}{f_c} \quad (3)$$

Na equação 2,  $\hat{v}_c$  é a amplitude do sinal modulante, e  $\hat{v}_t$  a amplitude da portadora triangular. E na equação 3,  $f_t$  é a frequência da portadora triangular e  $f_c$  a frequência do sinal modulante [8].

Durante o chaveamento dos IGBTs deve-se garantir que os IGBTs da mesma “perna” (por exemplo  $S_1$  e  $S_4$  da Figura 3) nunca sejam acionados ao mesmo tempo. Se o controlador tentar desligar um e ligar outro IGBT ao mesmo tempo, isso resultará num curto-circuito, no barramento CC, por um breve período que danificará os dispositivos semicondutores. Por isso é necessário considerar um tempo morto (*dead time*) entre o desligamento de um IGBT e o acionamento do outro. Em qualquer transição, o circuito de controle garante que o IGBT ativo seja desligado antes que o outro IGBT seja ligado, geralmente esse tempo é de alguns microssegundos [8].

### IV. DESCRIÇÃO DO Firmware

A Figura 5 apresenta o fluxograma do *firmware* embutido no microcontrolador stm32f407. O sistema possui:

- Um *display* 16x2 usado para apresentação das informações do sistema;
- Dois botões do próprio kit *discovery-board*: o botão azul usado para confirmar seleção nos *menus* e alternar entre

tensão ou frequência durante o *loop* principal; e o botão preto que serve para dar *reset* no sistema;

- Um encoder rotativo KY-040, com um botão integrado, que serve como *interface* de entrada: seleção nos *menus* e alteração de variáveis tensão e frequência durante o *loop* principal. O botão tem as mesmas funções que o botão azul do kit;

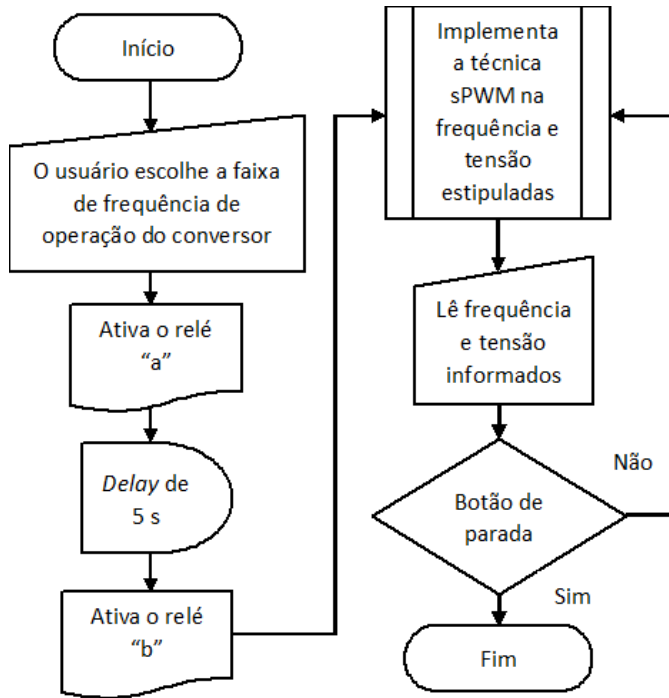


Figura 5. Fluxograma do *firmware* embutido no microcontrolador stm32f407.

Conforme o fluxograma indica, após o início da execução, o algoritmo solicita do usuário a faixa de frequência que ele deseja trabalhar. As opções de faixa de frequência são: 30 Hz a 90 Hz, que é a faixa de valores usada pela maioria dos conversores de frequência comerciais; e de 1 Hz a 150 Hz, uma faixa mais ampla que permite testar variações de frequência maiores que dos conversores comerciais. Essas faixas de frequências são apresentadas no *display* e podem ser selecionadas através do encoder rotativo. A confirmação dessa seleção é feita acionando o botão próprio do encoder ou o botão azul do kit *discovery-board*.

Escolhida a faixa de frequência de operação, o relé k1 é ativado (Figura 2) e é aguardado o tempo de 5 segundo para a carga do capacitor do link DC. Após esse tempo o algoritmo ativa o relé k2 curto-circuitando o resistor R. A partir desse ponto da execução, os seis sinais PWM são disponibilizados nos pinos do kit com valores iniciais  $m_a$  e  $m_f$  frequência previamente ajustados. Esse sinal cresce gradativamente na saída do conversor até atingir o valor ajustado respeitando a rampa de frequência na partida de motores de indução.

Durante o *loop* principal do algoritmo a tensão e a frequência de saída do conversor podem ser alterada de forma independente. Ao apertar o botão azul do kit ou o botão do

encoder alterna-se a seleção entre tensão e frequência, e que pode ser conferido no *display*. A grandeza selecionada pode ter seu valor incrementado pelo usuário girando o encoder rotativo no sentido horário, assim como ter seu valor decrementado girando o encoder no sentido anti-horário. Ao ajustar a tensão e a frequências os índices  $m_a$  e  $m_f$  são alterados no microcontrolador e consequentemente na saída do conversor.

Os botões de início e fim da execução do algoritmo são os botões azul e preto próprios do kit *discovery-board*.

## V. RESULTADOS PRÁTICOS

A Figura 6 apresenta o conversor de frequências construído. Na Figura 6(a) têm-se o conversor com a tampa fechada e na Figura 6(b) têm-se o conversor com a tampa aberta. Como se pode observar o equipamento ficou compacto devido o uso do CI IRAMX16UP60A.

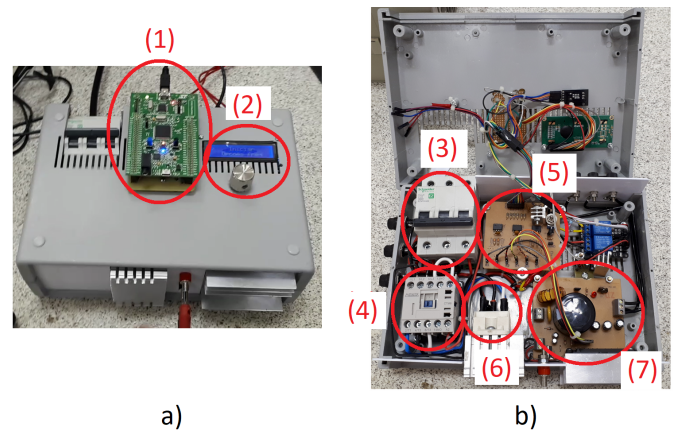


Figura 6. Conversor de frequências construído. a) Equipamento fechado: (1) kit *discovery-board*, (2) Display e encoder rotativo; b) Equipamento aberto: (3) disjuntor, (4) contator, (5) acoplador óptico, (6) retificador triásico e (7) circuito inversor IRAMX16UP60A

A diferença entre a frequência desejada e a frequência de saída do sinal sPWM gerada pelo *firmware* embutido no microcontrolador stm32f407 é apresetada na Figura 7. Essa variação ocorre devido os valores da frequência da portadora  $f_t$  e dos parâmetros escolhidos para configuração do timer utilizado no microcontrolador para geração do sinal sPWM não resultar em múltiplos inteiros para toda a faixa de 1 a 150 Hz.

Observa-se na Figura 7 que a maior diferença entre a frequência da tensão de saída desejada e a obtida pelo microcontrolador é pouco maior que 0,2 Hz. Nota-se também que em frequência menores que 50 Hz o erro tende a zero e que esse erro aumenta com o incremento da frequência, mas não parece ser relevante nessa faixa de operação.

Na Figura 8 temos as tensões nas saídas do conversor após a passagem através de um filtro (passa baixa). Os dados foram adquiridos num osciloscópio Yokogawa DL1620 e transferidos para o *software* Matlab.

Durante esse teste foi utilizada uma tensão de 25 V no link DC do conversor e nenhuma carga nos terminais de saída, apenas foram utilizados o filtro e o osciloscópio. O índice de



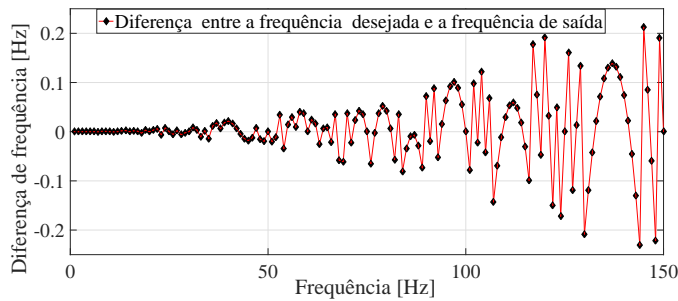


Figura 7. Diferença entre a frequência da tensão de saída desejada e a obtida pelo microcontrolador.

modulação  $m_a$  usado foi 0.4. Essa tensão baixa foi utilizada no link DC para poder gerar os gráficos de forma segura.

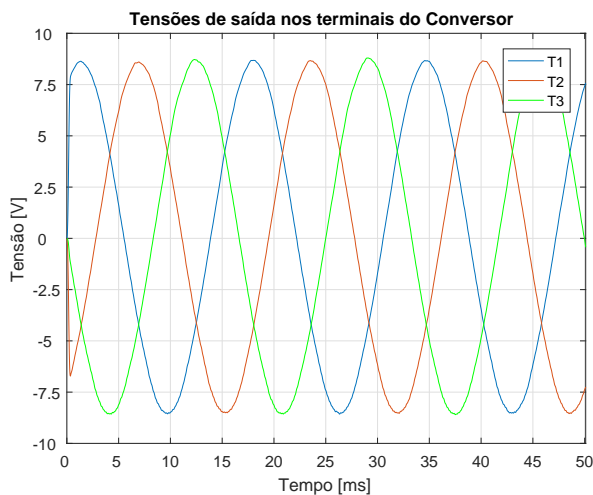


Figura 8. Tensão de saída do conversor nos terminais T1, T2 e T3 após filtragem.

Pode observar pela Figura 8 que os sinais de tensão estão defasados em  $120^\circ$  conforme necessário nesse tipo de conversor.

Também foram realizados testes alimentando o link DC com a tensão de saída do retificador trifásico, ou seja, alimentando o conversor através da rede trifásica de 220 V. Como carga foram utilizadas 3 lâmpadas de 15W/220V ligadas em delta. Os parâmetros tensão e frequência foram variados de forma independente e o conversor se comportou conforme esperado quando tendo as lâmpadas como carga.

## VI. CONCLUSÕES

O conversor de frequências construído atende ao propósito de sua criação: auxiliar em ensaios de motores de indução trifásico alimentado com tensão e frequência diferente dos valores nominais. A variação de tensão e frequências são bastante precisas em virtude do *firmware* ser embutido no microcontrolador stm32f407 que são conhecidos pelo seu desempenho.

O IRAMX16UP60A possui limitação em sua corrente máxima de operação (16 A), o que não impede sua utilização para

ensaio em motores de baixa potência, bastante utilizados na indústria. Notou-se também o baixo custo do projeto devido a escolha do IRAMX16UP60A, assim como a facilidade de reprodução do sistema devido essa escolha.

## REFERÊNCIAS

- [1] M. Chirindo, M. A. Khan, and P. S. Barendse, "Considerations for nonintrusive efficiency estimation of inverter-fed induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 741–749, Feb 2016.
- [2] L. Aarniovuori, A. Kosonen, M. Niemela, and J. Pyrhonen, "Frequency converter driven induction motor losses," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2013, pp. 2881–2886.
- [3] NBR7094, "Nbr7094 - máquinas elétricas girantes - motores de indução - especificação," pp. i–48, fevereiro 2003.
- [4] P. Sen, *Principles Of Electric Machines And Power Electronics*. Wiley India Pvt. Limited, 2007.
- [5] L. Monjo, H. Kojooyan-Jafari, F. Córcoles, and J. Pedra, "Squirrel-cage induction motor parameter estimation using a variable frequency test," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 2, pp. 550–557, June 2015.
- [6] H. Kurkkuinen, L. Aarniovuori, M. Niemela, and J. Pyrhonen, "Converter-fed induction motor losses in different operating points," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Sept 2016, pp. 1–8.
- [7] WEG, *Guia de Aplicação de Inversores de Frequência*, 2nd ed., 2004.
- [8] M. Rashid, *Power Electronics Handbook*. Elsevier Science, 2017.
- [9] J. Heath. Selecting an optocoupler to isolate a pwm. [Online]. Available: <https://www.analogictips.com/selecting-optocoupler-isolate-pwm/>
- [10] G. Ramirez., M. A. Valenzuela, M. D. Weaver, and R. D. Lorenz, "The impact of switching frequency on pwm ac drive efficiency," pp. 153–163, June 2016.