

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 especificados 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. Kurkkunen 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.

Ensaios para avaliação das perdas no MIT quando alimentados com conversores de frequência, como os realizados por Kurkkunen 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 pelo 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.

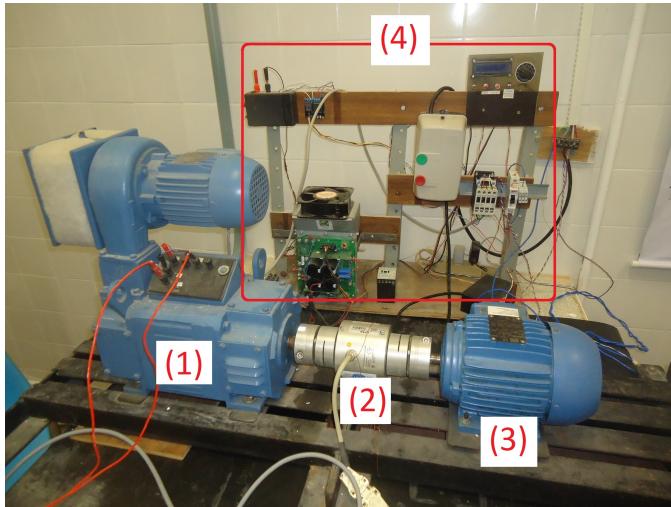


Figura 1. Bancada de equipamentos para ensaio de Motor de Indução Trifásico. (1) Gerador DC que funciona como carga, (2) Torquímetro e encoder de velocidade, (3) Motor de indução trifásico, e (4) Sistema para variação da carga.

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

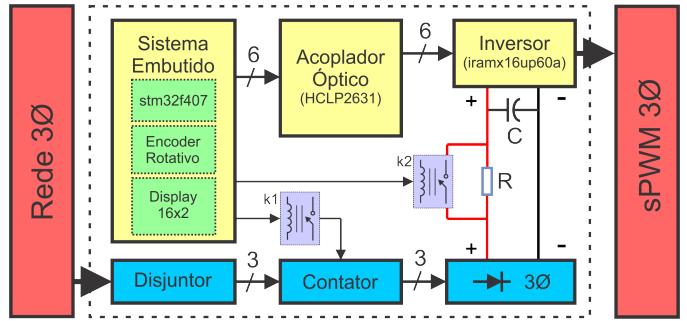


Figura 2. Esquema de montagem do conversor.

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.

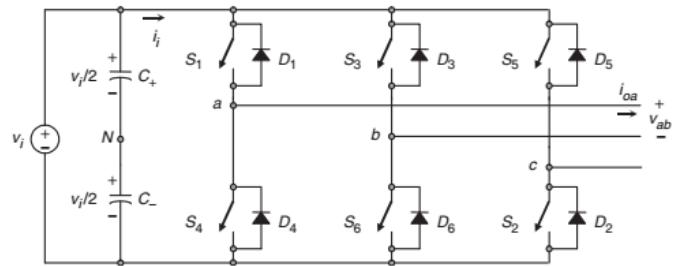


Figura 3. Topologia VSI trifásico.

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 elétrico 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

sinais 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 freqüência 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 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 ligado 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 capacidade 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 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 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° 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.

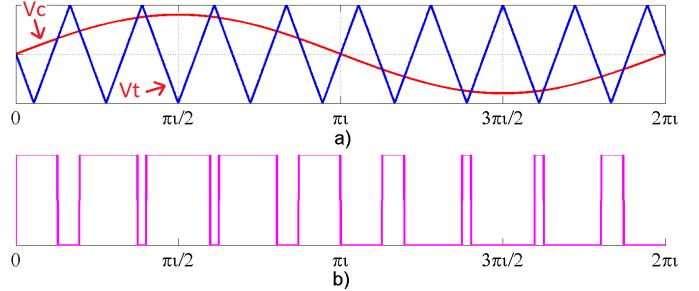


Figura 4. Formas de ondas ideais para sPWM ($m_a = 0,8$, $m_f = 9$): (a) sinais de portadora e modulante; (b) estado da chave S+, ou pino de saída do microcontrolador.

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;

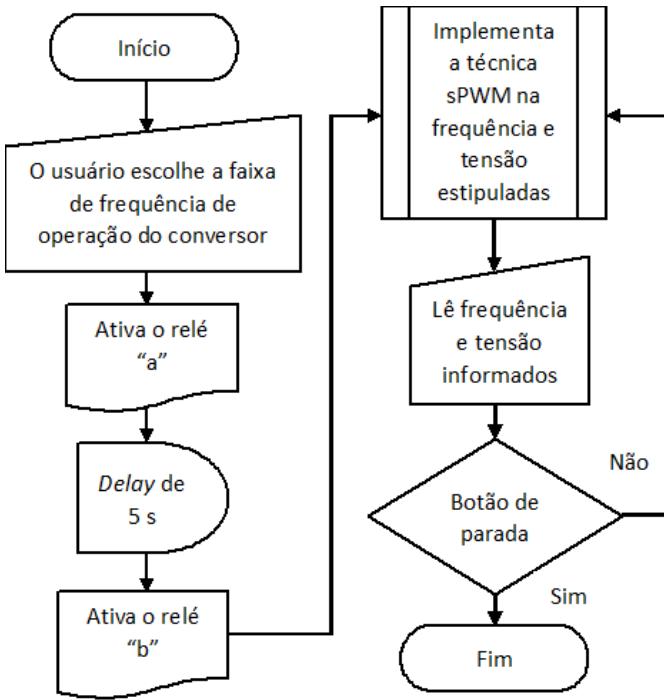


Figura 5. Fluxograma do *firmware* embutido no microcontrolador STM32F407.

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.

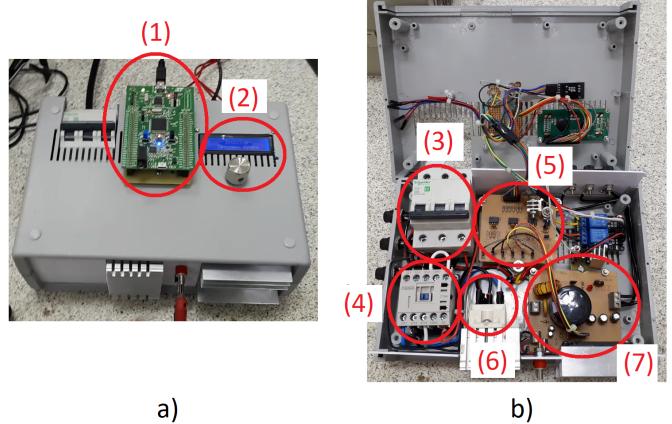


Figura 6. Conversor de frequências construído. a) Equipamento fechado: (1) kit *discovery-board*, (2) *display* e encoder rotativo; b) Equipamento aberto: (3) disjuntor, (4) contator, (5) acoplador óptico, (6) retificador triásico e (7) circuito inversor IRAMX16UP60A

A diferença entre a frequência desejada e a frequência de saída do sinal sPWM gerada pelo *firmware* embutido no microcontrolador STM32F407 é apresentada 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 frequências 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

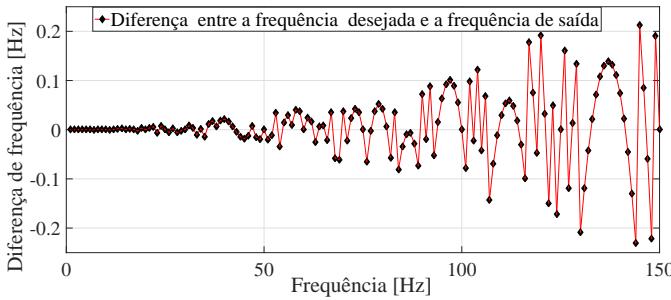


Figura 7. Diferença entre a frequência da tensão de saída desejada e a obtida pelo microcontrolador.

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

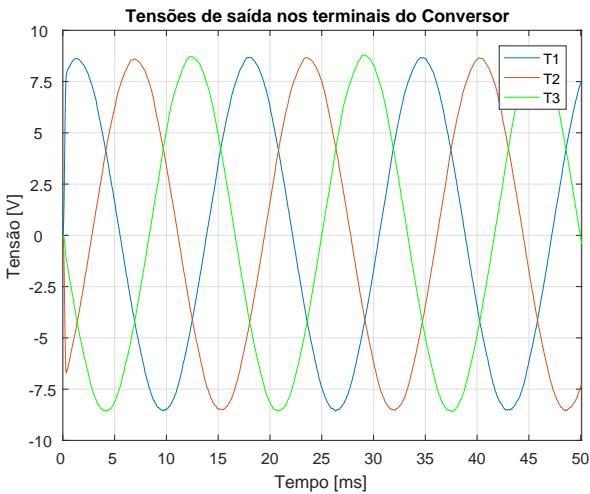


Figura 8. Tensão de saída do conversor nos terminais T1, T2 e T3 após filtragem.

Pode observar pela Figura 8 que os sinais de tensão estão defasados em 120° 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. Kurkkainen, 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.