

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PEDRO PETRI DIAS DA SILVA

**DISPOSITIVO PARA O AUMENTO DA EFCIÊNCIA ENERGÉTICA
DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS ACIONADOS POR
INVERSORES DE FREQUÊNCIA COMERCIAIS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO 2

CORNÉLIO PROCÓPIO

2017

PEDRO PETRI DIAS DA SILVA

**DISPOSITIVO PARA O AUMENTO DA EFCIÊNCIA ENERGÉTICA DE
MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS ACIONADOS POR
INVERSORES DE FREQUÊNCIA COMERCIAIS**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de TCC 2, do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel.

Orientador: Prof. Dr. Alessandro Goedtel

Coorientador Prof. Dr. Marcelo Favoretto Castoldi

CORNÉLIO PROCÓPIO

2017



Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Campus Cornélio Procópio
Departamento Acadêmico de Elétrica
Curso de Engenharia Elétrica

FOLHA DE APROVAÇÃO

Pedro Petri Dias da Silva

Dispositivo para o aumento da eficiência energética de motores de indução trifásicos acionados por inversores de frequência comerciais

Trabalho de conclusão de curso apresentado às 13:50hs do dia 17/11/2016 como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista no programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O candidato foi arguido pela Banca Avaliadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Avaliadora considerou o trabalho aprovado.

Prof. Dr. Alessandro Goedel – Presidente (Orientador)

Prof. Dr. Marcelo Favoretto Castoldi - (Coorientador)

Prof. Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio - (Membro)

Prof. Dr. Kleber Romero Felizardo - (Membro)

A folha de aprovação assinada encontra-se na coordenação do curso.

Dedico este trabalho em primeiro lugar à Deus, e em segundo lugar à toda minha família e amigos pelo apoio em todos estes anos de curso.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer à Deus pela saúde e proteção concedidas durante estes anos e pela ajuda em todos os momentos difíceis, confortando meu coração e possibilitando que eu pudesse seguir em frente.

Agradeço à toda minha família pelo apoio e motivação que me deram nestes cinco anos de curso fazendo com que eu pudesse continuar estudando. Amo muito minha família e reconheço a imensa importância da estrutura familiar na vida de qualquer pessoa. Gostaria de agradecer especialmente à minha namorada Isabela Silva que por incontáveis vezes me incentivou e me apoiou nesta jornada.

Agradeço também à todos os professores da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, especialmente aos professores Alessandro Goedel e Marcelo Favoretto Castoldi que me orientaram e me ajudaram prontamente no desenvolvimento deste trabalho. Além dos professores Wagner Fontes Godoy e Rodrigo Cunha Palácios por suas contribuições valiosas de cunho pessoal e profissional.

Não poderia deixar de agradecer aos meus amigos por toda descontração durante os anos de curso e ressaltar a grande importância destas pessoas em minha vida. Principalmente aos meus amigos de infância Gabriel Prado, Gabriel Villas Boas, Victor Manfio, Pedro Camargo, Leonam Rocha, Osvande Xavier, Bruno Andrade, Felipe Lucano e Breno Araújo. Aos meus amigos de república Inácio Marchetti, Thiago Caretta e Noharti Oliveira. Bem como amigos de faculdade e de laboratório Murillo Garcia Gentil, Dionízio Roman, Tonicler Conti, Gustavo Barbara, Igor Elias, Fabiano Carvalho, Bruno Tangerino, Jacqueline Jordan Guedes, Clayton Graciola, Gustavo Bazan, Tiago Drummond, Rodolpho Garcia, Rafael Martins, Michael Douglas, Evandro Correia, Thiago Moreira, Júlio Frauzino entre outros que estarão para sempre em minha memória.

Finalmente agradeço ao Conselho Nacional de Suporte Científico e Tecnológico do Paraná – CNPq (Processo No 113054/2015-7) pelas bolsas de iniciação científica.

“Os homens perdem a saúde para juntar dinheiro, depois perdem o dinheiro para recuperar a saúde. E por pensarem ansiosamente no futuro, se esquecem do presente, de forma que acabam por não viver nem o presente e nem o futuro. E vivem como se nunca fossem morrer... e morrem como se nunca tivessem vivido.”

(Dalai Lama)

RESUMO

SILVA, P. P. D., **Dispositivo para aumento da eficiência energética de motores de indução trifásicos acionados por inversores de frequência comerciais**. 2016. 51 p. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2016.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um dispositivo cuja função é aumentar a eficiência energética de motores de indução trifásicos acionados por inversores de frequência comerciais. O funcionamento deste dispositivo se baseia na redução da tensão de alimentação do barramento de entrada dos inversores por meio da atuação de um autotransformador. O torque da máquina é estimado por um torquímetro comercial. Os parâmetros de torque e tensão são processados por um microcontrolador DsPIC33F Sigma 128 cuja função é analisar a faixa de conjugado de operação da máquina e determinar qual a tensão de alimentação apropriada para tal. A análise apresentada neste trabalho leva em consideração a variação de torque de operação afim de simular as várias situações as quais estes são submetidos. Uma vez que, este tipo de motor é amplamente utilizado na indústria devido às suas inúmeras vantagens construtivas e de funcionamento quando comparado a outros tipos de motores.

Palavras-chave: Motor de indução trifásico; Otimização da Eficiência energética; Inversores de frequência.

ABSTRACT

SILVA, P. P. D., **Development of a device in order to increase the energy efficiency of three-phase induction motors inverter fed.** 2016. 51 p. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procopio, 2016.

This paper presents the development of a device which function is increase the energy efficiency of induction motors fed by commercial frequency inverters. The operation of this device is based on the reduction of the frequency inverter input voltage supply with the action of an autotransformer. The machine torque is estimated by a comercial torquemeter. The torque and voltage parameters are processed by a DsPIC33F Sigma 128 microcontroller which function is to analyze the machine operating torque range and determine the appropriate power supply for each situation. The analysis in this paper considerates the torque variation in order to simulate the various situations that the equipment are subjected, since this type of motor is widely used in industry due to their many constructive and operation advantages when compared with other types of motors.

Key Words: Three phase induction motor; Energy Efficiency Optimization; Inverter fed.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Gráfico de consumo de energia elétrica por setores	14
Figura 2. Setores industriais que mais investem em Eficiência Energética.....	15
Figura 3. Inversor de frequência separado em blocos.....	19
Figura 4. Pulsos filtrados pela carga indutiva (MIT).....	19
Figura 5. Controle escalar “V/F constante”	21
Figura 6. Princípio de funcionamento de um sensor hall.....	23
Figura 7. Simulação do circuito de detecção de passagem por zero	25
Figura 8. Detecção de passagem por zero com ruídos.....	25
Figura 9. Resultados da simulação do circuito.....	26
Figura 10. Variadores de Tensão	27
Figura 11. Sensores <i>Hall</i> de corrente e Tensão	27
Figura 12. Bancada de ensaios de máquinas	28
Figura 13. Placa de condicionamento de sinais.....	29
Figura 14. Esquema de ligação padrão (Tensão nominal).....	30
Figura 15. Esquema de ligação (tensão reduzida).....	31
Figura 16. Curvas para o inversor 440 à 0,5 N.m.....	32
Figura 17. Curvas para o inversor 440 à 4,0 N.m.....	32
Figura 18. Curvas para o inversor G110 à 0,5 N.m.....	33
Figura 19. Curvas para o inversor G110 à 4,0 N.m.....	33
Figura 20. Curvas para o inversor ATV à 0,5 N.m.....	34
Figura 21. Curvas para o inversor ATV à 4,0 N.m.....	34
Figura 22. Diagrama de funcionamento do dispositivo.....	34
Figura 23. Protótipo	35
Figura 24. Esquema elétrico fonte simétrica 12 volts.....	37
Figura 25. Display Microcontrolador	37
Figura 26. Autotransformador	37
Figura 27. Siemens Micromaster 440 - 0,5 a 2,0 N.m.....	39
Figura 28. Siemens Micromaster 440 - 3,0 e 4,0 N.m.....	41
Figura 29. Siemens Sinamics G110 - 0,5 à 2,0 N.m.....	42
Figura 30. Siemens Sinamics G110 - 3,0 e 4,0 N.m.....	43
Figura 31. Schneider ATV12 - 0,5 à 2,0 N.m	45
Figura 32. Schneider ATV12 - 3,0 e 4,0 N.m	46

LISTA DE QUADROS

Quadro 1. Tensões de referência e reduzidas.....	31
Quadro 2. Valores de rendimento Siemens Micromaster 440 – 0,5 à 2,0 N.m.....	38
Quadro 3. Valores de rendimento Siemens Micromaster 440 – 3,0 e 4,0 N.m.....	40
Quadro 4. Valores de rendimento Siemens Sinamics G110 – 0,5 à 2,0 N.m.....	41
Quadro 5. Valores de rendimento Siemens Sinamics G110 – 3,0 e 4,0 N.m.....	42
Quadro 6. Valores de rendimento Schneider ATV12 – 0,5 à 2,0 N.m.....	45
Quadro 7. Valores de rendimento Schneider ATV12 – 3,0 e 4,0 N.m.....	46

LISTA DE SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
GCC	Gerador de Corrente Contínua
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LSI	Laboratório de Sistemas Inteligentes
MCC	Motor de Corrente Contínua
MIT	Motor de Indução Trifásico
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
VARIAC	Variador de tensão alternada

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	12
1.1 JUSTIFICATIVA	14
1.2 OBJETIVOS	15
1.2.1 Objetivo Geral	15
1.2.2 Objetivos Específicos	16
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	17
2.1 ASPECTOS RELACIONADOS AO FUNCIONAMENTO E APLICAÇÃO DE INVERSORES DE FREQUÊNCIA	17
2.1.1 Motores de indução trifásicos	17
2.1.2 Princípio de funcionamento de inversores de frequência	18
2.1.3 Controle Escalar	20
2.1.4 Controle Vetorial.....	21
2.2 SENSORES DE EFEITO HALL.....	22
2.2.1 Classificação de sensores Hall	23
2.3 PLACA DE CONDICIONAMENTO DE CORRENTE.....	24
3 BANCADA DE ENSAIOS DE MÁQUINAS	26
3.1 PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS	28
4 RESULTADOS PRELIMINARES	29
4.1 METODOLOGIA.....	30
5 PROTÓTIPO.....	34
6 RESULTADOS FINAIS.....	38
7 CONCLUSÃO	47
8 REFERÊNCIAS	48

1 INTRODUÇÃO

A preocupação com o consumo de energia elétrica faz com que este tema seja objeto de estudos em várias frentes de pesquisa no mundo, devido ao fato de o crescimento da oferta de energia ocorrer de forma inferior ao crescimento da demanda. Desta forma, busca-se alternativas para melhorar a eficiência energética de equipamentos e consequentemente minimizar a incidência deste problema. (SCARMIN, 2011).

Em países como o Brasil, o setor industrial se mostra como o maior consumidor de energia elétrica quando comparado a outros setores como comercial e residencial. Neste contexto, conforme Ferreira e Almeida (2012), 90% dos motores utilizados na indústria são Motores de Indução Trifásicos (MIT) do tipo “gaiola de esquilo”, devido à sua simplicidade de construção, tamanho reduzido, baixo custo de manutenção, bem como de aquisição, além de apresentar alta eficiência sob regime nominal de trabalho.

Segundo Sauer 2015, estima-se que uma grande fração destes motores utilizados na indústria brasileira sejam rebobinados ou, tenham passado por algum tipo de manutenção severa, que, se realizada de forma inapropriada, pode reduzir a eficiência da máquina. Este tipo de atividade é largamente empregada na indústria devido ao seu custo de manutenção e também à questões burocráticas, uma vez que uma ordem de manutenção gera menos trâmites quando comparada com a compra de um novo equipamento.

Neste contexto, é possível citar também o uso de motores de alto rendimento, que se apresentam como uma alternativa para a economia de energia em sistemas motrizes, muito embora não sejam as soluções definitivas para todos os problemas energéticos relacionados aos motores de indução, visto que são tão suscetíveis à fatores externos (condições do alimentador, método de partida, ambiente de trabalho) quanto os motores de projeto padronizado (VIANA, 2012).

A principal característica destes motores de alto desempenho é a sua melhoria em pontos onde se concentram a maioria das perdas. Assim, medidas são tomadas de modo a minimizá-las. Dentre essas medidas pode-se citar o aumento da quantidade de cobre nos enrolamentos do estator, incluindo tanto o projeto otimizado das ranhuras, como o superdimensionamento das barras do rotor para diminuir as perdas por efeito Joule, diminuição da intensidade de campo magnético, utilização de chapas magnéticas de boa qualidade com o intuito de reduzir as perdas no ferro, emprego de rolamentos adequados, otimização do projeto dos ventiladores a fim de diminuir as perdas por atrito e ventilação, melhoria no isolamento e tratamento térmico das chapas tanto do estator quanto do rotor a fim de reduzir perdas adicionais, entre outros. Estas medidas podem acarretar uma redução de até 30% das perdas, significando uma real economia de energia (VIANA, 2012).

Como pôde ser visto, a eficiência de um motor está diretamente associada com suas perdas intrínsecas, as quais podem ser minimizadas à partir de mudanças em seu projeto (SAIDUR, 2010). As principais perdas associadas aos motores são:

- **Perdas fixas:** estão relacionadas às perdas magnéticas do núcleo, sendo estas causadas por corrente parasita ou efeito de histerese que, por sua vez resultam da constante

reorientação do campo magnético sobre o pacote de lâminas de aço-silício. Tais perdas variam tanto com o material utilizado para a construção do núcleo quanto com sua geometria. Podem ser citadas também como perdas fixas, aquelas resultantes da fricção dos rolamentos, bem como perdas aerodinâmicas associadas com o sistemas de ventilação e de outras partes girantes da máquina.

- **Perdas variáveis:** são perdas que dependem da carga acionada pela máquina, geralmente são proporcionais à corrente que flui pelo rotor e estator do equipamento, uma vez que o fluxo de corrente pela resistência do material gera aquecimento da estrutura.

Além de todos os fatores supracitados, outro fator responsável pela minimização da eficiência energética de motores de indução é o seu mal dimensionamento, ou seja, operar com cargas inadequadas às quais o mesmo foi projetado. Como pode ser visto em Ferreira e Almeida (2012), aproximadamente 60% dos motores de indução utilizados em países da União Europeia operam mal dimensionados. Este problema, além de reduzir a eficiência da máquina e interferir no fator de potência, ainda reduz seu tempo de vida útil, sendo necessário o reparo do equipamento ou, em casos mais extremos, a troca da mesma.

Portanto, como foi visto anteriormente, o aumento da eficiência de um MIT pode ser obtido melhorando a qualidade dos materiais utilizados na fabricação do motor ou até mesmo no seu projeto estrutural. Alternativamente, pode-se minimizar as perdas sem alterar a estrutura física do motor através de controladores de fluxo (KABOLI; ZOLGHADRI; VAHDATI-KHAJEH, 2007).

Por conta disso, estratégias para a melhoria da eficiência energética envolvendo *drives* de acionamento do MIT vêm sendo exploradas a fim de se obter resultados à partir de técnicas menos invasivas à estrutura física da máquina. Uma destas estratégias pode ser encontrada em Piazza (2016), onde técnicas de minimização de perdas elétricas e de chaveamento são utilizadas em conjunto a fim de se obter um melhor rendimento da máquina. Para que fosse possível estudar separadamente a contribuição de cada técnica, um método numérico é utilizado com o intuito de demonstrar o impacto individual de cada uma delas. Como resultado, observou-se que, esta metodologia reduziu em 6% as perdas da máquina de indução, correspondendo a um aumento de 30% na eficiência do motor em baixas cargas e 5% com cargas elevadas.

Portanto, os *drives* utilizados para o acionamento de motores de indução têm um grande potencial para incrementar a eficiência energética do sistema, pois a energia elétrica consumida por um MIT varia conforme as leis que definem a estratégia de controle. Assim, os controladores de fluxo do entreferro e de velocidade se mostram eficientes no que diz respeito à redução de perdas em motores de indução trifásicos (ALSOFYANI; IDRIS, 2013).

Por serem utilizados em grande escala pelo setor produtivo, as aplicações de MITs podem ser divididas em dois grandes grupos: o primeiro grupo é aquele em que o motor trabalha sempre à mesma velocidade, ou seja, uma vez dada sua partida, não há elemento de controle sobre sua velocidade ou regime de operação. O segundo grupo, por sua vez, é aquele onde os processos em que os motores estão acoplados necessitam da aplicação de uma metodologia de controle podendo ser escalar ou vetorial (GOEDTEL et al., 2007).

Inseridos neste contexto, os inversores de frequência são os dispositivos mais utilizados pela indústria para esta finalidade, visto que, além de variar a velocidade da máquina, este equipamento também apresenta vantagens como economia de energia, eliminação do pico de corrente na partida do motor, redução da frequência de manutenção dos equipamentos, entre outros (WEG, 2009).

Entre os métodos de controle atualmente encontrados em inversores de frequência comerciais instalados na indústria destacam-se o vetorial e o escalar, sendo este último o mais utilizado no ramo industrial, visto que é uma alternativa às técnicas vetoriais de controle e acionamento do MIT. Mesmo com uma performance dinâmica inferior quando comparada com o controle vetorial, os *drives* de controle escalar são vastamente utilizados em diversas aplicações, devido à sua simplicidade de aplicação, baixo custo e confiabilidade (SUETAKE; SILVA; GOEDTEL, 2011).

Portanto, a melhoria da eficiência energética de inversores de frequência se mostra relevante visto que sua consequência resulta em benefícios sustentáveis e financeiros especialmente para o setor produtivo.

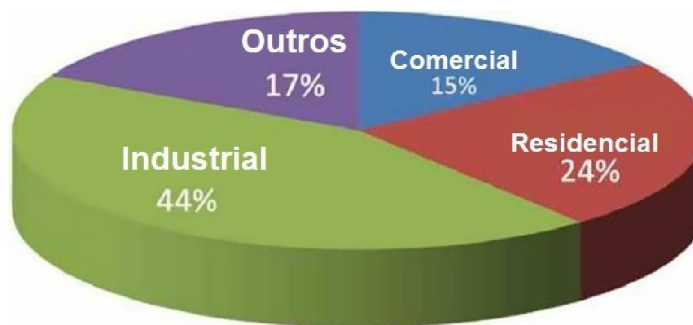
Este trabalho, por conseguinte, tem como principal objetivo desenvolver um dispositivo que atue como um elemento externo ao conjunto formado pelo MIT acionado via inversor de frequência comercial com o intuito de aumentar sua eficiência energética por meio da redução automática de sua tensão de alimentação, uma vez que o intuito é atuar em elementos já instalados na indústria e sem a possibilidade de interferência interna do equipamento.

1.1 JUSTIFICATIVA

O interesse por eficiência energética cresceu nos últimos anos devido ao fato de o consumo de energia elétrica ter aumentado. Estima-se que no últimos 13 anos o consumo de energia elétrica tenha crescido cerca de 4,88% por ano (EPE, 2014).

Segundo EPE (2014), o setor industrial é responsável pela utilização de 44% de toda energia elétrica consumida no Brasil, como mostra a Figura 1. Sendo as indústrias de bebidas, alimentos, bens de capital e de consumo as que mais consomem energia elétrica.

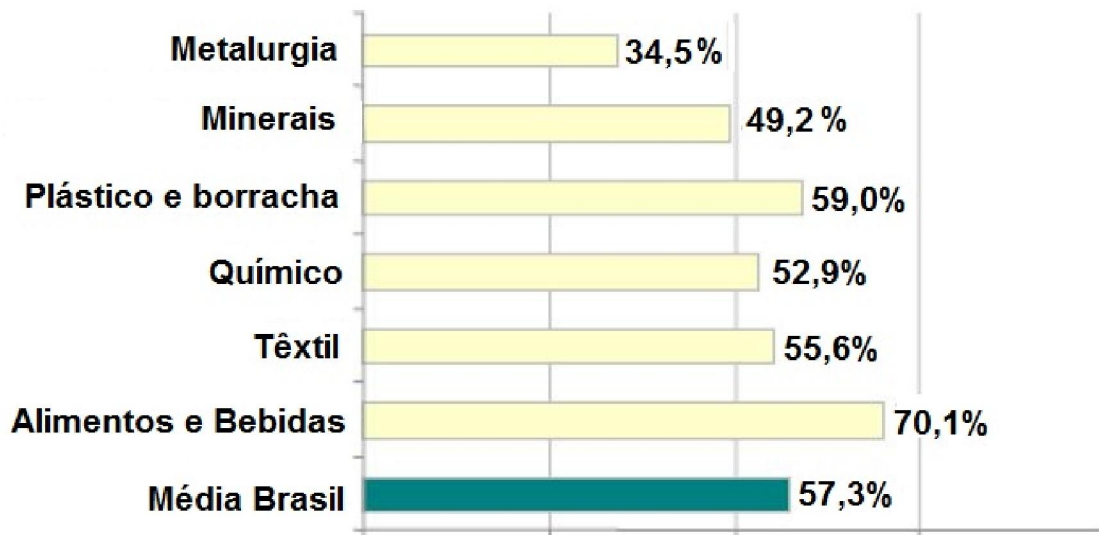
Figura 1 - Gráfico de consumo de energia elétrica por setores



Fonte: Adaptado de EPE, 2014

Este setor como um todo se caracteriza por apresentar motores, em sua grande maioria trifásicos, cujas funções são as mais variadas. Em geral, estes equipamentos são responsáveis por cerca de 68% da energia consumida pela indústria e a nível nacional, responsáveis pelo consumo de 35% de toda energia do país (EPE, 2014). Por conta disso, empresas passaram a incluir em suas prioridades projetos que envolvam eficiência energética. A Figura 2 mostra a porcentagem de empresas, divididas entre os setores industriais, que assumiram como uma de suas maiores prioridades a preocupação com projetos envolvendo eficiência energética. Como pode ser visto, o setor de alimentos e bebidas, apesar de apresentar a maior taxa de aumento de consumo de energia, se mostra como o setor que mais se preocupa com projetos visando a otimização da eficiência dos elementos que a compõe.

Figura 2. Setores industriais que mais investem em Eficiência Energética



Fonte: WEG, 2012

Assim, observa-se que a preocupação com este tema, bem como o desenvolvimento de trabalhos relacionados à ele se mostra como uma alternativa válida que desperta o interesse do setor industrial, independentemente de sua área de atuação.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem por objetivo principal desenvolver um dispositivo cuja função é melhorar a eficiência energética do conjunto formado por um motor de indução trifásico acionado por inversores de frequência comerciais por meio da redução automática da tensão

de alimentação do mesmo, à partir do torque imposto no eixo da máquina bem como sua frequência de operação, possibilitando assim um menor consumo de energia elétrica.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Projetar e desenvolver o protótipo do dispositivo;
- Efetuar ensaios em laboratório a fim de obter resultados preliminares e finais utilizando o protótipo desenvolvido;
- Observar quais as faixas de frequência e de torque apropriadas para a operação do dispositivo;

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 ASPECTOS RELACIONADOS AO FUNCIONAMENTO E APLICAÇÃO DE INVERSORES DE FREQUÊNCIA

2.1.1 Motores de indução trifásicos

Os motores elétricos são elementos conversores de energia elétrica em energia mecânica indispensáveis para a realização de diversos processos envolvidos nos setores produtivos, em virtude de suas inúmeras características atraentes sobre os demais tipos de motores, como, baixo custo, facilidade de transporte, limpeza, facilidade de comando e controle, simplicidade de construção, grande versatilidade de adaptação às cargas e alto rendimento (SUETAKE et al., 2011). Suas principais atuações na indústria podem ser citadas como ventiladores industriais, bombas de água, compressores, ferramentas motorizadas e esteiras (SAIDUR, 2010).

Utiliza-se para este tipo de equipamento, dois tipos de configuração de rotor, são eles: tipo gaiola de esquilo e rotor bobinado. O rotor do tipo gaiola de esquilo, possui barras de material condutor que são inseridas nas ranhuras do rotor e são curto-circuitadas em suas extremidades, lembrando assim uma gaiola de esquilo. Este tipo de motor é amplamente utilizado devido à sua simplicidade e robustez apresentada. Para o rotor do tipo bobinado têm-se enrolamentos bobinados inseridos no rotor (enrolamentos semelhantes ao do estator), no qual suas extremidades são conectadas à anéis deslizantes sobre o eixo de forma isolada (FITZGERALD, 2006).

Entre os métodos de partida de MIT, a partida direta é considerada como a maneira mais simples de se iniciar seu funcionamento. É aquela onde o motor é conectado diretamente à rede por meio de contadores eletromecânicos. Porém, nesta configuração, sua corrente de partida pode atingir sete vezes o valor da corrente nominal (ARANGO, 2009). Essa característica pode provocar um afundamento de tensão ao longo das linhas de distribuição, bem como afetar outras cargas conectadas na mesma rede de alimentação (BRITO, 2007). Além disso, quando ligado diretamente à rede, o motor gera um alto torque de aceleração durante a partida, provocando solavancos mecânicos na máquina. Estes solavancos podem trazer danos tanto à estrutura de fixação do equipamento quanto aos rolamentos, mancais e fixadores (CORRÊA, 2008). Em geral esse tipo de partida é empregada em motores de até 5 cv.

Para motores com potência superior a 5 cv é necessário utilizar um método de partida auxiliar. Os métodos mais utilizados, por serem mais simples, baratos e robustos são a partida com chave estrela-triângulo e a partida com chave compensadora (GONGORA, 2016).

O método de partida estrela-triângulo reduz a corrente drenada pelo motor, limitando sua corrente de partida à um terço do valor atingido na partida direta. O MIT é inicialmente ligado em estrela e depois de atingir 90% da velocidade nominal a ligação é substituída por

uma ligação em triângulo (BRITO, 2007). Porém, com a redução da corrente, há também a redução do conjugado de partida, assim caso o conjugado não seja suficiente para movimentar o rotor, deve-se utilizar outro método de partida como por exemplo a partida com chave compensadora (CORRÊA, 2008).

As chaves compensadoras são dispositivos que permitem ao MIT ser acionado com uma redução da tensão aplicada por meio de “*taps*” de um autotransformador trifásico, que, por sua vez, consiste em transformador com um único enrolamento por fase, e um núcleo ferromagnético. Seu enrolamento primário é ligado em estrela à rede de alimentação, com tensão nominal. O secundário alimenta o circuito do estator do motor com a porcentagem de tensão nominal escolhida pelo operador (CORRÊA, 2008). Normalmente o motor pode ser ligado a “*taps*” que podem corresponder a 50%, 65% ou 80% da tensão nominal. Basicamente, seu funcionamento se restringe à utilizar o autotransformador até que o motor atinja 90% de sua velocidade nominal, após isso, o autotransformador é desconectado e assim o motor passa a ser alimentado diretamente pela rede.

Este método de partida apresenta um bom desempenho, porém é recomendado à motores de grande potência ou que necessitam de um maior conjugado de partida, se comparado com o acionamento via chave estrela-triângulo. Além disso, possui entre suas vantagens a variação gradual da tensão conforme número de *taps*; não limita-se pelo tipo de ligação ou número de terminais do motor. Porém, apresenta desvantagens como: aumento do custo e das perdas de energia em relação a chave estrela-triângulo; maior volume dimensional e restrição do número de partidas (SILVA, 2010).

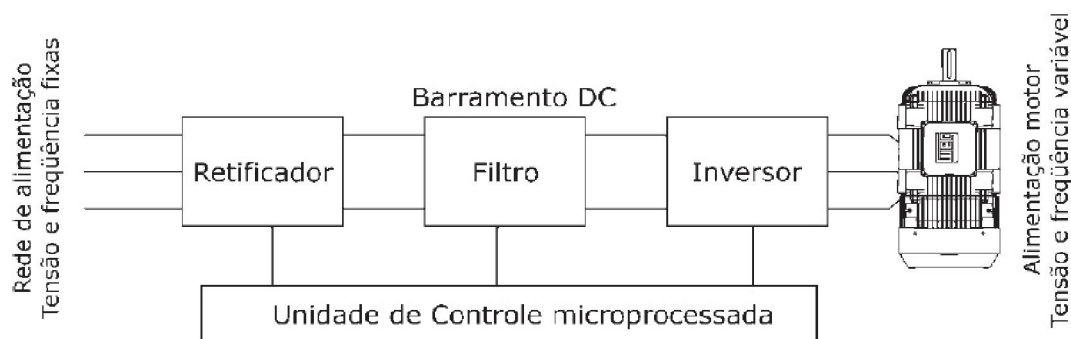
O presente trabalho, no entanto, se baseia na forma mais convencional de se variar a frequência da rede que aciona o motor e conseqüentemente sua velocidade que é por meio do inversor de frequência.

2.1.2 Princípio de funcionamento de inversores de frequência

Os inversores de frequência, também conhecidos como conversores de frequência, são dispositivos que possibilitam a variação da velocidade de motores de indução trifásicos, permitindo variar, conseqüentemente, a velocidade dos processos nos quais estes estão inseridos (NASCIMENTO, 2013).

Para o entendimento da atuação do inversor de frequência, é necessário entender primeiramente o funcionamento de cada parte que o constitui. A Figura 3 mostra a atuação deste equipamento dividida em blocos.

Figura 3. Inversor de frequência separado em blocos



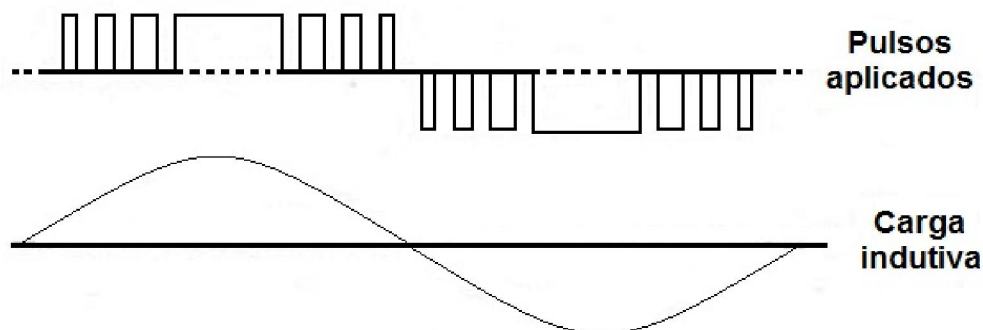
Fonte: WEG acionamentos, 2009

Retificador – O primeiro bloco do inversor de frequência é responsável pela retificação do sinal alternado vindo da rede, ou seja, transformar a tensão alternada da rede em contínua. A configuração mais comum de retificação é uma ponte de diodos em onda completa.

Filtro – O segundo bloco consiste em um banco de capacitores eletrolíticos e circuito de filtragem de alta frequência, que permite uma suavização das variações de tensão e gera uma saída com tensão DC fixa.

Inversor – O terceiro bloco é formado por um circuito inversor, compreendido por transistores IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), que chaveiam a tensão CC advinda do circuito intermediário e geram uma saída PWM (*Pulse With Modulation*) para a carga. Os sinais obtidos são trens de pulso que ao serem aplicados em uma carga indutiva, como um motor, resultam em um sinal de corrente aproximadamente senoidal. As características do próprio enrolamento do motor se encarregam de fazer uma suavização da forma de onda que se torna quase senoidal. Esta característica é exemplificada pela Figura 4.

Figura 4. Pulsos filtrados pela carga indutiva (MIT)



Fonte: Adaptado WEG 2009

Há também o bloco da unidade de controle microprocessada que é o local onde são controlados os disparos dos pulsos que acionam os IGBTs e geram as formas de ondas

necessárias para o controle de velocidade e torque dos motores, além de armazenar a parametrização do inversor de frequência (WEG, 2009).

Existem diferentes métodos para controle de velocidade do MIT, sendo estes classificados, basicamente, em duas categorias: Escalar e Vetorial. O controle escalar manipula apenas a magnitude da grandeza elétrica ou magnética, enquanto o controle vetorial controla tanto a magnitude quanto a posição angular destas grandezas (KRISHNAN, 2001; VAS,1994). A seguir, são apresentadas mais definições de ambos os métodos de controle.

2.1.3 Controle Escalar

Os inversores de frequência utilizados no presente estudo foram programados para atuar no modo de controle escalar, onde seu funcionamento está baseado numa estratégia de controle chamada “V/F constante”, que mantém o fluxo do entreferro do motor constante para qualquer velocidade de funcionamento do mesmo. O enrolamento trifásico presente no estator do motor de indução tem dois parâmetros que definem suas características. Um deles é a sua resistência ôhmica R [Ohm], que depende tanto do material (cobre) quanto do comprimento do fio e o outro é a sua indutância L [Henry], que depende da geometria e da interação do bobinado com o rotor (WEG, 2009).

Sabendo que a corrente que circula pelo estator do motor é uma relação à tensão “ V ” aplicada ao motor com os valores de resistência “ R ” e reatância Indutiva “ XL ”, pode-se afirmar, matematicamente, que:

$$I = V / (R^2 + XL^2)^{1/2} \quad (1)$$

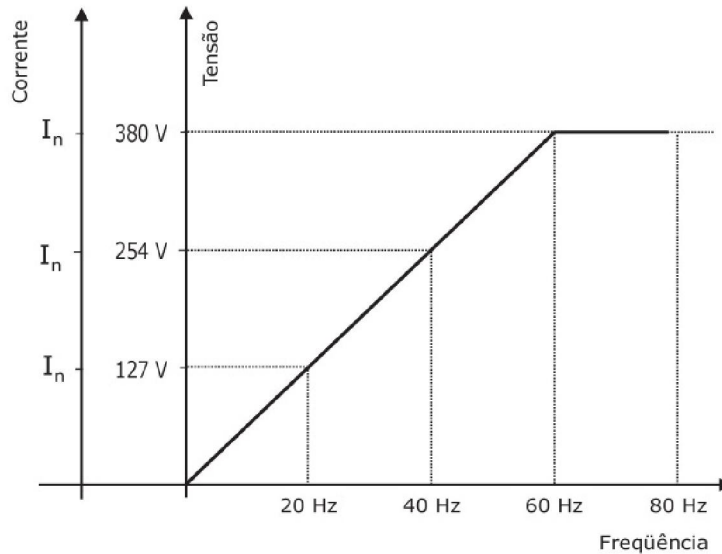
onde:

$$XL = 2.\pi.f.L \quad (2)$$

Portanto, à partir da análise das Equações 1 e 2, é possível observar que a estratégia de controle “V/F constante” varia a tensão proporcionalmente com a variação da frequência de alimentação e conseqüentemente da reatância indutiva do motor. Assim obtém-se no estator uma corrente constante da ordem da corrente nominal do motor, variando assim a velocidade de carga acoplada ao eixo da máquina.

Esta estratégia “V/F constante” pode ser observada pelo gráfico da Figura 5.

Figura 5. Controle escalar “V/F constante”



Fonte: WEG acionamentos, 2009

2.1.4 Controle Vetorial

Um vetor é uma representação matemática de uma grandeza física que possui magnitude e direção, um exemplo típico é a representação vetorial de uma força ou uma corrente elétrica. Os inversores vetoriais recebem este nome devido a possibilidade de a corrente que circula no bobinado estatórico de um motor de indução poder ser separada em duas componentes, sendo uma delas I_d , que representa a corrente de magnetização (produtora de fluxo) e a outra I_q que por sua vez representa a corrente produtora de torque. Deste modo, a corrente total é representada pela soma vetorial destas duas componentes, enquanto que o torque produzido no motor é proporcional ao produto vetorial das mesmas componentes. Assim, a qualidade com a qual estas componentes são identificadas e controladas define o nível de desempenho do inversor (WEG, 2009).

Para calcular estas correntes é necessário resolver em “tempo real” (diversas vezes por segundo) uma equação que representa matematicamente o comportamento do motor de indução. Para isso, este tipo de controle requer microprocessadores muito potentes que realizem milhares de operações matemáticas por segundo calculando os seguintes parâmetros do motor:

- Resistência do estator;
- Resistência do rotor;
- Indutância do estator;
- Indutância do rotor;
- Indutância de magnetização;
- Curva de saturação

Muitos inversores já possuem em sua programação estes valores pré-programados para diferentes tipos de motores, já outros mais sofisticados utilizam rotinas de autoajuste para calcular tais parâmetros, configurando assim uma característica muito útil quando são utilizados motores rebobinados.

Este tipo de controle é geralmente utilizado em aplicações onde se faz necessária uma alta performance dinâmica, respostas rápidas e alta precisão de regulação de velocidade. Além disso, o motor elétrico deverá fornecer essencialmente um controle preciso de torque para uma faixa extensa de condições de operação. O controle vetorial apresenta como vantagens:

- Elevada precisão de regulação de velocidade;
- Alta performance dinâmica;
- Controle de torque linear para aplicações de posição;
- Operação suave em baixa velocidade e sem oscilações de torque.

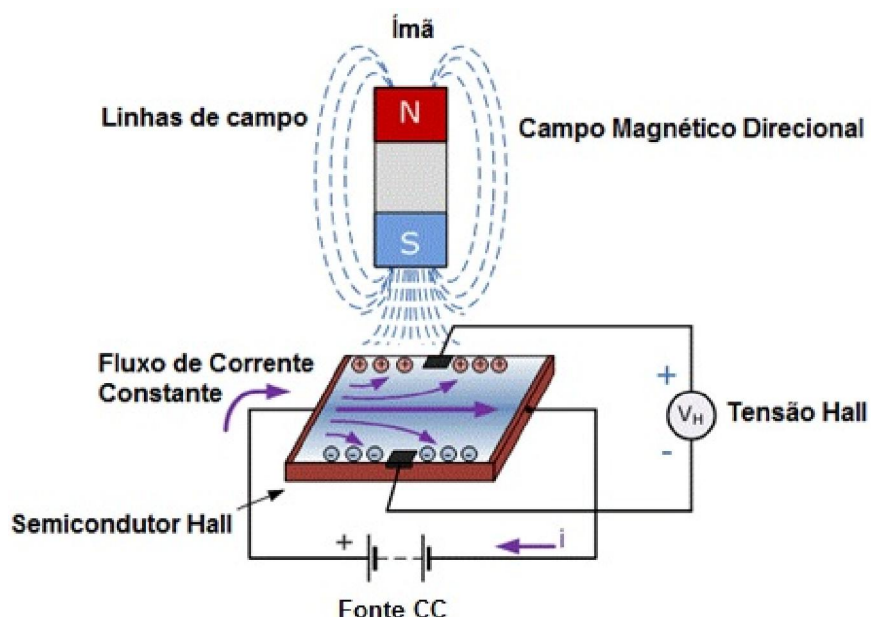
Portanto, como pode ser visto em WEG (2009), o controle vetorial se mostra como um avanço tecnológico significativo. Porém, em alguns sistemas que utilizam este tipo de controle é necessário o uso de um encoder (tacogerador de pulsos) acoplado ao motor para que este tenha uma melhor dinâmica. Caracterizando assim dois tipos de implementação de inversores sendo um deles *sensorless* (sem sensores) e o outro com realimentação por encoder (controle orientado pelo campo).

2.2 SENSORES DE EFEITO HALL

Basicamente, o sensor *hall* é um transdutor que, sob a aplicação de um campo magnético, responde com uma variação em sua tensão de saída. Essa tensão gerada surge apenas quando o fluxo magnético em torno do sensor ultrapassa limites pré-estabelecidos. É um dispositivo constituído de uma placa pequena de material semicondutor dopado, por meio do qual flui a corrente em um certo sentido à partir do momento em que for aplicada uma tensão entre seus terminais de alimentação.

Estando o sensor exposto à um campo magnético, as linhas de fluxo ocasionam o desvio do fluxo de carga para as extremidades, resultado da força de Lorentz (intensidade de força que dependerá tanto da magnitude do campo magnético quanto da velocidade do deslocamento do fluxo de carga). O efeito *hall* pode ser encontrado em vários materiais, entretanto sua eficácia é maior quando este material possui a mobilidade de um tipo de elétron, como é o caso do arsenieto de gálio (GaAs) (IF-UFRGS, 2016). A Figura 6 ilustra resumidamente o funcionamento de um sensor Hall.

Figura 6. Princípio de funcionamento de um sensor hall



Fonte: Adaptado de IF-UFRGS, 2016

Neste trabalho, foi utilizado um sensor hall com o objetivo de adquirir o sinal de corrente vindo do motor e convertê-lo em um sinal de tensão estabelecido entre +/- 10 V.

2.2.1 Classificação de sensores *Hall*

Devido à sua ampla utilização, existem formas de se classificar os sensores *Hall*. As duas formas mais usuais são:

- **Laço Aberto**

Os transdutores desenvolvidos na tecnologia por laço aberto apresentam uma configuração relativamente simples nos pontos de vista construtivo e de operação. O elemento *Hall* é montado no vão de um núcleo magnético. Com o condutor que transporta a corrente sob medição posicionada através deste núcleo, é fornecido um sinal de tensão amplificado, originando na saída também um sinal de tensão. A principal desvantagem desta tecnologia deve-se ao fato da existência não-linear ou a saturação do núcleo magnético introduzir uma distorção não desejável que compromete a medida do sinal.

- **Laço Fechado**

Os Transdutores desenvolvidos na tecnologia por laço fechado, também apresentam um vão no núcleo magnético, que neste caso é envolto por uma bobina. O condutor que

transporta a corrente sob medição deve estar posicionado no interior do núcleo. Ao surgir uma corrente, cria-se um campo magnético no núcleo gerando o sinal de tensão VH que é amplificado por um driver push-pull e aplicado na bobina, de modo que este campo anule o campo gerado pela corrente. Este método resulta em um bom desempenho e consequentemente em equilíbrio sem saturação.

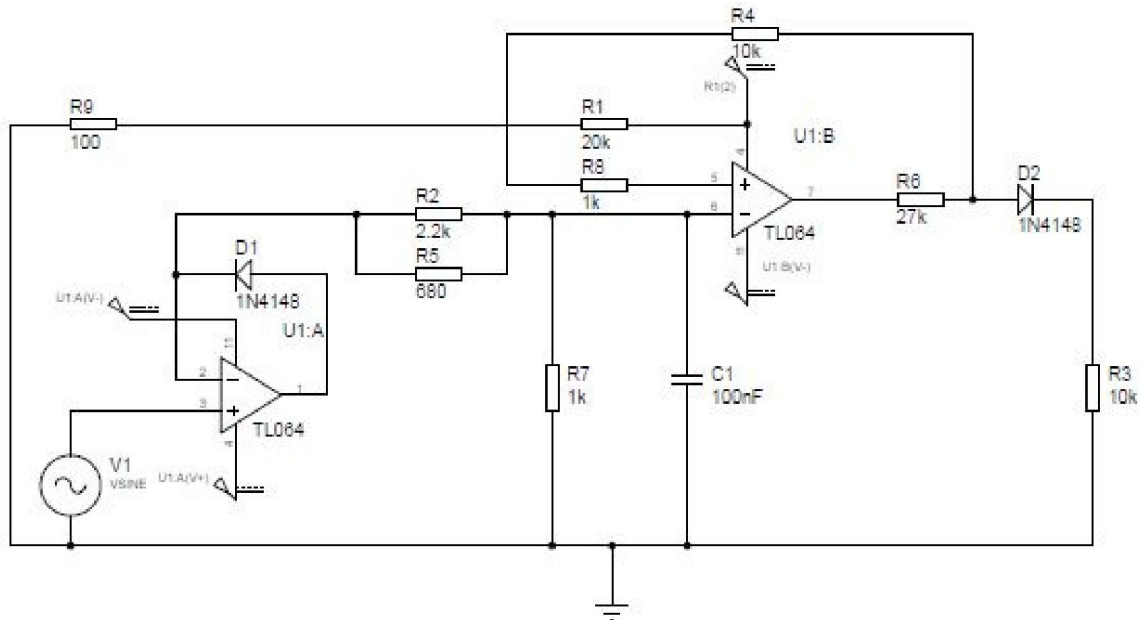
2.3 PLACA DE CONDICIONAMENTO DE CORRENTE

Como visto anteriormente, a principal função do dispositivo é ajustar um nível de tensão de alimentação para o conjunto à partir de valores tanto de torque no eixo da máquina como de frequência de operação. Para isso, é necessário que o sinal de corrente do motor vindo do sensor *Hall* seja condicionado. Para esta função, foi utilizada uma placa de circuito impresso desenvolvida pelo Laboratório de Sistemas Inteligentes (LSI), fruto de um projeto de iniciação científica de Dionízio José Vargas Roman, que consiste em um dispositivo analógico de baixo custo que possibilita a detecção da passagem por zero de sinais de corrente.

Como pode ser visto na Figura 7, a partir de uma alimentação de +12/-12 V proveniente de uma fonte simétrica tem-se um amplificador de meia onda de precisão juntamente com um comparador por histerese. Segundo Sedra (2007), os circuitos retificadores operam adequadamente só quando o sinal a ser retificado é muito maior que a queda de tensão no diodo (aproximadamente 0,7 V). Nessa situação, os detalhes da curva característica do diodo na região de polarização direta ou o valor exato da queda de tensão no diodo não influenciam significativamente o desempenho do circuito. Dessa forma, para sinais de pequena amplitude faz-se necessário a utilização de amplificador de precisão com características de transferência previsíveis, para a conservação das características da onda. Além disso, como a onda senoidal apresenta simetria nas variações positivas e negativas, deste modo pode-se utilizar um retificador de meia onda para o condicionamento do sinal.

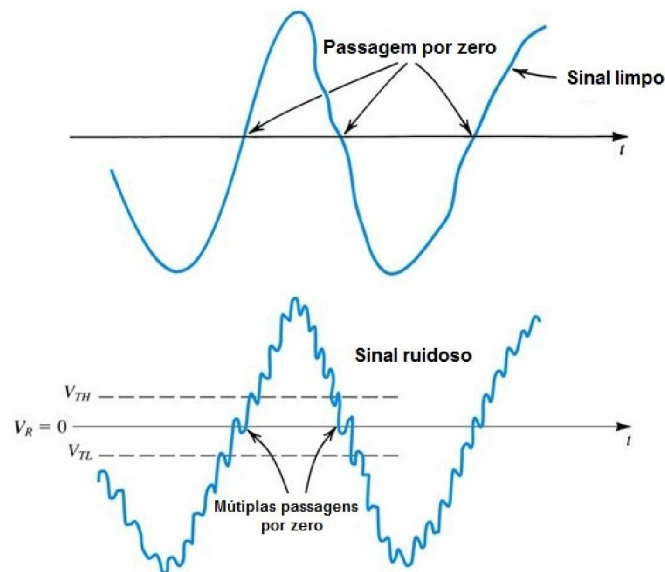
Para a detecção da passagem por zero pode-se implementar um circuito comparador, que apresenta uma variação em degrau na saída sempre que há um cruzamento por zero. Porém, sinais geralmente apresentam interferências superpostas a ele mesmo, tal como ruídos de alta frequência. Isso implica que o sinal cruze o eixo em zero mais de uma vez ao redor do ponto de cruzamento, como ilustra a Figura 8.

Figura 7. Simulação do circuito de detecção de passagem por zero



Fonte: Autoria própria

Figura 8. Detecção de passagem por zero com ruídos



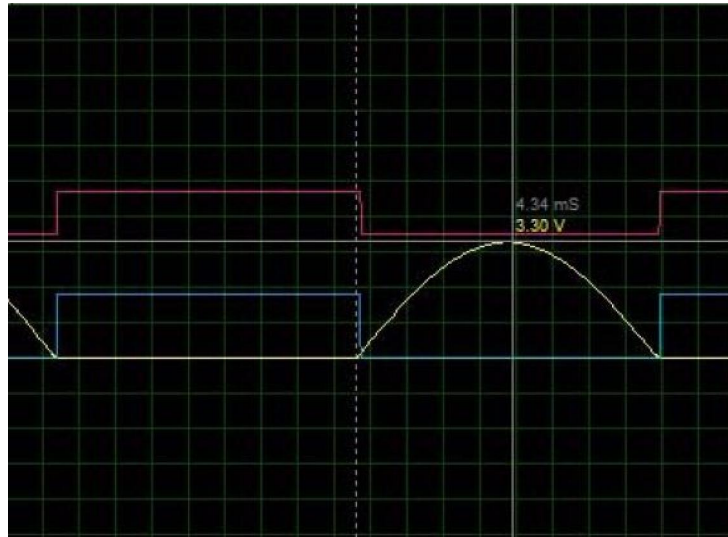
Fonte: SEDRA, 2007

Logo, a detecção da passagem por zero é comprometida, pois o comparador muda de estado mais de uma vez a cada passagem por zero. Por conta disso, introduz-se uma histerese de amplitude adequada à característica do comparador. Com isso a passagem por zero só será detectada para valores acima do limiar superior da histerese V_{TH} , e o estado do comparador só

mudará se se o sinal for menor que o limiar inferior V_{TL} . Assim, como pode ser visto em Sedra (2007) a histerese incluída na característica do comparador fornece um meio efetivo para rejeição da interferência.

A Figura 9 demonstra os resultados obtidos a partir da simulação do circuito apresentado na Figura 7. Como é possível observar, apresenta-se o sinal de meia onda retificado e a detecção da passagem por zero pelo comparador por histerese.

Figura 9. Resultados da simulação do circuito



Fonte: Autoria própria

Como pode ser visto na Figura 9, a placa utilizada é responsável pela retificação do sinal de corrente, bem como detectar a passagem por zero. Assim, a onda quadrada indica com um sinal lógico alto todo o semiciclo negativo da corrente.

3 BANCADA DE ENSAIOS DE MÁQUINAS

Para gerar tanto os resultados preliminares como finais deste trabalho foi utilizada uma bancada de ensaios que simula o comportamento de um MIT frente à diferentes pontos de operação.

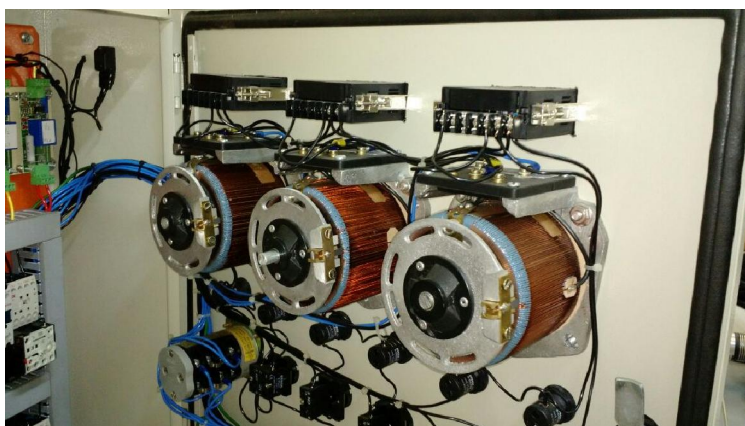
A estrutura de ensaios consiste de uma máquina de corrente contínua, um torquímetro girante, um tacogerador, um quadro de acionamento de máquinas elétricas e sensores de efeito Hall de corrente e tensão. A bancada foi montada com base na estrutura desenvolvida e mostrada em Goedtel (2007).

O funcionamento da bancada consiste em acoplar o Motor de Corrente Contínua (MCC) ao MIT por meio do mesmo eixo. Assim, o MCC é ligado para operar como um Gerador de Corrente Contínua (GCC), uma vez que a atuação na variação da tensão de

campo, por meio de uma fonte de corrente contínua, possibilita a variação no torque de carga do MIT. A energia gerada pelo GCC no processo é dissipada em uma carga resistiva ligada à armadura da máquina. Um tacogerador é responsável por fornecer a velocidade do MIT e os sensores de efeito *Hall* são utilizados para mensurar a tensão e a corrente (GRACIOLA, 2013).

Variadores de tensão (VARIAC) também são utilizados com o propósito de submeter o motor à vários tipos de alimentação. Esses VARIACs são conectados diretamente à rede e atuam no sistema de modo a se obter vários pontos de operação da máquina, sendo possível inclusive simular desbalanço de tensão na rede elétrica. Na Figura 10 é possível observar esses variadores de tensão supracitados.

Figura 10. Variadores de Tensão



Fonte: Autoria própria

A Figura 11 por sua vez, apresenta o interior do painel de comando onde os sensores de efeito *Hall* (destacados em amarelo) estão instalados.

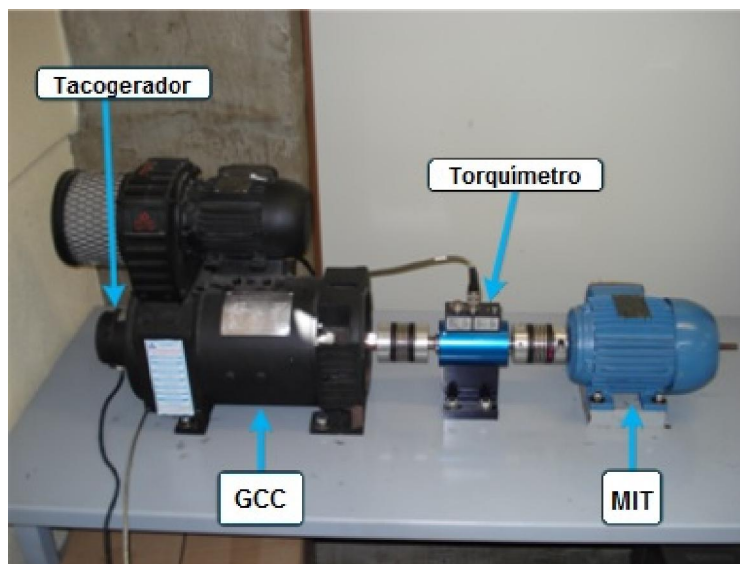
Figura 11. Sensores *Hall* de corrente e Tensão



Fonte: Autoria própria

Já na Figura 12, observa-se a estrutura da bancada montada, indicando todos os elementos que a compõe, entre eles estão a máquina de corrente contínua, o tacogerador, o torquímetro e o Motor de Indução Trifásico, cujas características estão dispostas na Tabela 1.

Figura 12. Bancada de ensaios de máquinas



Fonte: Drummond, 2014

Tabela 1. Parâmetros do motor utilizado

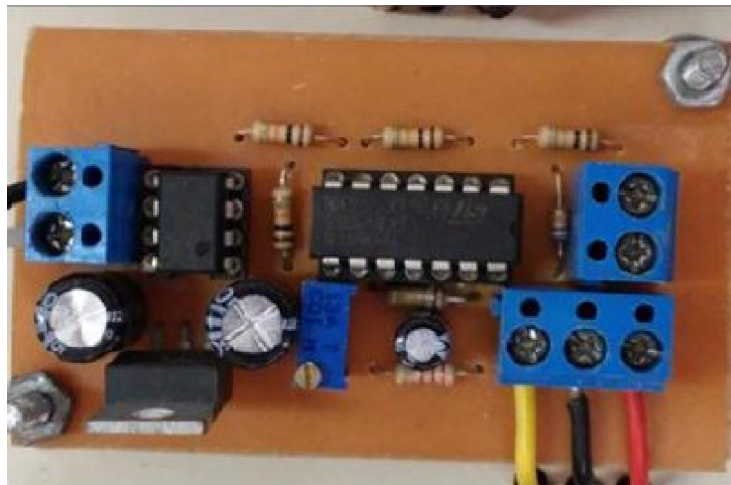
Parâmetros	Motor
Fabricante	WEG
Potência (kW)	0,74
Tensão de alimentação (V)	220/380
Frequência (Hz)	60
Corrente de alimentação (A)	3,02/1,75
Número de pólos	4
Velocidade (rpm)	1730
Torque nominal (N.m)	4,1

3.1 PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Como pode ser visto na Figura 12, entre o motor de indução e o motor de corrente contínua se encontra um torquímetro cuja função é necessariamente mensurar tanto o conjugado que a máquina CC exerce no MIT quanto a velocidade do eixo. Este equipamento

é utilizado no presente trabalho para informar ao microcontrolador o torque no eixo para que este faça a análise de qual o nível de tensão a ser utilizado como tensão de alimentação do conjunto formado pelo MIT e inversor de frequência. Sabe-se que microcontrolador trabalha com valores de entrada de tensão de no máximo 3V e que o sinal da saída do torquímetro apresenta nível de tensão de aproximadamente -10 a +10 V, portanto é necessário utilizar uma placa que converta o sinal do torquímetro em um sinal adequado para o pleno funcionamento do microcontrolador. A placa utilizada foi desenvolvida por Thiago Takaoka em seu trabalho de conclusão de curso e pode ser estudada com maiores detalhes em Takaoka (2014). A Figura 13 ilustra a placa de condicionamento utilizada para esta função.

Figura 13. Placa de condicionamento de sinais



Fonte: Takaoka, 2014.

Obtendo um sinal com valores de tensão entre 0 e 3V proporcionais ao valor do conjugado no eixo, foi possível programar o Microcontrolador Dspic 33FJ128JP706 utilizando um Kit Sigma 128 para que este pudesse calcular o torque imposto pelo MCC ao MIT e partir disso determinar qual seria a tensão de alimentação ideal para o conjunto.

4 RESULTADOS PRELIMINARES

A fim de verificar o comportamento do quando alimentado por uma tensão inferior à nominal, foram feitos testes manuais e obtidos resultados simulando previamente o resultado final do trabalho. Foram utilizados três inversores diferentes, uma vez que todos foram devidamente programados para impor à máquina controle escalar.

Os três inversores de frequência disponíveis no Laboratório de Sistemas Inteligentes (LSI) são os seguintes:

- Siemens Micromaster 440
- Siemens Sinamics G110

- Schneider ATV 12

4.1 METODOLOGIA

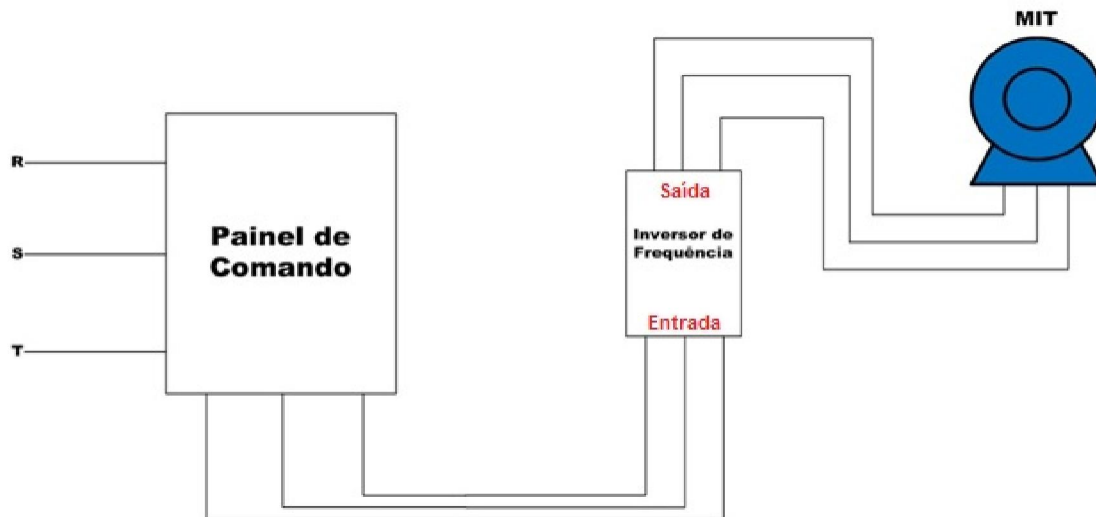
O esquema de ligação apresentado na Figura 14 foi utilizado para obter os valores de rendimento do motor acionado com tensão nominal os quais foram calculados utilizando a Equação 3 e utilizados como referência para futura comparação.

$$\eta\% = \frac{Pot. Saída}{Pot. Entrada} 100\% \quad (3)$$

Para se obter os valores das potências de entrada, foi utilizado um analisador de qualidade de energia Yokogawa WT3000, que é capaz de obter parâmetros precisos da máquina em frequências distintas à da rede elétrica. Para calcular a potência de saída, utilizou-se os dados provenientes do torquímetro utilizado como velocidade e torque.

No esquema apresentado é possível observar três fases equilibradas (127 volts) oriundas de uma rede trifásica a qual alimenta a painel de comando ilustrado pela Figura 14, que por sua vez possui a função de, tanto alimentar o painel de inversores, quanto acionar os comandos da bancada de ensaios. É importante salientar que os sensores Hall de corrente e tensão ilustrados pela Figura 11 estão presentes no painel de comando em questão.

Figura 14. Esquema de ligação padrão (Tensão nominal)



Fonte: Autoria própria.

É possível observar que o painel de inversores de frequência é alimentado com as três fases vindas do painel de comando. Os três inversores supracitados se encontram dentro deste painel e são comutados via contadores eletromagnéticos acionando o motor um de cada vez. Portanto, não existe meio de se acionar, mesmo que acidentalmente, o motor via dois

inversores ao mesmo tempo, uma vez que este painel de inversores apresenta apenas uma saída para a máquina.

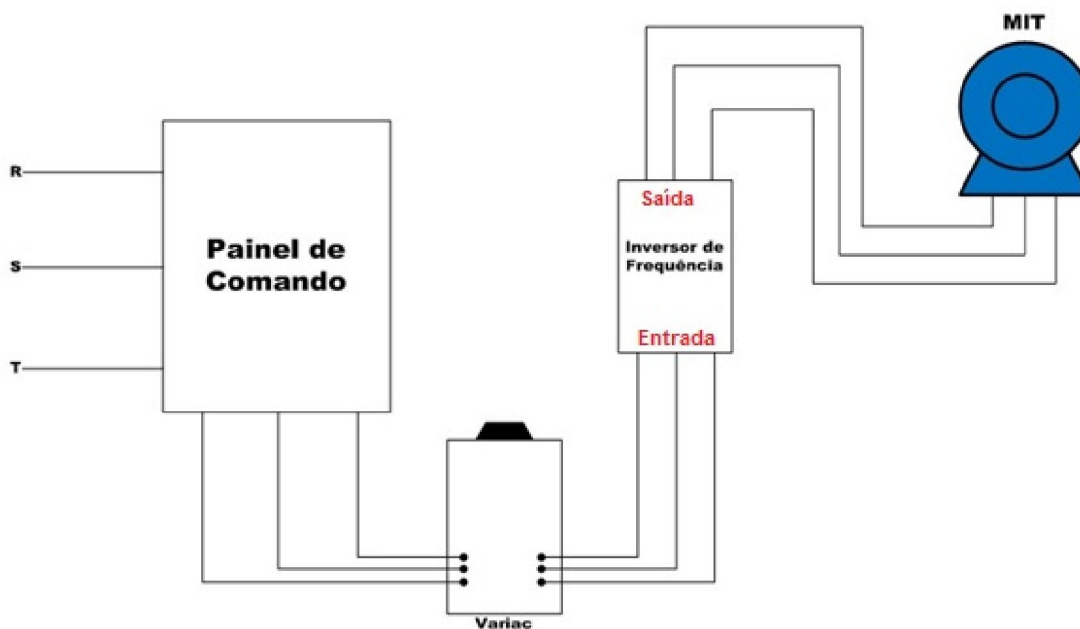
É importante salientar também que, as três fases que alimentam o painel de inversores são oriundas do painel de comando e possuem a frequência da rede elétrica brasileira (60 Hz), ao passo que, ao saírem do painel de inversores, possuem uma frequência menor que a da rede, sendo esta ajustada pelo operador no próprio inversor de frequência.

O intuito deste trabalho portanto é reduzir esta tensão de entrada do painel de inversores e observar qual o rendimento resultante da máquina. Teoricamente, a potência ativa de entrada da máquina seria reduzida, comparada à potência de referência, ao passo que, a potência de saída seria praticamente a mesma. Assim é possível alterar a eficiência e rendimento do motor.

Portanto para que fosse possível reduzir a tensão trifásica de entrada do painel de inversores nesta primeira fase do trabalho, foi conectado um variador de tensão trifásico (VARIAC) entre a saída do painel de alimentação e entrada do painel de inversores, possibilitando assim fazer o controle das três tensões simultaneamente.

A tensão resultante medida entre fases (220 volts) foi reduzida para tensões menores, de valores diferentes, visto que cada inversor possui uma característica de funcionamento diferente. O esquema mencionado pode ser observado na Figura 15.

Figura 15. Esquema de ligação (tensão reduzida)



Fonte: Autoria própria

A partir do esquema de ligação da Figura 15, a obtenção dos valores de tensão reduzida utilizados no presente estudo foi realizada manualmente. A tensão foi reduzida até o desligamento de cada um dos inversores e, a partir desta tensão de desligamento, foi calculado um valor 10% maior, sendo este o valor utilizado como tensão reduzida mínima de funcionamento.

As curvas a seguir mostram uma comparação entre os rendimentos obtidos da máquina a partir dos testes feitos com tensão de referência e com tensão reduzida. As tensões utilizadas para cada inversor de frequência estão expressas no Quadro 1.

Quadro 1. Tensões de referência e reduzidas

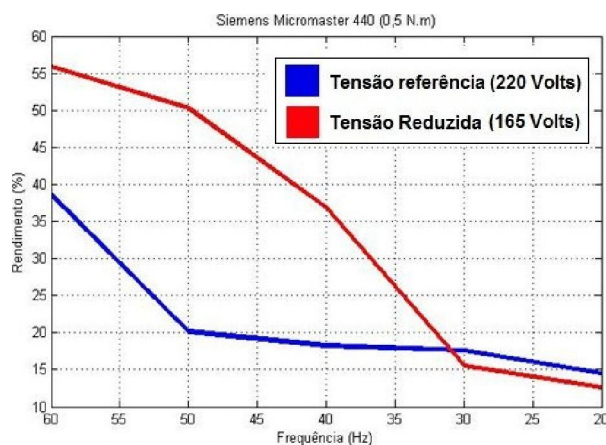
INVERSORES	Siemens G110	Micromaster 440	Schneider ATV 12
Tensão Nominal [V]	220	220	220
Tensão Mínima [V]	160	165	170

Os gráficos a serem apresentados a seguir mostram uma comparação entre o rendimento do MIT quando acionado por inversores de frequência operando com as tensões apresentadas no Quadro 1. O estudo foi feito variando-se a frequência de operação do motor de 1 cv em um intervalo entre 20 e 60 Hz, bem como o conjugado. Assim, o resultados aqui apresentados mostram o motor operando à vazio (0,5 N.m), e com carga nominal (4,0 N.m). Estes seriam os dois extremos de operação da máquina considerando uma utilização ideal do equipamento.

- **Siemens Micromaster 440**

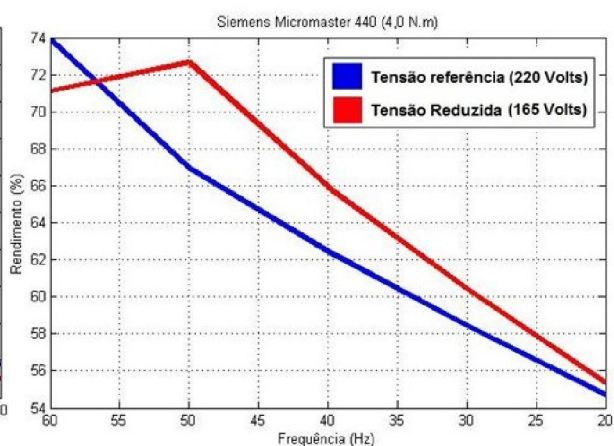
As Figuras 16 e 17 ilustram a comparação entre o rendimento do motor quando acionado pelo inversor de frequência Siemens Micromaster 440 com tensão nominal de alimentação (220 Volts) e com tensão reduzida (165 Volts). Na Figura 16, com o motor operando à vazio, é possível observar que entre as faixas de 30 a 60 Hz, o motor obteve melhor rendimento com o inversor sendo alimentado com tensão inferior à nominal. Fazendo a mesma análise na Figura 17, observa-se que a tensão reduzida resulta em um melhor rendimento da máquina em uma faixa de 20 a 55 Hz aproximadamente.

Figura 16. Curvas para o inversor 440 à 0,5 N.m



Fonte: Autoria própria

Figura 17. Curvas para o inversor 440 à 4,0 N.m

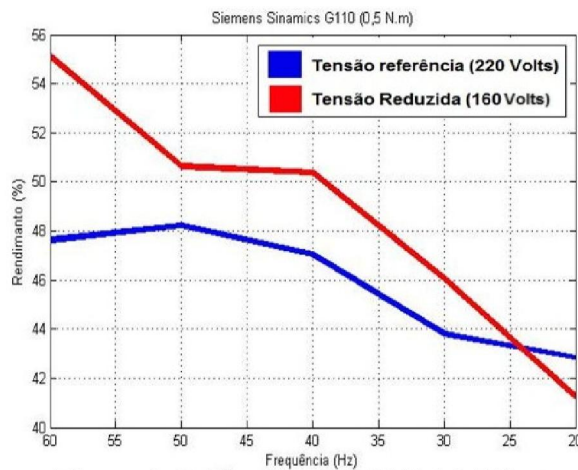


Fonte: Autoria própria

- **Siemens Sinamics G110**

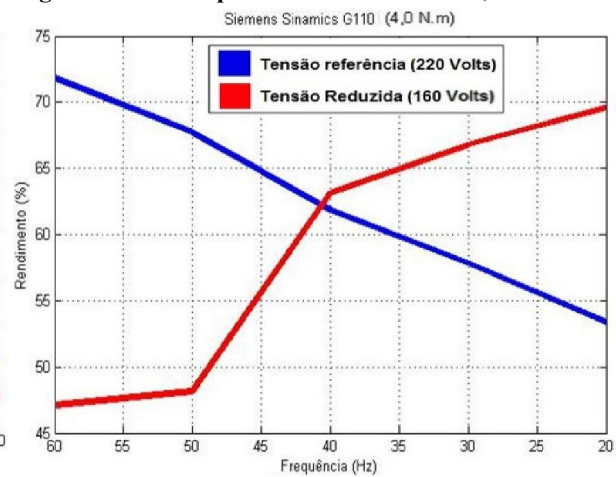
Considerando agora o inversor Siemens Sinamics G110, observa-se que na Figura 18, a utilização de tensão inferior à nominal na alimentação do inversor, para o motor operando à vazio, se mostra vantajosa entre uma faixa de frequência de 25 a 60 Hz. Ao passo que, na situação de operação com carga nominal, apresentada pela Figura 19, a redução da tensão de alimentação do inversor para 160 volts aumenta o rendimento do motor apenas entre uma faixa de 20 a 40 Hz.

Figura 18. Curvas para o inversor G110 à 0,5 N.m



Fonte: Autoria própria

Figura 19. Curvas para o inversor G110 à 4,0 N.m

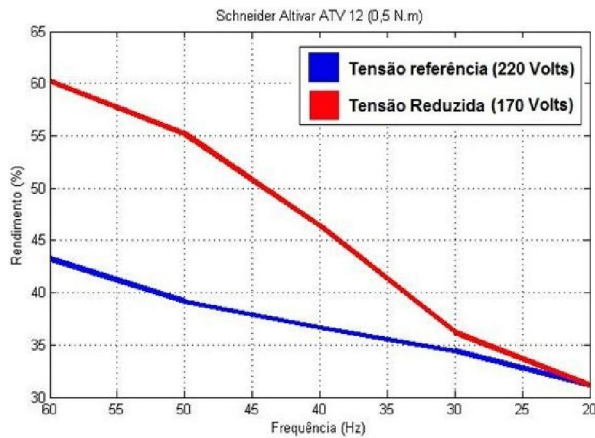


Fonte: Autoria própria

- **Schneider ATV12**

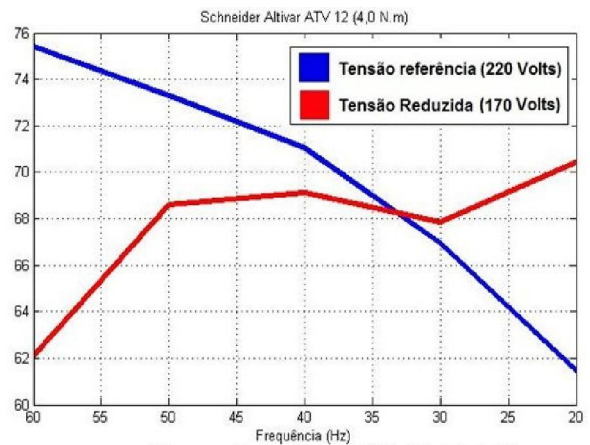
A partir da análise das Figuras 20 e 21, pôde-se observar uma particularidade em relação aos outros inversores envolvidos no estudo. Neste caso, para o motor operando à vazio, a utilização de uma tensão inferior à nominal se mostrou vantajosa em toda a faixa de estudo abordada. No caso de uma operação com carga nominal como mostra a Figura 21, a alimentação com tensão reduzida resultou um melhor rendimento do motor apenas em uma faixa de 20 a 30 Hz.

Figura 20. Curvas para o inversor ATV à 0,5 N.m



Fonte: Autoria própria

Figura 21. Curvas para o inversor ATV à 4,0 N.m



Fonte: Autoria própria

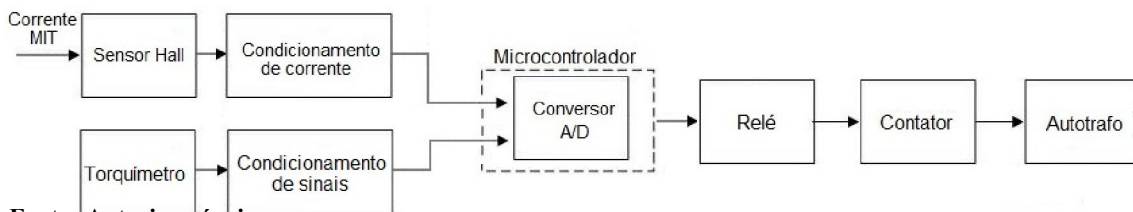
Portanto de modo geral, à partir dos resultados preliminares conclui-se que aplicação de uma tensão de alimentação no inversor inferior à nominal requer um estudo de caso e sua aplicação deve ser efetuada levando em consideração a carga e a frequência de operação do motor, para que atuação dos dispositivo atinja um ponto ótimo de funcionamento.

5 PROTÓTIPO

A partir dos resultados preliminares obtidos, é possível afirmar que houve uma melhora no rendimento da máquina devido à redução da tensão de alimentação do conjunto composto por inversor de frequência e MIT em faixas de frequência e conjugado específicas. Porém, a obtenção destes resultados foi realizada manualmente utilizando um variador de tensão trifásico. A proposta, portanto, é fazer com que esta redução de tensão aconteça de forma automática. Assim, o dispositivo deve ter a capacidade de estabelecer em qual faixa de tensão é feita a alimentação do conjunto a partir do conjugado estimado, fazendo assim, com que o motor melhore seu rendimento sem afetar sua funcionalidade.

A Figura 22 mostra um diagrama de blocos com o intuito de representar a ideia principal do dispositivo.

Figura 22. Diagrama de funcionamento do dispositivo



Fonte: Autoria própria.

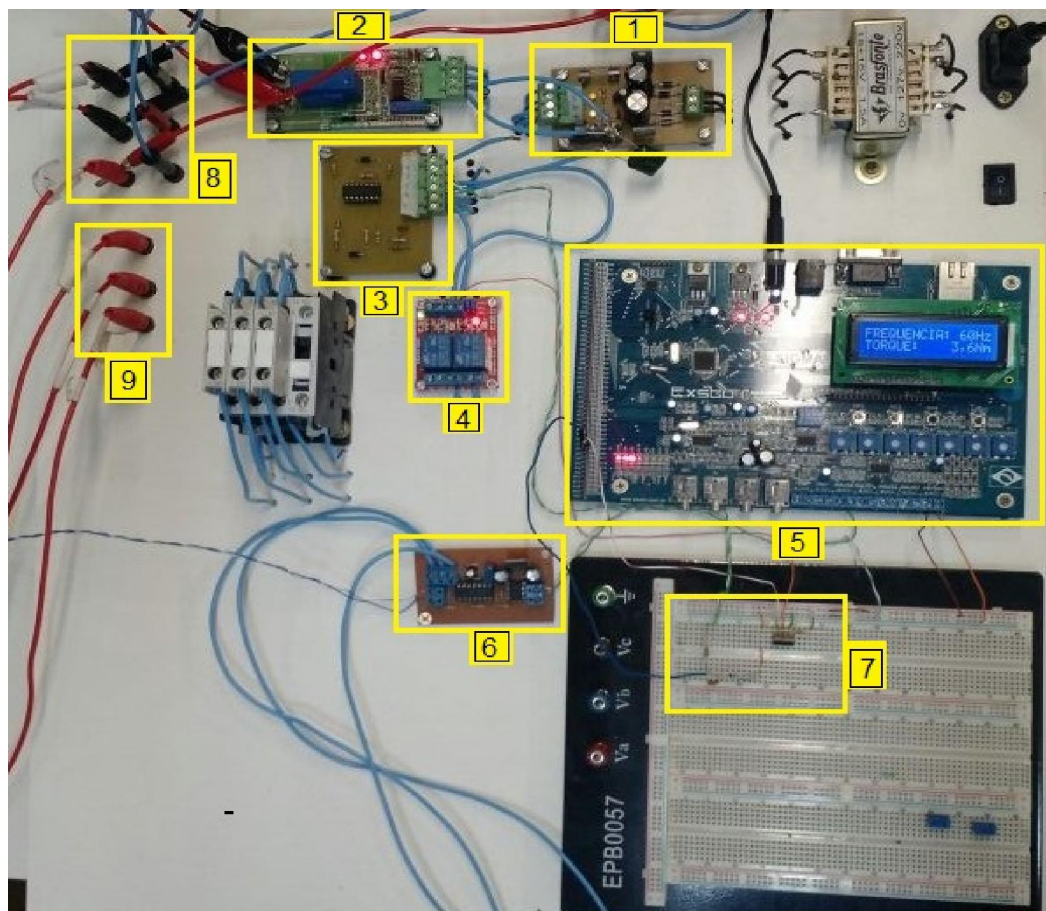
A partir da Figura 22 observa-se que a corrente do MIT será adquirida por meio de um circuito contendo um sensor de efeito *Hall*. Sua função é retornar valores de tensão alternada de até 10V proporcionais aos valores de correntes presentes no motor. Estes sinais alternados são condicionados por um circuito que, como visto anteriormente no item 2.3 do presente trabalho, tem por objetivo principal detectar a passagem por zero.

Como pôde ser visto na Figura 9, a detecção de passagem por zero é feita por meio da mudança de níveis lógicos, uma vez que, durante a passagem do semiciclo negativo, para o positivo há a mudança do nível lógico de alto para baixo, enquanto que ao ocorrer a situação contrária há a mudança do nível lógico de baixo para alto, mantendo-se assim até a próxima passagem por zero.

O conjugado no eixo da máquina será obtido a partir de um torquímetro já instalado na bancada de ensaios cuja saída apresenta valores de tensão entre -10V e +10V proporcionais ao valor de torque aplicado ao MIT. Porém, como a entrada do conversor A/D presente no Dspic é projetada para valores até 3V, é necessário condicionar este sinal, utilizando uma placa descrita mais detalhadamente no item 3.1 do presente trabalho, resultando em valores cabíveis para a entrada do conversor A/D.

Na Figura 23, é possível observar o protótipo supracitado.

Figura 23. Protótipo

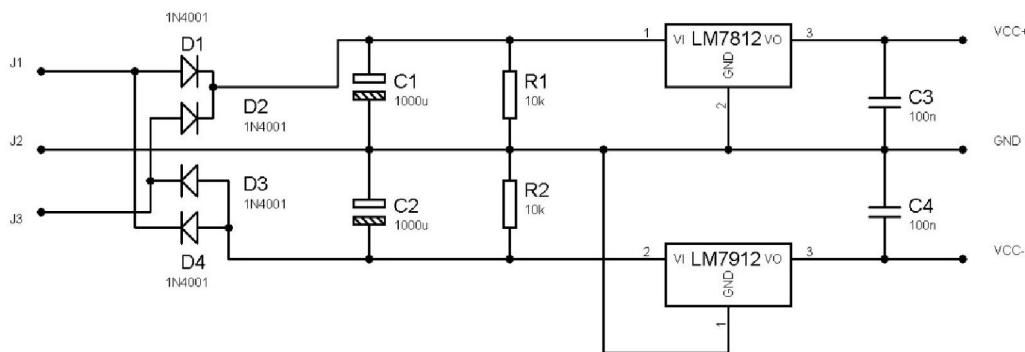


Fonte: Autoria Própria.

A seguir serão descritos todos os elementos que compõe o protótipo:

1. **Fonte Simétrica +12/-12 Volts:** Tem como função principal alimentar elementos do protótipo como sensor de efeito hall, placa de condicionamento de corrente e relé eletromagnético. Seu esquema elétrico pode ser observado na Figura 24.
2. **Sensor de efeito Hall:** Sensor Hall marca LEM. Responsável por adquirir uma das correntes do motor.
3. **Placa de condicionamento de corrente:** Responsável por detectar as passagens por zero do sinal de corrente. Este elemento se encontra descrito mais detalhadamente no tópico 2.3 do presente trabalho.
4. **Relé Eletromagnético:** Responsável por chavear a tensão de alimentação do conjunto por meio de um contator. Utilizou-se uma placa com relés marca Songle
5. **DsPIC:** Foi utilizado um Kit Sigma 128 DsPIC 33FJ128JP706, responsável por estimar a frequência de operação do motor por meio das passagens por zero bem como estimar o conjugado imposto no eixo da máquina. Responsável também por acionar o relé à partir dos valores de torque e frequência obtidos.
6. **Placa de condicionamento de sinais:** Responsável por condicionar o sinal de torque vindo do torquímetro, o transformando para valores compatíveis com a entrada A/D do microcontrolador. Este elemento se encontra descrito mais detalhadamente do tópico 3.1 do presente trabalho.
7. **Circuito auxiliar:** Contém um diodo zener cujo objetivo é fixar uma tensão apropriada para que o microcontrolador possa receber os sinais de passagem por zero. Além disso, contém um transistor cuja função é chavear a tensão de 5V responsável por acionar o relé eletromagnético.
8. **Entradas:** São as entradas vindas do autotransformador, sendo as entradas superiores de 178 Volts e as inferiores de 220 Volts, uma vez que serão chaveadas de acordo com o conjugado no eixo da máquina.
9. **Saídas:** Saídas para a alimentação do conjunto.

Figura 24. Esquema elétrico fonte simétrica 12 volts



Fonte: Adaptado Eletronicaeasy, 2015

O display demonstrado abaixo pela Figura 24 pertence ao kit do microcontrolador e foi utilizado para mostrar os valores de frequência e torque obtidos pelo protótipo, valores estes que definem qual o nível de tensão a ser utilizado como alimentação do conjunto.

Figura 25. Display Microcontrolador



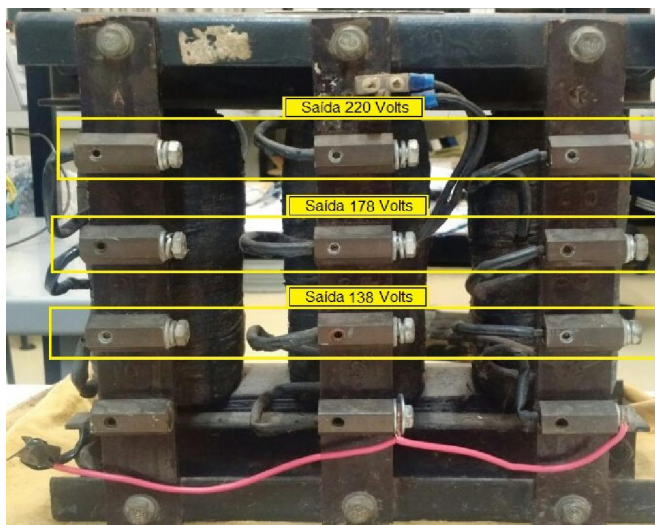
Fonte: Autorial Própria.

A partir destes valores de torque e frequência demonstrados no display, é feita a mudança de taps em um autotransformador, de modo a fazer com que o conjunto opere com uma tensão inferior à tensão nominal quando necessário. Em outras palavras, quando o torque do motor estiver em 50% de seu valor nominal ou acima disso, a alimentação do conjunto será nominal. Caso o conjugado esteja abaixo de 50% do valor nominal da máquina, será feita a mudança de tap, fazendo assim com que o conjunto opere com uma tensão reduzida, ou seja, inferior à nominal.

O Autotransformador a ser utilizado, ilustrado pela Figura 26, possui dois taps intermediários, assim as opções disponíveis para valores de tensão de alimentação são:

- 220 volts (Tensão nominal)
- 178 volts (Tap 1)
- 138 volts (Tap 2)

Figura 26. Autotransformador



Fonte: Autorial Própria

Porém, a partir de testes realizados na bancada de ensaios, observou-se que o valor de 138 volts, como tensão de alimentação, seria muito baixo para o pleno funcionamento do conjunto, resultando no desligamento do inversor de frequência, portanto será utilizado apenas os valores nominal (220 volts) e do primeiro tap (178 volts) como opções de tensão de alimentação.

6 RESULTADOS FINAIS

Utilizando o modelo de dispositivo proposto, foram repetidos os testes apresentados nos resultados preliminares a fim de validar o protótipo. Desta forma, foram obtidos os resultados finais do presente trabalho levando em consideração uma faixa de conjugado entre 0,5 e 4,0 N.m.

A partir dos resultados preliminares apresentados, desenvolveu-se uma análise de modo a observar em qual faixa de torque e frequência a utilização de uma tensão mínima, como tensão de alimentação do inversor de frequência, se mostrou vantajosa do ponto de vista de eficiência energética do conjunto. Assim, optou-se por observar uma faixa de 60 a 40 Hz para os mesmos três inversores utilizados anteriormente. Quanto ao torque, observou-se que o chaveamento deveria ocorrer em 50% do torque nominal da máquina de 1 cv utilizada, ou seja, entre a faixa de aproximadamente 0,5 a 2,0 N.m, o conjunto seria alimentado com o tap intermediário do autotransformador (178 V). Enquanto que entre a faixa de aproximadamente 2,0 a 4,0 N.m, o conjunto seria alimentado com o tap nominal do autotransformador e consequentemente com sua tensão nominal de funcionamento (220 V).

Para que os resultados sejam apresentados de forma organizada, optou-se por dividi-los em dois tópicos para cada inversor. Deste modo, o primeiro deles representa os resultados obtidos com o protótipo atuando com tensão reduzida, ou seja, entre 0,5 e 2,0 N.m, enquanto que o segundo tópico representa os resultados obtidos a partir do protótipo atuando em tensão nominal, ou seja, entre 3,0 e 4,0 N.m.

É importante ressaltar que para o valor de 2,0 N.m os resultados ainda apresentam um comportamento de tensão reduzida pois foi assumido uma faixa de segurança de 0,15 N.m acima e abaixo do nível de tensão de chaveamento, sendo assim, este ocorre em aproximadamente 2,15 N.m quando se está aumentando o torque e 1,85 N.m quando se está reduzindo o torque no eixo da máquina. Esta medida foi tomada buscando evitar que houvesse o chaveamento indevido por meio de pequenas variações de torque em torno deste nível podendo causar malefícios ao inversor de frequência.

- **Siemens Micromaster 440**
 - **Torque: 0,5 a 2,0 N.m**

A seguir são apresentados os resultados obtidos com tensão tanto nominal como reduzida para valores de conjugado entre 0,5 e 2,0 N.m. Superficialmente é possível observar que em todas as faixas de conjugado foi possível aumentar o rendimento da máquina.

Quadro 2. Valores de rendimento Siemens Micromaster 440 – 0,5 a 2,0 N.m

0,5 N.m	Ref	Tens. Red	1,0 N.m	Ref	Tens. Red	2,0 N.m	Ref	Tens. Red
FREQ (Hz)	REND (%)	REND (%)	FREQ (Hz)	REND (%)	REND (%)	FREQ (Hz)	REND (%)	REND (%)
60	37,51	49,61	60	51,35	62,55	60	65,21	70,66
55	27,45	47,18	55	37,22	59,25	55	58,18	69,13
50	19,28	43,23	50	33,57	57,81	50	48,93	67,02
45	18,78	35,55	45	29,02	52,45	45	46,92	65,67
40	17,12	31,89	40	28,66	51,82	40	46,01	61,46

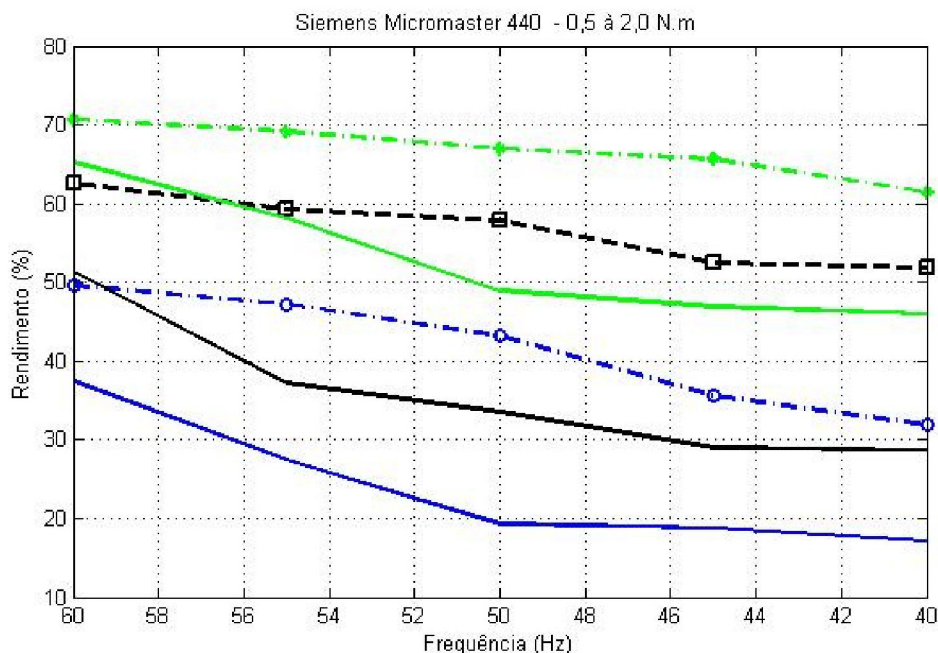
Fazendo uma análise mais detalhada dos resultados apresentados, observa-se que para 0,5 N.m, a diferença máxima entre o rendimento obtido com o motor operando com tensão nominal e com tensão reduzida chega a 23,95%, que se refere ao motor operando em 50 Hz. Para outras faixas de frequência, a diferença se encontra em torno de 15 a 20%.

Considerando agora os resultados obtidos em 1,0 N.m, a diferença entre estes apresenta uma diferença máxima de rendimento de aproximadamente 24,24%, que se refere ao comportamento do motor em 50 Hz, enquanto que para outros valores de frequência se encontra-se em torno de 15 a 25%.

Por fim, considerando os resultados para 2,0 N.m, tem-se como variação máxima de rendimento cerca de 18,75% que corresponde ao funcionamento do motor em 45 Hz. Porém considerando as outras faixas de frequência obtêm-se um rendimento entre 5 e 15%.

A Figura 27 ilustra os resultados analisados em forma de gráfico.

Figura 27. Siemens Micromaster 440 - 0,5 a 2,0 N.m





Fonte: Autoria Própria.

o **Torque: 3,0 e 4,0 N.m**

Após o chaveamento, obteve-se os resultados a serem analisados a seguir. Como suposto, os resultados são semelhantes, uma vez que agora a tensão reduzida se encontra com o mesmo valor da nominal, gerando assim, valores de rendimento parecidos entre si.

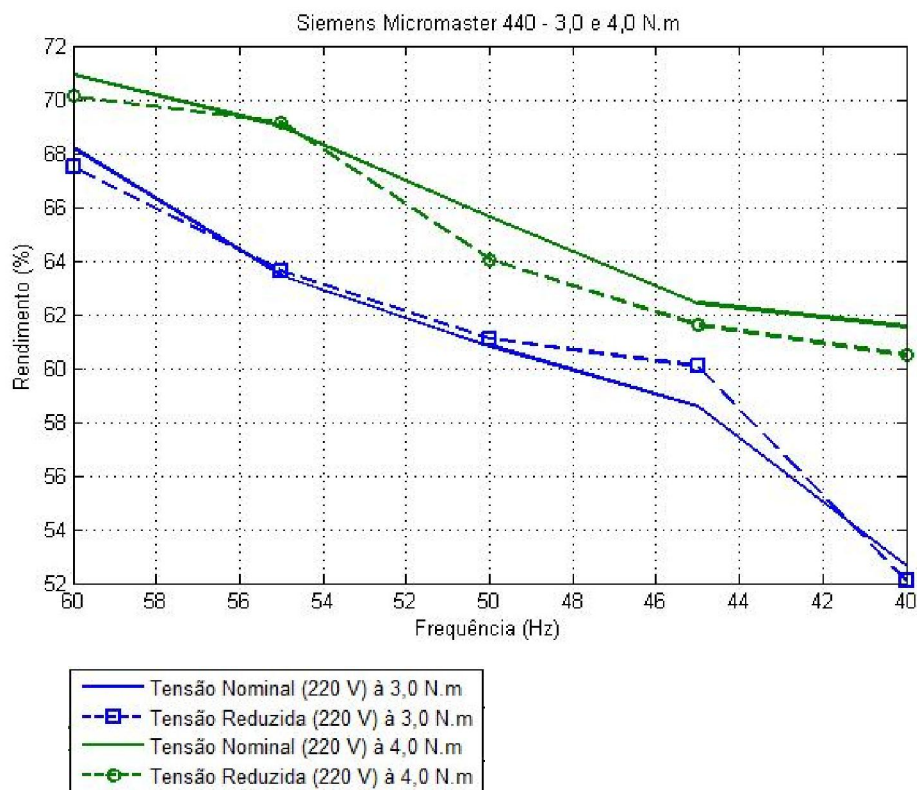
Quadro 3. Valores de rendimento Siemens Micromaster 440 – 3,0 e 4,0 N.m

3,0 N.m	Ref	Tens. Red	4,0 N.m	Ref	Tens. Red
FREQ (Hz)	REND (%)	REND (%)	FREQ (Hz)	REND (%)	REND (%)
60	68,21	67,49	60	70,95	70,12
55	63,44	63,62	55	69,01	69,15
50	60,84	61,1	50	65,62	64,04
45	58,59	60,06	45	62,43	61,61
40	52,62	52,09	40	61,55	60,49

Para o motor operando em 3,0 N.m, tem-se que a maior diferença entre rendimento possui o valor de 1,47% e se dá para a frequência de 45 Hz. Enquanto que, para a operação em 4,0 N.m, a maior diferença entre as curvas possui o valor de 1,58% e se dão para o funcionamento à 50 Hz.

A Figura 28 ilustra um gráfico contendo tais resultados e mostra a similaridade dos valores apresentados acima.

Figura 28. Siemens Micromaster 440 - 3,0 e 4,0 N.m



Fonte: Autoria Própria

- **Siemens Sinamics G110**
 - **Torque: 0,5 a 2,0 N.m**

Considerando agora o motor acionado pelo inversor Siemens Sinamics G110, obteve-se resultados cujos comportamentos se assemelham aos já analisados, porém com suas singularidades. Do mesmo modo, pode-se observar que durante a grande maioria da ensaios a tensão reduzida se mostrou mais vantajosa quando comparada com a tensão nominal.

Quadro 4. Valores de rendimento Siemens Sinamics G110 – 0,5 a 2,0 N.m

0,5 N.m	Ref	Tens. Red
FREQ (Hz)	REND (%)	REND (%)
60	48,54	52,97
55	48,2	51,68
50	48,15	51,22
45	46,47	50,61
40	45,39	49,72

1,0 N.m	Ref	Tens. Red
FREQ (Hz)	REND (%)	REND (%)
60	62,49	70,48
55	62,09	68,22
50	60,87	68,56
45	59,49	67,66
40	59,55	64,72

2,0 N.m	Ref	Tens. Red
FREQ (Hz)	REND (%)	REND (%)
60	71,73	70,14
55	71,25	70,89
50	70,16	71,35
45	69,94	71,06
40	67,51	70,49

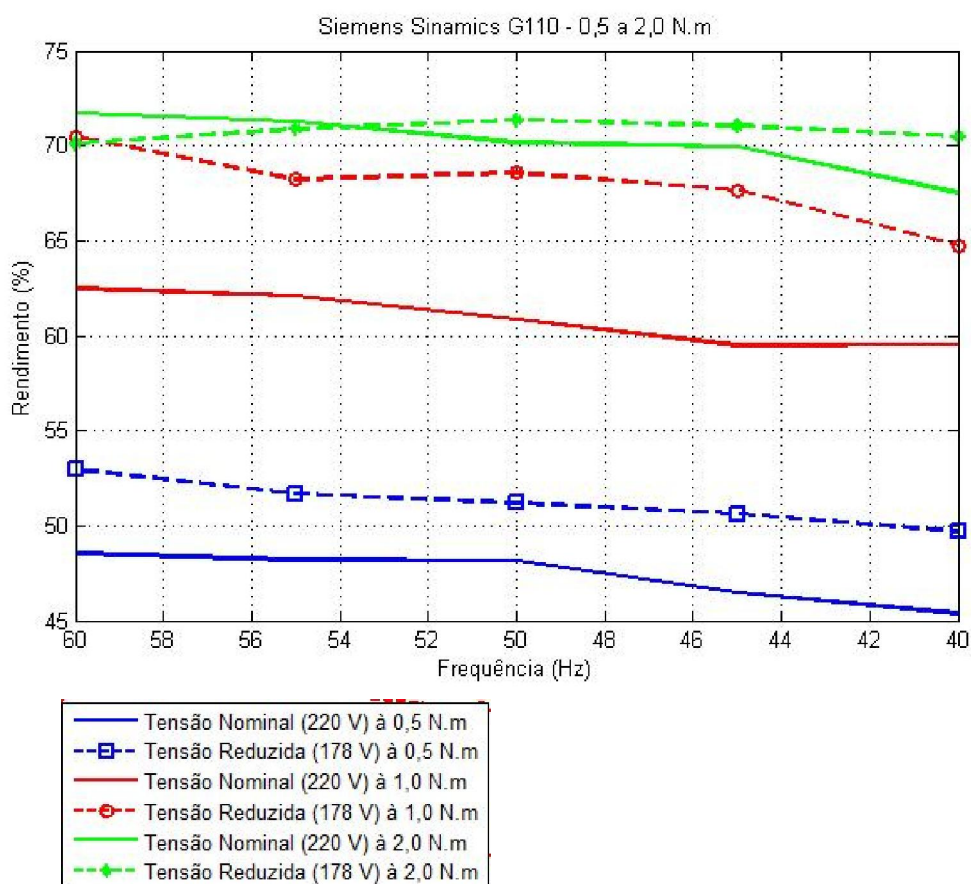
Levando em consideração a operação à vazio, tem-se que os resultados apresentam uma diferença máxima entre os rendimentos referentes à tensão reduzida e tensão nominal de 4,43%. Fazendo a mesma análise para outras frequências nesta mesma faixa de conjugado observa-se que há uma diferença entre 4 e 10%.

Considerando agora uma análise à respeito do comportamento do motor em 1,0 N.m, tem-se que a maior diferença entre os rendimentos das duas faixas de tensão de alimentação possui valor de 8,17% e se encontra na operação em 45 Hz. Nos outros valores de frequência, a diferença se estabelece em torno de 5 a 10%.

Para um valor de conjugado igual à 2,0 N.m, observou-se que a diferença entre os rendimentos não se mostrou tão interessante quando comparada com outros valores já analisados. Neste caso, o maior aumento de eficiência foi registrado em 40 Hz, apresentando aproximadamente apenas 3% de melhoria no rendimento da máquina.

A Figura 29 apresenta um gráfico com o intuito de demonstrar os valores recém analisados.

Figura 29. Siemens Sinamics G110 - 0,5 a 2,0 N.m



Fonte: Autoria Própria

○ Torque: 3,0 e 4,0 N.m

Para estes dois valores de torque estudados, obteve-se resultados próximos entre as duas tensões de alimentação visto que ambas apresentam o mesmo valor, ou seja, o valor da tensão nominal.

Quadro 5. Valores de rendimento Siemens Sinamics G110 – 3,0 e 4,0 N.m

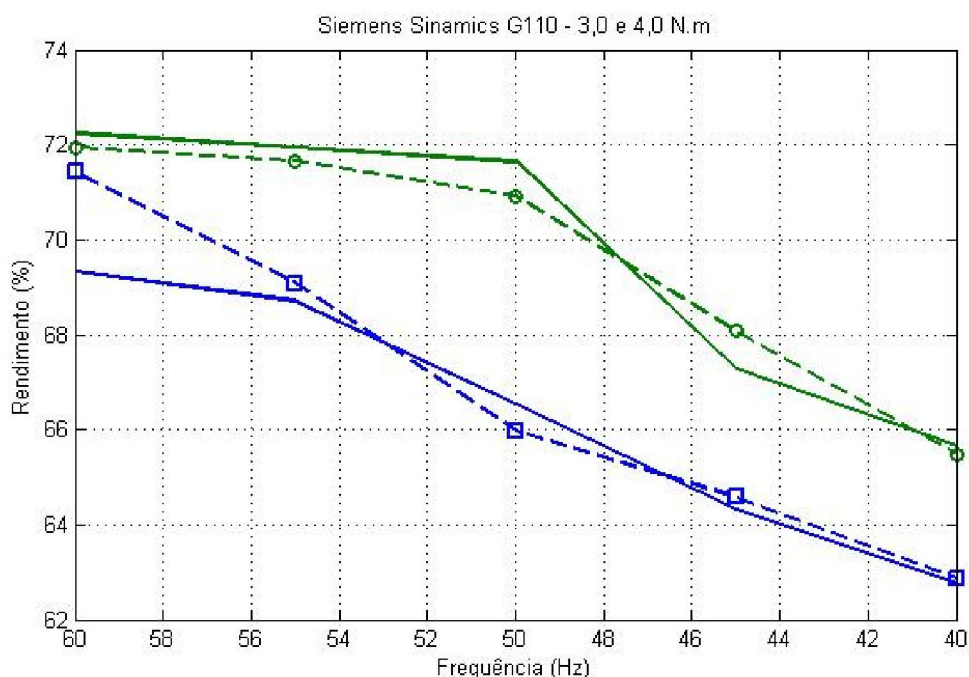
3,0 N.m	Ref	Tens. Red	4,0 N.m	Ref	Tens. Red
FREQ (Hz)	REND (%)	REND (%)	FREQ (Hz)	REND (%)	REND (%)
60	69,34	71,43	60	72,25	71,95
55	68,71	69,08	55	71,94	71,67
50	66,56	65,97	50	71,65	70,92
45	64,33	64,58	45	67,28	68,08
40	62,77	62,88	40	65,67	65,49

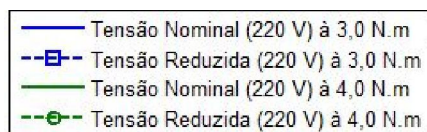
A partir destes resultados provenientes do rendimento do motor em 3 N.m, tem-se que a maior diferença situa-se entre 2,1% representado pelo funcionamento do motor na frequência nominal, ou seja, 60 Hz. Para os outros valores de frequência, a diferença entre os rendimentos se encontra entre 0,11 e 2%.

Para o torque nominal, tem-se que a diferença mais significativa pode ser dada pela frequência de 45 Hz correspondendo à 0,8% entre as das tensões de alimentação. Os outros valores estão compreendidos entre 0,3 e 0,73%.

A Figura 30 ilustra estes resultados.

Figura 30. Siemens Sinamics G110 - 3,0 e 4,0 N.m





Fonte: Autoria Própria

- **Schneider ATV12**
 - **Torque: 0,5 a 2,0 N.m**

Por fim, para este inversor, foram aplicados os mesmos testes e obtidos os mesmos tipos de resultados, cujos valores podem ser visto abaixo.

Quadro 6. Valores de rendimento Schneider ATV12 – 0,5 a 2,0 N.m

0,5 N.m	Ref	Tens. Red	1,0 N.m	Ref	Tens. Red	2,0 N.m	Ref	Tens. Red
FREQ (Hz)	REND	REND (%)	FREQ (Hz)	REND	REND (%)	FREQ (Hz)	REND	REND (%)
60	45,79	52,67	60	58,46	66,21	60	71,67	74,71
55	41,97	50,22	55	57,88	65,86	55	66,66	74,13
50	40,31	48,28	50	56,28	64,52	50	65,24	72,58
45	38,89	44,84	45	55,53	61,23	45	64,02	71,92
40	38,12	43,87	40	54,14	60,29	40	63,49	71,09

Aplicando a mesma análise abordada nos outros inversores, conclui-se que para todas as faixas de torque entre 0,5 e 2,0 N.m a tensão reduzida mostrou uma vantagem considerável quando comparada com a tensão referência.

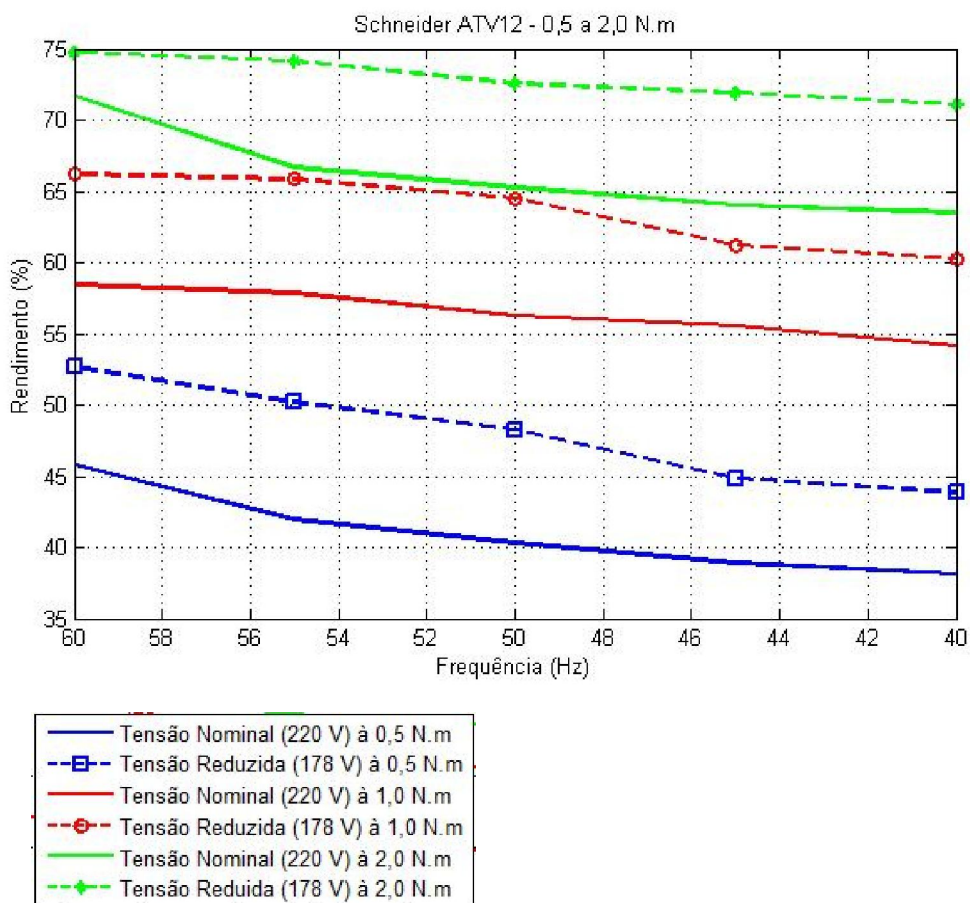
Mais especificamente em 0,5 N.m, tem-se que a maior diferença encontrada entre as duas tensões em questão se encontra em uma frequência de 55 Hz correspondendo à 8,25% de melhoria na eficiência do conjunto. Uma vez que, para os demais valores de frequência, a porcentagem de diferença entre os rendimentos está em torno de 5 a 10%.

Analisando os valores de rendimento obtidos em 1,0 N.m, tem-se que a melhor eficiência obtida em comparação com a tensão de referência se encontra em 50 Hz, correspondente à 8,24%. Sendo assim, fazendo a análise para outros valores de frequência conclui-se que a melhoria média nesta situação se encontra entre 5 e 8%.

Observando os rendimentos em 2,0 N.m para este inversor, pode mensurar que nesta faixa de conjugado a maior melhoria na eficiência do conjunto se dá na frequência de 45 Hz com um valor de aproximadamente 8%. Enquanto que para os outros valores de frequência obtêm-se uma média também de 8% aproximadamente.

A Figura 31 é apresentada para ilustrar estes resultados.

Figura 31. Schneider ATV12 - 0,5 à 2,0 N.m



Fonte: Autoria Própria

○ Torque: 3,0 e 4,0 N.m

Após o chaveamento do autotransformador, fazendo com que este opere em tensão nominal, obteve-se os resultados de rendimento para o motor operando em 3,0 N.m e 4,0 N.m. Estes resultados serão apresentados como segue.

Quadro 7. Valores de rendimento Schneider ATV12 – 3,0 e 4,0 N.m

3,0 N.m	Ref	Tens. Red
FREQ (Hz)	REND	REND (%)
60	76,07	75,67
55	74,97	74,58
50	74,57	74,19
45	73,77	73,04
40	71,08	71,34

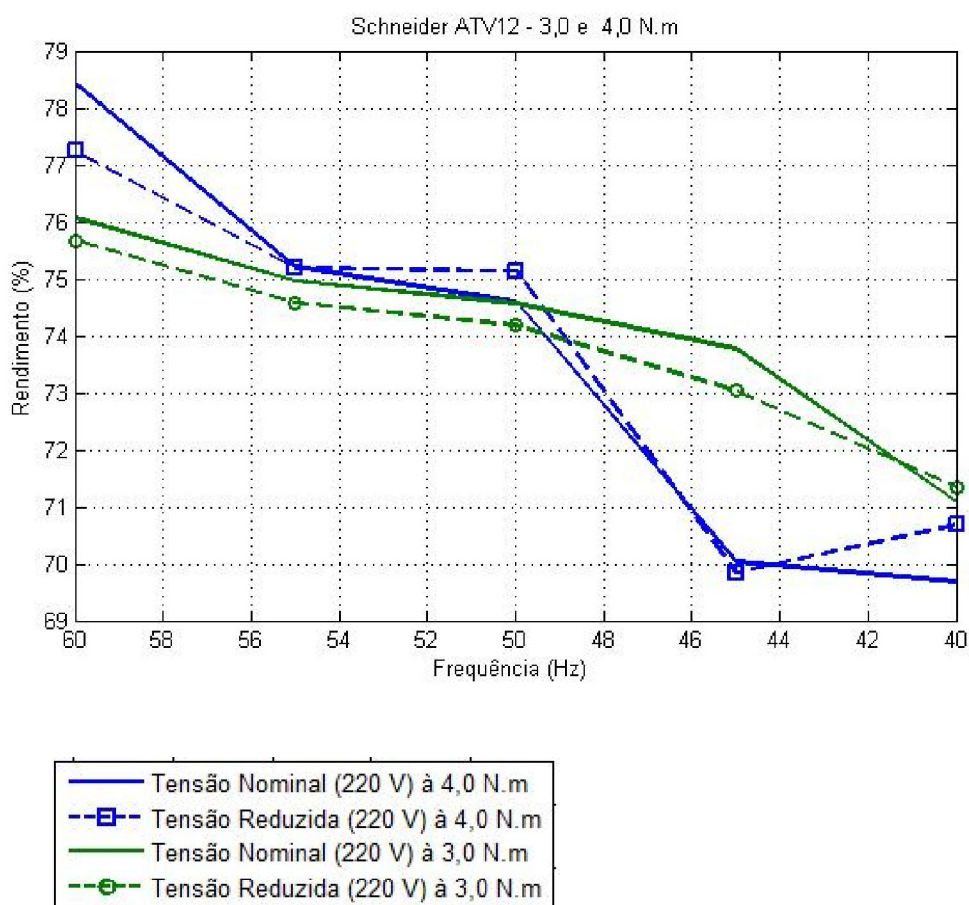
4,0 N.m	Ref	Tens. Red
FREQ (Hz)	REND	REND (%)
60	78,42	77,25
55	75,21	75,19
50	74,59	75,14
45	70,04	69,85
40	69,68	70,68

Analisando primeiramente o comportamento do rendimento do conjunto em 3,0 N.m, é possível observar que a diferença entre os rendimentos não apresenta valores muito expressivos, chegando à 0,73% em sua discrepância máxima, sendo que a média da diferença entre os outros valores de frequência também se encontra em torno deste valor.

Por fim, fazendo uma comparação entre os rendimentos obtidos com tensão reduzida e com tensão nominal, conclui-se que a maior diferença entre eles se encontra em 1,17%, ao passo que, a média dos outros resultado se encontra entre 0,1 e 1%.

A Figura 32 Apresenta estes valores em formato de gráfico para melhor demonstração dos resultados.

Figura 32. Schneider ATV12 - 3,0 e 4,0 N.m



Fonte: Autoria Própria

7 CONCLUSÃO

Por meio de análises comparatórias feitas entre os gráficos obtidos tanto nos resultados preliminares como resultados finais, é possível concluir que o dispositivo proposto pelo presente trabalho aumenta o rendimento do conjunto formado por inversor de frequência e MIT tanto em baixos valores de conjugado no eixo da máquina quanto em algumas situações de operação da máquina em torque nominal. Os resultados finais obtidos se assemelham aos resultados preliminares quando se trata do motor operando à vazio, visto que são situações parecidas, sendo a única diferença entre elas a tensão de alimentação, uma vez que nos resultados preliminares foi utilizada uma tensão mínima de funcionamento utilizando o VARIAC trifásico, enquanto que nos resultados finais utilizou-se a tensão do tap intermediário do autotransformador que apresenta um valor fixo um pouco maior, isso explica a pequena diferença entre os rendimentos obtidos nos dois resultados em questão.

Já para o motor operando em torque nominal, nos resultados preliminares observou-se que entre uma faixa de 60 a 40 Hz para os inversores Siemens Sinamics G110 e Schneider ATV12, os valores de rendimento do motor operando com tensão reduzida se mostraram bem inferiores aos obtidos com tensão nominal, mostrando que neste caso a utilização da tensão nominal se mostra mais vantajosa, deste modo, como pode ser visto nos resultados finais, a utilização de uma tensão “reduzida” com valor igual ao nominal apresentou melhores resultados quando comparados com os resultados preliminares.

Portanto, conclui-se que a estratégia de utilizar o chaveamento dos taps do autotransformador à partir da leitura do conjugado no eixo da máquina, fez com que o motor obtivesse um bom rendimento tanto operando á vazio como com torque nominal, visto que deste modo aplica-se a tensão reduzida como alimentação apenas onde esta se mostrou mais vantajosa, obtendo-se assim um bom rendimento em toda a faixa de conjugado estudada.

8 REFERÊNCIAS

ALMEIDA, A. T.; **Technical and Economical considerations on super high-efficiency three-phase motors**. IEEE transactions on industry applications, v. 50, n. 32, pp 1274 – 1285, 2014.

ALSOFYANI, I. M.; IDRIS, N. R. N. A review on sensorless techniques for sustainable reliability and efficient variable frequency drives of induction motors. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, p. 111121, 2013.

ARANGO, Tania Paola Ledesma. **Avaliação do Impacto de Motores de Indução Trifásicos em Redes de Distribuição de Energia Elétrica e um Proposta de Regulamentação para seu Acesso às Redes de Alte Tensão**. 2009. 111 f. Tese – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009.

BRITO, Claudio Marzo Cavalcante de. **Modelagem computacional de Métodos de Partida de um Motor de Indução Trifásico no SIMULINK/MATLAB**. 2007. 10 f. II Congresso de Pesquisa e Inovação da Rede Norte Nordeste de Educação Tecnológica – CEFET-PI/UNED-Floriano, João Pessoa, 2007.

CORRÊA, Carlos Jesus Anghinoni; DUTRA FILHO, Getúlio Delano. **Comandos de Motores**. 2008. 131 f. - Petróleo Brasileiro S.A., PETROBRAS, Pelotas, 2008.

DRUMMOND, T. L.. **Uma proposta para proteção térmica do motor de indução trifásico utilizando redes neurais artificiais e sensor de baixo custo**. 54 f. Trabalho de conclusão de curso – Graduação em Engenharia Industrial Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2014.

ELEROBRÁS/PROCEL. **Eficiência energética de equipamentos e instalações**. 3 ed. Conservação de energia. Itajubá, 2006.

EPE, . **Balanço energético nacional 2014 – ano base 2013 – relatório final**. **Empresa de Pesquisa Energética – Ministério de Minas e Energia**, 2014.

FERREIRA, F. J. T. E.; ALMEIDA, A. T. **Induction motor downsizing as a low-cost strategy to save energy**. Journal of cleaner production, p. 117131, 2012.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C. Jr.; UMANS, S. D. **Máquinas elétricas**. 6 ed. Porto Alegre: Editora Bookman, 2006.

GOEDTEL, A. et al., **Speed estimation for induction motor using neural networks method**. Revista IEEE América Latina, v. 11, p. 768-778, 2013.

GONGORA, S. et al., **Neural Approach to fault detection in three phase induction motors**. IEEE Latin America Transactions. Pages 1279 – 1288. Vol 14. 2016.

GRACIOLA, C. L. et al. **Neural speed estimator for line-connected induction motor embedded in a digital processor**. Applied Soft Computing. Pages 616-623. Vol 40. 2016

IF-UFRGS. **Sensor Hall**. Disponível em: <http://cta.if.ufrgs.br/projects/instrumentacao-fisica/wiki/Magnet%C3%B4metro_Funcionamento?version=8>. Acesso em: 31 agosto de 2016.

KRISHNAN, R. **Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control**. 1 ed. New York: Prentice Hall, 2001.

KABOLI, S.; ZOLGHADRI, M.; VAHDATI-KHAJEH, E. **A fast flux search controller for dtebased induction motor drives**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 54, n. 5, p. 2407–2416, Oct 2007. ISSN 0278-0046.

NASCIMENTO, G. **Comandos elétricos – teoria e atividades**. 1 ed. São Paulo: Editora Érica, 2013.

PIAZZA, M. C.; PUCCI, M. **Techniques for efficiency improvement in PWM motor drives**. Electric Power Systems Research, v. 136, pp. 270 – 280, 2016.

SAIDUR, R. **A review on electrical motors energy use and energy savings**. Renewable and Sustainable Energy Reviews. v. 14, p. 877 – 898, 2010.

SANTOS, T. H. dos; GOEDTEL, A.; SILVA, S. A. O. da; SUETAKE, M. **Scalar control of an induction motor using a neural sensorless technique**. Electric Power Systems Research, v. 108, n. 0, p. 322 – 330, 2014. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779613003222>>.

SAUER, I. L.; TATIZAWA, H.; SALOTTI, F. A. M.; MERCEDES, S. S. (2014). **A comparative assessment of Brazilian electric motors performance with minimum efficiency standards**. Renewable and Sustainable Energy Reviews. v. 41, p. 308 – 318, 2014.

SCARMIN, Alcir. **Energetic Efficiency Optimization in Induction Motors Drives Using Adaptive Discrete Time Control Techniques**. 2011. 107f. Dissertação – Programa de

PósGraduação em Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. PatoBranco, 2011.

SEDRA A.; SMITH K. **Microeletrônica**. Pearson Prentice Hall, 5ª edição, 2007.

SILVA, F. B.; SIMONETTI, D. S. L.; FARDIN, J. F.; URTUBI, I D. L. V.; ORLANDO, M. T. D. **Limitador de corrente de partida de MIT utilizando supercondutor htsc resistivo**. **Congresso Brasileiro de Automática**, Bonito, pp. 4918-4925, 2010.

SUETAKE, M.; SILVA, I. da; GOEDEL, A. **Embedded dsp-based compact fuzzy system and its application for induction-motor v/f speed control**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 58, n. 3, p. 750–760, March 2011. ISSN 0278-0046.

SUETAKE, M. **Implementação de Sistemas Inteligentes em Processadores Digitais para controle de Maquinas Elétricas Rotativas**. Dissertação de Mestrado. São Carlos: Universidade de São Paulo, 2008.

TAKAOKA, T. S.. **Automatização de Uma Bancada de Ensaio Para Máquinas Elétricas**. 2014. 47 p. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Industrial Elétrica: Ênfase em Eletrotécnica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2014.

VAS, P. **Sensorless vector and direct torque control**. [S.l.]: Oxford University Press, 1998. (Monographs in electrical and electronic engineering). ISBN 9780198564652

VIANA A. N. C. et al. – **Eficiência energética: Fundamentos e Aplicações**. 1 ed. Programa de eficiência energética. Campinas, 2012.

WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A. – **Guia de aplicações de inversores de frequência**, Jaraguá do Sul, 2009.

WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A. – **Motores de indução trifásicos**, Jaraguá do Sul, 2009.