

Desenvolvimento de forno compacto e de baixo custo para soldagem de componentes eletrônicos de tecnologia SMT

Carlos Eduardo Teixeira⁽¹⁾, Jean Wellington de Souza⁽²⁾

¹Professor do Curso de Engenharia Elétrica na FEPI – Centro Universitário de Itajubá, carlos.e.teixeira@outlook.com

²Graduando em Engenharia Elétrica FEPI – Centro Universitário de Itajubá, jeandesouzamountain@outlook.com

RESUMO

A eletrônica nos dias atuais tem buscado cada vez mais minimizar equipamentos sem que percam sua funcionalidade. Tal conquista só foi possível através do avanço da tecnologia de montagem em superfície (ou SMT, do inglês *Surface Mounting Technology*), seja pela redução de tamanho dos próprios componentes, ou pelo aperfeiçoamento das técnicas de montagem e soldagem. No contexto de equipamentos de soldagem, tais como os fornos de refusão, elevados custos estão sempre associados, o que dificulta seu uso em projetos eletrônicos de menor escala. Nesta vertente, o presente trabalho tem por objetivo iniciar a construção de um forno através do desenvolvimento de um circuito eletrônico responsável pelo controle de temperatura do mesmo, o que pode auxiliar pesquisadores e pequenas empresas no avanço de seus trabalhos. Como parte do projeto de pesquisa, este trabalho traz os estudos e resultados obtidos das etapas percorridas até o presente momento.

Palavras-chaves: **soldagem de componentes, forno de refusão, microcontrolador, PID discreto.**

INTRODUÇÃO:

A Tecnologia de Montagem em Superfície (do inglês *Surface-Mount Technology*, ou SMT) representa um marco na evolução da eletrônica, cada vez mais evidente nos avanços da ciência e tecnologia. Com seu advento no final da década de 60, sobrepôs a antecessora THT (do inglês *Through-Hole Technology*), pois permitiu a compactação ainda maior dos componentes eletrônicos em suas placas, sem a necessidade de furá-las. Assim, transformou a automatização da produção de dispositivos eletrônicos em uma forma mais prática e rápida, com processos mais rápidos e com menor intervenção humana, reduzindo custos associados à fabricação e à montagem [1].

Os dispositivos SMDs (do inglês *Surface-Mount Devices*) são produzidos a partir do posicionamento e soldagem dos componentes na superfície de uma PCB (do inglês *Printed Circuit Board*). Com a otimização do espaço de 50 a 90%, é possível que componentes cada vez menores, os SMCs (do inglês *Surface-Mount Component*), sejam fixados a base, inclusive nas duas faces da placa, o que propicia uma redução a escalas cada vez

menores dos equipamentos. O tamanho reduzido influencia na automatização da fabricação, pois seu formato e método padronizados implicam, devido a menor taxa de falhas, em maior garantia de qualidade e no melhor aproveitamento do espaço para estoque e transporte. A ausência de longos terminais, em comparação à tecnologia THT, evita a ruptura e o desgaste das juntas, implicando em maior resistência a impactos [2].

A contaminação é outro fator importante a ser considerado na soldagem de equipamentos eletrônicos, mínimas interferências do meio externo podem afetar a qualidade das juntas. A SMT, por proporcionar maior isolamento e automação da soldagem propiciando menor contaminação, sendo efetuada a partir do manuseio e posicionamento preciso por máquinas, impede a influência da umidade e confere maior durabilidade e qualidade ao equipamento. O custo de mão de obra é reduzido com esta tecnologia, no entanto os SMEs (do inglês *Surface-Mount Equipment*), ou equipamentos de montagem em superfície, como fornos de refusão industrial e máquinas *pick-and-place*, são produtos de alto valor agregado.

Com base nessas informações, este projeto de pesquisa tem por objetivo o estudo e o desenvolvimento do projeto eletrônico de um forno de refusão compacto capaz de atender as necessidades da soldagem de componentes com tecnologia SMT [3, 4, 5, 6]. Em outras palavras, almeja-se conhecer e desenvolver um sistema capaz de traçar os perfis de temperatura exigidos para a soldagem adequada de tais componentes.

MATERIAL E MÉTODO

O início do trabalho contou inicialmente com o conhecimento dos perfis de temperatura exigidos para a soldagem de determinados componentes eletrônicos [8,9,10].

Estes perfis serão realizados através do acionamento controlado dos elementos aquecedores que compõem o forno. Estes, por sua vez, serão controlados pelos circuitos eletrônicos desenvolvidos. As técnicas de controle serão realizadas por meio da implementação discreta de controladores PID. Por fim, torna-se indispensável o estudo sobre os circuitos atuadores, responsáveis pelo condicionamento dos sinais de controle para os sinais efetivos de comando da variável do processo, neste caso a temperatura. Neste trabalho, apenas os resultados obtidos sobre os perfis de temperatura e do controle de potência serão abordados, visto que estes foram os tópicos estudados até o momento.

1. Perfis de Temperatura

A primeira parte do projeto de pesquisa visou buscar um perfil ideal de temperatura que atendesse à maioria dos componentes SMDs utilizados através da análise nas folhas de dados (ou *datasheets*), onde a maioria continha instruções para soldagem através do método de refusão dos componentes. Foi determinado que a soldagem acontecesse em três etapas: pré-aquecimento (0°C a 150°C), refusão (200°C a 250°C) e o resfriamento. O gráfico da Figura 1 demonstra a curva característica resultante escolhida para o processo de soldagem.

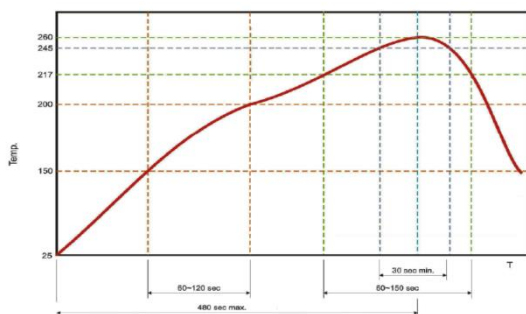


Figura 1 - Curva característica do processo de soldagem

2. Controle de Potência

O controle da potência fornecida para aquecimento do forno será feito através do chaveamento de tiristores. Em específico, o acionamento do elemento aquecedor será feito pelos conhecidos TRIACs. Para isso, foi necessário conhecer e elaborar dois circuitos: o circuito detector das passagens por zero do sinal da rede elétrica e o circuito para definição do ângulo de disparo do TRIAC.

O circuito desenvolvido para detecção das passagens por zero do sinal da rede elétrica é apresentado na Figura 2 e foi elaborado com base em [7]. Este é responsável pelo isolamento da rede elétrica do microprocessador, visto que elevadas tensões quando aplicadas a qualquer microprocessador podem danificá-lo. Os resistores inseridos têm por função limitar a corrente que atravessará o diodo emissor de luz (ou LED, do inglês *Light Emitter Diode*) integrado ao circuito optoacoplador. Conforme datasheet do componente [11], faz-se necessário que a corrente elétrica entregue ao optoacoplador não ultrapasse 50mA. Com a especificação de dois resistores de 47kΩ em paralelo, resultando em uma resistência equivalente de 23,5kΩ, e considerando que a tensão direta do LED é de 2V, a corrente eficaz do LED será de

$$I_{LED} = \frac{V_{RMS REDE} - V_{LED} - 2 * V_{FDIODO}}{R_{eq}}$$

$$I_{LED} = \frac{127 - 2 - 2 * 0,7}{23,5k} = 5,25mA$$

Observa-se que esta corrente se encontra dentro dos limites impostos pelo fabricante.

A ponte de diodos retifica o sinal alternado oriundo da rede elétrica, fazendo com que o LED conduza durante ambos os ciclos (positivo e negativo) sempre que a tensão aplicada em seus terminais superar sua tensão direta. Durante a condução do LED integrado ao circuito optoacoplador, este fornecerá um sinal de luz excitará a terminal base do fototransistor, também integrado ao optoacoplador. Sempre que sua base for excitada, o transistor entrará na região de saturação, fazendo com que o sinal de saída fique em nível baixo. Quando a base não for excitada, o fototransistor entrará na região de corte e não conduzirá, fazendo com que a saída seja levada para 5V devido ao resistor de pull-up. Como consequência da retificação por onda completa, pulsos quadrados de 5V e frequência de 120Hz serão gerados como saída deste circuito. Estes pulsos coincidirão com os momentos de

cruzamento de zero do sinal alternada da rede elétrica.

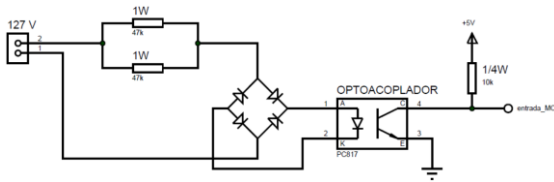


Figura 2 - Detector de passagem por zeros

Ainda com o intuito de isolar a rede elétrica do microcontrolador, nesta etapa o acionamento do elemento aquecedor do forno é feito por um acoplador óptico. Neste caso, quando uma corrente através o LED do optoacoplador, este emitirá um sinal de luz ao terminal de disparo TRIAC integrado ao circuito. Dependendo do instante (ou ângulo) que o sinal de disparo for enviado, o tiristor permitirá que apenas parte do sinal da rede elétrica seja passada para a carga. Em outras palavras, será possível controle a potência fornecida da rede elétrica à ao elemento aquecedor através do ângulo de disparo do TRIAC. A tensão eficaz aplicada sobre o elemento aquecedor, considerando-o puramente resistivo, será de

$$V_{RMS} = V_o \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}},$$

em que $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ é o ângulo de disparo e V_o é a tensão eficaz da rede elétrica.

Conhecendo-se a tensão eficaz, bem como o valor da resistência do elemento aquecedor (no caso puramente resistivo), será possível determinar a potência do mesmo. A Figura 3 apresenta o circuito para controle de potência do aquecedor pelo ângulo de disparo do TRIAC.

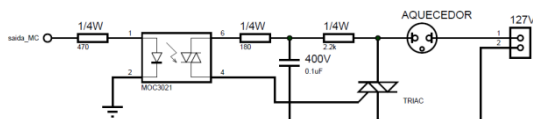


Figura 3 - Circuito de controle de disparo por ângulo

RESULTADOS E DISCUSSÃO

A simulação para o circuito detector de zeros e para o controle de potência por ângulo de disparo foi satisfatória. Os pulsos gerados pelo circuito demonstram o início do disparo do TRIAC. Foi utilizado um potenciômetro para alterar o ângulo do circuito de disparo e com auxílio de uma lâmpada AC, foi possível

observar o controle de potência que será utilizado para aquecimento do forno.

Ainda não foi possível especificar qual será o dispositivo que será utilizado como aquecedor. Há a opção de duas lâmpadas halógenas de 500W/127V/3,5A de cor vermelha 2700K ou uma resistência elétrica de forno doméstico Fischer 1000W/127V. Isto dependerá da análise da capacitância térmica e da escolha adequada dos elementos de chaveamento. A princípio, o microcontrolador escolhido foi o ATMEGA328P, encontrado comumente nas plataformas de prototipagem Arduino..

CONCLUSÃO

Os resultados obtidos têm sido bastante satisfatórios. Foi possível determinar, entre muitos modelos de componentes, um perfil que fosse aconselhável para todos, mesmo sob o aspecto de que nem todos componentes são fabricados do mesmo material.

Os próximos passos para o projeto serão o desenvolvimento da programação do firmware a ser embarcado no sistema e o estudo sobre a modelagem do sistema térmico em questão, ou seja, o forno. O *firmware* contará com a leitura dos sinais analógicos e digitais envolvidos, bem como o processamento baseado em controladores discretos PID para emissão do pulso para disparo dos TRIACs. O estudo do sistema térmico será útil para a especificação dos materiais a serem utilizados na construção do forno. Por fim, deseja-se elaborar os esquemáticos e o *layout* dos circuitos eletrônicos associados com uso de *software* KiCad para posterior fabricação dos mesmos.

REFERÊNCIAS

- [1] G. D. Meceneiro, B. T. d. S. Conrado, R. L. Ximenes e T. S. dos Santos, "Desenvolvimento de Forno para solda de Componentes SMD," em Proceeding Series of the Brazilian Society of Applied and Computational Mathematics, Natal, 2015.
- [2] D. Körbes, Traçador de Perfil Térmico para Uso na Indústria Eletrônica, Florianópolis, 2011.
- [3] T. H. Pavaneli, F. A. d. S. Gonçalves, I. B. Tavares e C. A. Bissochi Junior, Projeto de Controle de um Forno para Soldagem de Dispositivos SMD, Uberlândia, 2011.
- [4] J. P. Sant'Anna Júnior, Siscontrol - Sistema de Controle Digital de Temperatura para Forno de Solda BGA e SMD, Curitiba, 2013.

- [5] A. J. K. Pambuldi, F. I. Hariadi e M. I. Arsyad, "Development of Low-Cost Reflow Oven for SMT Assembly," em International Symposium on Electronics and Smart Devices, Yogyakarta, 2017.
- [6] B. Rosu, P. Reyes-Turcu e D. Simion-Zanescu, "Thermal Management System for Reflow Oven," em International Spring Seminar on Electronics Technology, Stará Lesná, 2003.,
- [7] - AHMED, Ashfaq. Eletrônica de potência. São Paulo, SP: Pearson Prentice Hall, 2006.
- [8] – Vishay Sprague. Datasheet: Solid Tantalum Surface Mount Chip Capacitors Tantamount, Molded Cases, Standard Industrial Grade. Electronic Publication, 2017.
- [9] – Multicomp. Datasheet: Multilayer SMD Ceramic Capacitors, General Purpose Series (10 to 100V) NP0, X7R & Y5V Dielectrics. 2013
- [10] – Capasen. Datasheet: SMD Inductor (Coils)(TDK) For signal line (wound) NLV Series NLV25. 2005
- [11] – Sharp Corporation. Datasheet PC817X Series. 2003

Caracterização da curva $I - V$ de painéis fotovoltaicos por meio do algoritmo de Newton

Jorge Batista Júnior⁽¹⁾; Bruno de Nadai Nadai Nascimento⁽²⁾

¹Graduando em Engenharia Elétrica FEPI – Centro Universitário de Itajubá, jorgebjr91@gmail.com

²Professor do Curso de Engenharia Elétrica na FEPI – Centro Universitário de Itajubá, nadaibruno@gmail.com

RESUMO

A energia proveniente do sol é a principal responsável por preservar a vida no planeta terra, além de ser considerada uma energia limpa e inesgotável. Na atualidade há uma forte vertente para a utilização de sistemas fotovoltaicos (PV) como fonte de energia renovável e essencial. No meio dos diversos recursos renováveis a energia extraída por meio do efeito fotovoltaico é o modo mais elementar e sustentável em decorrência da abundância e da fácil obtenção. Ainda que ocorra certa oscilação da luz do sol, esta é gratuita e encontra-se generosamente acessível durante o dia. O sistema de geração PV é constituído na sua essência por módulos fotovoltaicos cujas características de saída dependem de fatores como radiação solar e temperatura da célula, assim sendo, possuem características elétricas não lineares. Este artigo apresenta a modelagem do módulo PV, utilizando o modelo de diodo único e propõe a extração de parâmetros da curva de corrente e tensão do módulo, considerando de grande relevância prever o comportamento do módulo PV em inúmeras condições de radiação, temperatura e carga.

Palavras-chave: energia fotovoltaica, curva I-V, método Newton-Raphson.

INTRODUÇÃO

O progresso de qualquer civilização está diretamente interligado ao avanço tecnológico e a utilização da energia em suas diversas fontes. A garantia deste avanço e prosperidade passa por assegurar que a geração de energia esteja em um patamar considerável e disponível para atender a uma demanda que possa suprir o desenvolvimento da sociedade (DIAS, M.V.X.; Borotni, E.C.; Haddad, J.; 2005). Em virtude da dependência do sistema elétrico brasileiro à geração hidráulica, o esgotamento das fontes hídricas, além das restrições ambientais para a construção de grandes centrais geradoras, e tendo em vista uma demanda cada vez mais elevada de energia, a chamada geração distribuída, doravante grafada GD, ganha força no cenário energético atual (DZIMANO, B. S. G. 2008). Define-se GD referindo-se a geração de energia elétrica de pequeno porte, a partir de fontes renováveis, com produção direcionada à carga local ou subsequente, alimentada sem necessidade de rede de transmissão e conectada ao sistema de distribuição de energia elétrica. (DIAS, M.V.X.; Borotni, E.C.; Haddad, J.; 2005).

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) adotou uma série de medidas em relação ao gerenciamento pelo lado da demanda, dentre elas a compensação de energia elétrica, ou seja, a energia gerada é utilizada para abater o seu

consumo. Em outras palavras quando a quantidade de energia gerada pelo consumidor estiver acima do seu consumo atual, o saldo positivo pode ser empregado para abater os consumos subsequentes, e estes créditos gerados poderão ser utilizados durante um período determinado. Planejando aperfeiçoar a estrutura de tarifas a ANEEL também elaborou a tarifa horária branca com o propósito de estimular a redução do consumo de energia elétrica no horário de ponta, onde o sistema encontra-se mais carregado, tornando o valor da tarifa neste horário bem maior em relação aos demais. Em síntese essas ações impulsionam a instalação de GD sendo uma alternativa ao consumidor, sobretudo seu funcionamento nos períodos de maior carregamento do sistema, como visto anteriormente, período de maior valor tarifário (SANTOS, L. L. C.; 2014).

Atualmente as fontes alternativas de geração de energia estão sendo bem difundidas: geradores eólicos, geradores a combustível, células fotovoltaicas, microturbinas entre outros. Entretanto, neste contexto a energia solar destaca-se como uma das principais fontes de geração distribuída. Soma-se a isto o fato de incentivos recentes a geração fotovoltaica com o intuito de atenuar problemas ambientais como a redução da emissão de gases de efeito estufa para a atmosfera e aquecimento global (DZIMANO, B. S. G. 2008). A geração de energia solar é proveniente do fenômeno da radiação solar, sendo este

oriundo do núcleo do sol, por meio da fusão de átomos de hidrogênio em hélio. A mesma radiação solar é capaz de ser empregada tanto na qualidade de fonte de calor aquecendo fluidos e superfícies ou utilizada de modo direto gerando energia elétrica ou mecânica. Acrescenta-se também que a geração de energia elétrica decorrente da radiação solar resulta-se do fenômeno fotovoltaico (PV) que transforma os fótons presentes na luz do sol em energia elétrica através de células fotovoltaicas. Dessa forma percebe-se o quanto é complexo o sistema fotovoltaico visto que os módulos PV são constituídos por meio do arranjo de inúmeras células fotovoltaicas (ALMEIDA, A. B. 2013).

Tendo em vista que grande parte dos fabricantes de painéis fotovoltaicos apresentam aos usuários apenas algumas características de desempenho típico do módulo PV, considera-se fundamental uma modelagem confiável do mesmo (KELES, C; ALAGOZ B. B.;2013). A capacidade de prever o desempenho de um sistema fotovoltaico em diversas alternâncias de temperatura, radiação e carga é de grande valia para a elaboração do projeto da planta PV, para o dimensionamento de seus conversores, estratégia de controle, além de estudos de planejamento (ALMEIDA, A. B. 2013). Este artigo propõe a utilização de formulação matemática para a plotagem da curva I-V do painel fotovoltaico. Sendo esta curva uma importante ferramenta que permite ter uma compreensão melhor do desempenho do sistema, auxiliando nos estudos de impactos da inserção da geração distribuída no sistema de distribuição de energia, além de respostas de transitórios para análise de estabilidade e confiabilidade.

MATERIAL E MÉTODOS

A fim de compreender o comportamento elétrico de uma célula fotovoltaica, é trivial a utilização de um modelo elétrico similar. O circuito equivalente que é amplamente empregado neste caso é representado por um modelo exponencial simples, ou seja, uma fonte de corrente em paralelo com um único diodo. Apesar deste modelo ser vastamente utilizado e aceito, não é o mais preciso, no entanto devido a um menor esforço computacional será o modelo adotado neste estudo (CASARO, M.M; Martins D.C.; 2008). A física presente na célula fotovoltaica é análoga à do diodo clássico com junção p-n. No instante em que a junção absorve luz, a energia dos fótons infiltrados é deslocada para o sistema elétron-próton do material, criando carga portadoras que são separados na junção. Considera-se células PV reais portanto as perdas de energia existentes são expressas por meio das resistências inseridas no circuito

equivalente (KELES, C; ALAGOZ B. B.;2013). Na Figura 1 é apresentado o modelo utilizado.

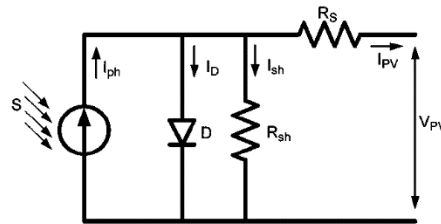


Figura 1. Circuito Equivalente da Célula PV (ALMEIDA, A. B. 2013).

Analizando a Figura 1, pode-se determinar, conforme mostrado em (ALMEIDA, A. B. 2013), a corrente fornecida pelo, expressa por meio da equação (1).

$$I_{PV} = I_{ph} - I_D - I_{sh} = I_{ph} - I_0 \left\{ e^{\frac{q(V_{PV} + R_s I_{PV})}{AKT}} - 1 \right\} - \frac{R_s I_{PV}}{R_{sh} + V_{PV}} \quad (1)$$

onde:

- I_{PV} : corrente da carga (A);
- I_{ph} : corrente fotogerada (A);
- I_D : corrente do diodo (A);
- I_{sh} : corrente shunt (A);
- I_0 : corrente de saturação reversa do diodo (A);
- R_s, R_{sh} : resistência série e paralela, respectivamente (Ω);
- V_{PV} : tensão da carga (V);
- A : fator de qualidade da junção p-n;
- K : constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K);
- T : temperatura da junção (K);
- q : carga elementar do elétron (1.602×10^{-19} C).

A corrente I_D , que passa pelo diodo da Figura 1 é encontrada por meio da equação de Shockley considerando diodo ideal, $I_0 \left\{ e^{\frac{q(V_{PV} + R_s I_{PV})}{AKT}} - 1 \right\}$, como demonstrado na equação (1). E os parâmetros empregados na formulação (I_{ph}, I_0, R_s, R_{sh} e A) alternam conforme a variação da temperatura e radiação, além da técnica utilizada na fabricação do painel fotovoltaico.

O equacionamento matemático é feito primeiramente na definição dos indicadores em condições padrão de teste. Sabe-se que fatores como a resistência da carga bem como a temperatura da célula PV e a radiação da luz solar incidente influenciam diretamente na potência de saída de um painel fotovoltaico. Neste contexto, os fabricantes disponibilizam apenas parâmetros restritos de operação, dentre eles: tensão e corrente para máxima potência, tensão de circuito aberto e corrente de curto circuito. Com essas informações é possível encontrar somente uma alta potência na saída do circuito, que definitivamente não

condiz com a realidade da situação operativa real.

No âmbito da realidade, para definir os indicadores da Equação 1 com valores de referência de acordo com uma condição típica de operação e exibir a curva I-V fornecida pelo fabricante, utiliza-se os um número de equações idêntico ao número de incógnitas. Neste caso adota-se três pontos fundamentais na curva I-V do módulo fotovoltaico: ponto de máxima potência (corrente da carga igual a corrente de máxima potência e tensão da carga sendo a tensão máxima), ponto de circuito aberto (corrente da carga nula e tensão de circuito aberto) e ponto de curto circuito (corrente da carga igual a corrente de curto circuito e tensão na carga nula).

Assim após a estabelecer estes três pontos fundamentais, definiram-se as equações a ser manipuladas tendo por fundamento a Equação 1. Alterando inicialmente os valores de corrente e tensão na carga na Equação 1 para o ponto de curto circuito, encontra-se a Equação 2:

$$I_{sc} = I_{ph} - I_0 \left\{ e^{\frac{qR_s I_{sc}}{AKT}} - 1 \right\} - \frac{R_s I_{sc}}{R_{sh}} \quad (2)$$

onde:

I_{sc} : corrente de curto circuito (A);

Replicando o mesmo molde para o ponto de circuito aberto e máxima potência, mantendo como base a Equação 1, encontram-se as Equações 3 e 4:

$$I_{mpp} = I_{ph} - I_0 \left\{ e^{\frac{q(V_{mpp} + R_s I_{mpp})}{AKT}} - 1 \right\} - \frac{V_{mpp} + R_s I_{mpp}}{R_{sh}} \quad (3)$$

$$0 = I_{ph} - I_0 \left\{ e^{\frac{qV_{oc}}{AKT}} - 1 \right\} - \frac{V_{oc}}{R_{sh}} \quad (4)$$

onde:

I_{mpp} : corrente para máxima potência (A);

V_{mpp} : tensão para máxima potência (V)

Ainda mais, aplicando a derivada em relação à tensão da carga (V_{pv}) na Equação 1 obtém-se a Equação 4:

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = -I_0 \left\{ \frac{q}{AKT} \left(1 + R_s \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \right) e^{\frac{q(V_{pv} + R_s I_{pv})}{AKT}} \right\} - \frac{1}{R_{sh}} \left(1 + R_s \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \right) \quad (5)$$

Alterando os valores de corrente e tensão na carga na Equação 5 para o ponto de curto circuito e também para o ponto de circuito aberto, encontram-se as Equações 6 e 7:

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \Big|_{V_{pv}=0} = -I_0 \left\{ \frac{q}{AKT} \left(1 + R_s \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \Big|_{V_{pv}=0} \right) e^{\frac{qR_s I_{sc}}{AKT}} \right\} - \frac{1}{R_{sh}} \left(1 + R_s \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \Big|_{V_{pv}=0} \right) \quad (6)$$

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \Big|_{I_{pv}=0} = -I_0 \left\{ \frac{q}{AKT} \left(1 + R_s \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \Big|_{I_{pv}=0} \right) e^{\frac{qV_{oc}}{AKT}} \right\} - \frac{1}{R_{sh}} \left(1 + R_s \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \Big|_{I_{pv}=0} \right) \quad (7)$$

A potência de saída do módulo PV em qualquer ponto de operação é dada pela Equação 8.

$$P_{pv} = V_{pv} I_{pv} \quad (8)$$

Derivando a equação (8) em relação à tensão da carga (V_{pv}), obtém-se a Equação 9.

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad (9)$$

Igualando-se $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}}$ a zero e substituindo-se na Equação 9, é possível encontrar o valor de V_{pv} para a máxima potência, como demonstrado a na Equação 10.

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = -\frac{I_{mpp}}{V_{mpp}} \quad (10)$$

Realizando a substituição da Equação 10 na Equação 5, tem-se a Equação 11:

$$\frac{I_{mpp}}{V_{mpp}} \left\{ \frac{q}{AKT} \left(1 - R_s \frac{I_{mpp}}{V_{mpp}} \right) e^{\frac{q(V_{mpp} + R_s I_{mpp})}{AKT}} \right\} + \frac{1}{R_{sh}} \left(1 - R_s \frac{I_{mpp}}{V_{mpp}} \right) \quad (11)$$

Posteriormente os indicadores (I_{ph} , I_0 , R_s , R_{sh} e A) serão obtidos aplicando o método iterativo de Newton- Raphson para resolução de equações não lineares. Os parâmetros

(I_{mpp} , V_{mpp} , V_{oc} , I_{sc} , $\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}$ e $\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}$) possuem valores fornecidos por meio do *datasheet* do próprio fabricante. Já as condições iniciais dos indicadores (I_{ph} , I_0 , R_s , R_{sh} e A), serão determinados mediante as expressões equivalentes aquelas utilizadas nos métodos analíticos, conforme (ALMEIDA, A. B. 2013). Tais parâmetros são estimados por meio das Equações 12-18.

$$A = \frac{V_{mpp} + R_{so} I_{mpp} - V_{oc}}{\frac{KT}{q} \left\{ \ln \left(I_{sc} - \frac{V_{mpp}}{R_{sho}} - I_{mpp} \right) - \ln \left(I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_{sh}} \right) + \frac{I_{mpp}}{I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_{sho}}} \right\}} \quad (12)$$

$$R_{sh} = \frac{1}{G_{sho}} \quad (13)$$

$$I_0 = (I_{sc} - V_{oc} R_{sh}) e^{-\frac{qV_{oc}}{AKT}} \quad (14)$$

$$R_s = \frac{1}{G_{so}} - \frac{AKT}{qI_0} e^{-\frac{qV_{oc}}{AKT}} \quad (15)$$

$$I_{ph} = I_{sc} \left(1 - \frac{R_s}{R_{sh}}\right) + I_0 \left(e^{\frac{qR_s I_{sc}}{AKT}} - 1\right) \quad (16)$$

onde:

$$G_{so} = \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \bigg|_{V_{pv}=0} \quad (17)$$

$$G_{sho} = \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \bigg|_{V_{pv}=0} \quad (18)$$

Os parâmetros definidos anteriormente relacionam-se a uma situação particular de operação, ou seja, esses parâmetros necessitam ser reparados para diversos modos operativos. Em seguida aplica-se então o método de Newton-Raphson, como comentado anteriormente é utilizado para obter as raízes de uma função não linear, a partir do cálculo da linearização jacobiana da função no decorrer de um ponto de partida, empregando essa linearização para alcançar o zero mais próximo. Em outras palavras o valor inicial é substituído pelo valor anterior para encontrar um novo valor mais próximo do resultado. A formulação de Newton-Raphson para um iteração K qualquer é expressa pela Equação 19.

$$[X]_{K+1} = [X]_K - [Jf(X)_K]^{-1} [f(X)_K] \quad (19)$$

onde:

X : variáveis a serem encontradas (I_{ph}, I_0, R_s, R_{sh} e A);

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(X) \\ f_2(X) \\ f_3(X) \\ f_4(X) \\ f_5(X) \end{bmatrix} \text{ é o conjunto de equações,}$$

representadas pelas Equações 5, 2, 7, 6 e 11, respectivamente;

Por fim, $Jf(X)$ representa a matriz Jacobiana do sistema, expressa por meio da Equação 20.

$$Jf(X) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial I_{ph}} & \frac{\partial f_1}{\partial I_0} & \frac{\partial f_1}{\partial A} & \frac{\partial f_1}{\partial R_s} & \frac{\partial f_1}{\partial R_{sh}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial I_{ph}} & \frac{\partial f_2}{\partial I_0} & \frac{\partial f_2}{\partial A} & \frac{\partial f_2}{\partial R_s} & \frac{\partial f_2}{\partial R_{sh}} \\ \frac{\partial f_3}{\partial I_{ph}} & \frac{\partial f_3}{\partial I_0} & \frac{\partial f_3}{\partial A} & \frac{\partial f_3}{\partial R_s} & \frac{\partial f_3}{\partial R_{sh}} \\ \frac{\partial f_4}{\partial I_{ph}} & \frac{\partial f_4}{\partial I_0} & \frac{\partial f_4}{\partial A} & \frac{\partial f_4}{\partial R_s} & \frac{\partial f_4}{\partial R_{sh}} \\ \frac{\partial f_5}{\partial I_{ph}} & \frac{\partial f_5}{\partial I_0} & \frac{\partial f_5}{\partial A} & \frac{\partial f_5}{\partial R_s} & \frac{\partial f_5}{\partial R_{sh}} \end{bmatrix} \quad (20)$$

Para o desenvolvimento do trabalho será implementado um algoritmo por meio do Matlab e a solução encontrada resultará na curva I-V característica de um módulo fotovoltaico.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Este estudo encontra-se ainda em desenvolvimento o objeto é verificar a utilização

do modelo exponencial simples apresentado e conseguir representar com êxito a curva I-V característica, assim como demonstrado na figura 2 a seguir:

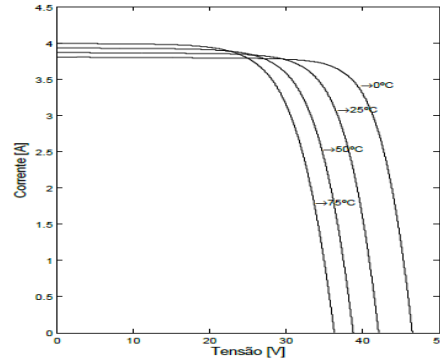


Figura 2- Curva I-V do módulo PV (ALMEIDA, A. B. 2013).

CONCLUSÕES

Este trabalho ainda se encontra em desenvolvimento. No entanto, adianta-se a necessidade de implementar um algoritmo de simples formulação e que tenha a precisão necessária para reproduzir o comportamento de um painel PV. Nesse contexto, espera-se comparar curvas geradas pelo algoritmo com as fornecidas pelo fabricante, para diversas condições de irradiação solar e temperatura ambiente.

REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, A. B. Um modelo unificado para análise de geração distribuída nos sistemas de transmissão e distribuição, Tese de D.r.; Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2013.
- CASARO, M.M; Martins D.C. Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análises em eletrônica de potência via simulação. Eletrônica de potência, v.13, nº3, p.141-146, 2008.
- DIAS, M.V.X.; Borotni, E.C.; Haddad, J. Geração Distribuída no Brasil: Oportunidades e Barreiras, Revista Brasileira de Energia, Sociedade Brasileira de Planejamento Energético-SBPE, Rio de Janeiro: Vol.11, nº2, 2005.
- DZIMANO, B. S. G.; 'Modeling of photovoltaic systems', Tese de M.Sc.; The Ohio State University, USA, 2008.
- KELES, C; ALAGOZ B. B.; 'A photovoltaic system model for Matlab/Simulink simulations', Istanbul, Turkey, 2013.
- SANTOS, L. L. C.; Metodologia para análise de tarifa branca e da geração distribuída de pequeno porte nos consumidores residências de baixa tensão, Tese de M.Sc.; Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2014.

Desenvolvimento de um medidor de tensão não invasivo

Danilo Augusto dos Santos⁽¹⁾; Tiago Rodrigues dos Santos Nogueira⁽²⁾

¹ Graduando em Engenharia Elétrica – Centro Universitário de Itajubá – FEPI; danilo95.k099@hotmail.com;

² Professor Mestre e Coordenador do curso de Engenharia Elétrica - Centro Universitário de Itajubá – FEPI; eletrica@fepi.br;

RESUMO

Este trabalho investiga cientificamente um formato de sensor de tensão não invasivo. A tensão medida será realizada em uma rede elétrica monofásica e trifásica de frequência 60Hz. As características do sinal obtido são avaliadas para os cabos elétricos de várias seções nominais. Os resultados são avaliados numericamente e experimentalmente e pretendemos realizar a montagem de um protótipo ao final.

Palavras-chave: Tensão. Não Invasivo. Medição. Capacitor.

INTRODUÇÃO

Com o passar dos tempos final do século XIX e começo do século XX aumentou-se a preocupação com relação ao monitoramento da energia elétrica. Um medidor de energia elétrica é um equipamento capaz de realizar medições de corrente e tensão e fazer os cálculos dos parâmetros. Este equipamento é encontrado na grande maioria das residências, indústrias e comércios do mundo moderno (GRIGSBY, 2012, p. 529–551). No término do século XX, com os progressos na área da tecnologia, gerou um aumento significativo de equipamentos de medição de energia elétrica no mercado. Neste contexto, houve um maior interesse nos estudos para gerenciamento de energia, visto que a eficiência no consumo passou a ser um diferencial competitivo e sustentável (S.AHMAD, 2011, p. 200–204). Recentemente, no século XXI, foram desenvolvidos diversos trabalhos sobre gerenciamento de energia, fazendo uso de medidores inteligentes que transmitem os dados em tempo real. Porém, atualmente na maioria dos medidores de energia comerciais, a medição de tensão é realizada de maneira invasiva, ou seja, para monitorar a tensão elétrica, seguindo as normas de segurança, devemos desligar o circuito para colocação do medidor de tensão, diferentemente da medição de corrente, que pode ser realizada de maneira não invasiva via transformadores de corrente (TC's). O desligamento do circuito para tal operação, em diversos setores causa muitos transtornos e custos elevados, como por exemplo a parada de energia em: hospitais, centros cirúrgicos, fornos de grande porte,

máquinas em indústria de processos e outros (NBR 5410, 2005). Uma outra aplicação em que a medição invasiva de tensão causa transtornos é a realização de diagnóstico energético, que trata-se de uma estratégia de monitoramento de energia por um período determinado de tempo. Neste caso, o medidor de energia é instalado, coletam-se dados por um tempo determinado para realizar os estudos e posteriormente o medidor é removido, o que leva a duas operações de intervenção para instalação [8].

A medição de corrente não invasiva através da análise dos campos magnéticos é uma técnica usada comercialmente, por meio de transformadores de corrente e alicates amperímetros de medição (F. CAI, E. FARANTATOS, R. HUANG, A. MELIOPOULOS, J. PAPAPOLYMEROU, 2012, p. 395–398). Todavia, não existe hoje no mercado um dispositivo que faça medição de baixa tensão em fios e cabos, proposta deste trabalho. Existe na literatura algumas propostas para leitura de tensão de maneira não invasiva, porém a maioria são focadas em alta tensão, como o caso de Wu e coautores, em que apresentam um método para medir alta tensão baseada na medição capacitiva, utilizando sensores acoplados à linha, formando um capacitor com ar como isolante, entretanto, a tensão monitorada era da ordem de centenas de kV [9].

MATERIAL E MÉTODOS

Neste trabalho foi proposto um medidor para baixa tensão, aonde as medidas vão ser realizadas em 127-220V/60Hz, totalmente não invasivo. Para tal modelo iremos fazer

experimentos para cabos de vários diâmetros, e também com variados tipos de tensão, tanto DC quanto AC, também iremos testar com ou sem carga, para saber se a carga interfere na medição diretamente.

A. Modelo de circuito

De modo a gerar um sinal de corrente sensível as variações de tensão em um elemento (cabo ou fio) condutor, uma camada de fita de cobre é adicionada externamente a isolamento do cabo ou fio, possibilitando assim apontar o campo elétrico do condutor acoplado através de sua isolamento (D. PORCARELLI, D. BALSAMO, D. BRUNELLI, e G. PACI, 2013, p. 1155–1160). O parâmetro relativo a tensão elétrica será medido sobre uma resistência de valor conhecido, esse modelo de circuito é exibido na Figura 1; Aonde temos, V_{in} como nossa fonte de tensão alternada, R a resistência de valor conhecido para medição; $R1$ o raio do condutor do cabo ou fio; $R2$ o raio externo do cabo ou fio, contando a isolamento do mesmo; l o comprimento da fita de cobre externo sobre a isolamento e a permissividade elétrica do isolante.

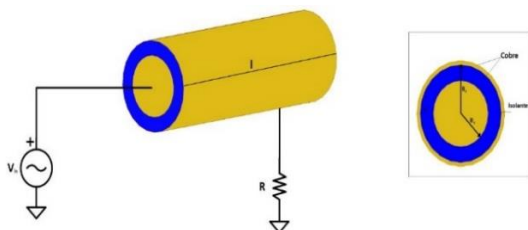


Figura 1. Modelo de circuito tomado como referência para medição de tensão não invasiva.

B. Capacitor cilíndrico

O circuito utilizado como base para o desenvolvimento deste trabalho, exibido na Fig.1, faz com que o fio ou cabo, adicionado o cobre externo a isolamento, possa ser modelado como um capacitor cilíndrico. O equacionamento da capacitância equivalente é exibido em (1):

$$C = \frac{2\pi l \epsilon}{\ln\left(\frac{R2}{R1}\right)} \quad (1)$$

C: Valor da capacitância (F).

L: Comprimento da camada de cobre externa (mm).

ϵ : Permissividade elétrica (F/m).

$R1$: Raio interno (mm).

$R2$: Raio externo (mm).

A tensão induzida na camada de cobre externo é obtida sobre a resistência R com relação ao terra. Logo a tensão induzida sobre a resistência V_{out} pode ser modelada. O circuito equivalente é exibido na Fig.2 e a equação obtida é descrita em (2).

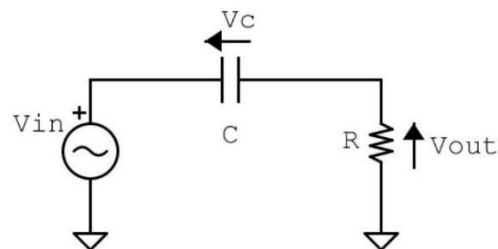


Figura 2. Modelo simplificado do circuito

Note que na Fig.2, o capacitor retrata o cabo a ser verificado de forma não invasiva e V_c representa a tensão sobre o capacitor.

$$V_{out}(t) = RCV_c \omega \cos \omega t \quad (2)$$

Logo a tensão de saída $V_{out}(t)$ será dependente de $\omega = 2\pi f$, sendo f a frequência, a tensão V_c , a capacitância C dependente da equação 1 e a resistência R . O principal desafio é que a capacitância C depende diretamente do elemento isolante do cabo, que pode mudar dependendo do tipo de cabo. A solução seria adotar os valores de capacitância conforme o isolante mais comum encontrado no mercado, sendo no Brasil o Policloreto de Vinila (PVC).

C. Medição da diferença de potencial elétrico

Ao descrever o modelo de circuito referência (Fig.2), nota-se que a resistência de medição possui um terminal conectado a ao cobre externo e o outro termina está conectado ao terra. Porém, em campo, nem sempre a fonte será aterrada e mesmo que seja, pode ocorrer desse terminal não estar disponível. Logo, foi proposto um modelo de medição diferencial, aonde se poderá conectar o resistor R ao cobre externo de 2 cabos, tornando assim totalmente não invasiva a medição. Esse modelo é exibido na Fig.3.

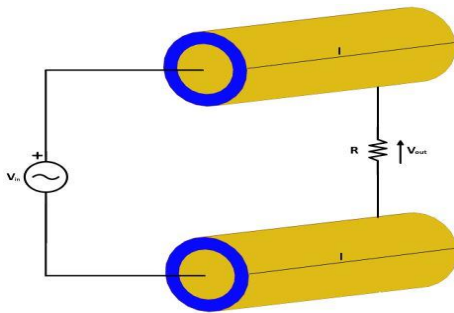


Figura 3. Modelo de medição diferencial

O modelo de medição diferencial foi utilizado neste trabalho para desenvolver a simulação numérica e avaliar os resultados.

D. Montagem dos cabos e medições

Os cabos a serem testados serão de diâmetros variados (2,5mm,6mm,10mm) de comprimento de 1 metro cada um, tanto fase quanto neutro ou fase-fase.

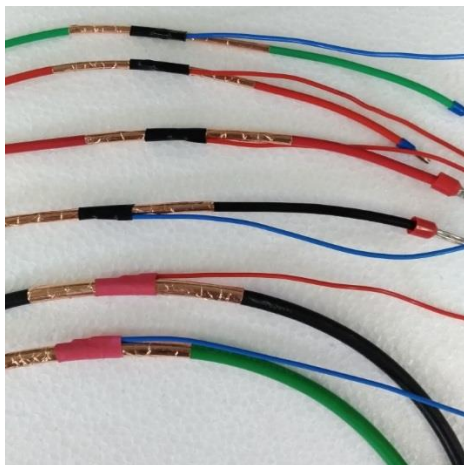


Figura 4 : Cabos a serem testados

E. Testes em Software

Os teste de software vão ser feitos utilizando-se o Ansys Electronics Desktop, que permite o modelamento e simulação de dispositivos e circuitos eletromagnéticos. O Ansys Electronics realiza as simulações utilizando o método dos elementos finitos na discretização dos problemas, uma metodologia de solver bem robusta e muito eficaz. Neste trabalho foi utilizado a versão Ansys Electronics Desktop 2016.1 e com os softwares integrados Maxwell para o desenvolvimento do cabo e o Simplorer, para integração com a física de circuitos.

F. Testes em Osciloscópio

Os experimentos serão feitos e analisados por um Osciloscópio da fabricante Agilent Technologies modelo MSO-X 2002A 70MHz, como ele conseguiremos observar os formados de ondas, todos os parâmetros e também detectar os ruídos causados por alguma interferência externa.



Figura 5 : Osciloscópio

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Foram realizados os primeiros experimentos e a princípio a obtenção de tensão diferencial em cima dos capacitores foram realizadas com sucesso como mostrado na Figura 6 e Tabela1:



Figura 6: Análise feita com cabo de 2,5 mm²

Diâmetro do cabo	Comprimento L(capacitor)	Tensão aplicada(rms)	Tensão obtida(Rms)
10 mm ²	100mm	125,60 Vca	48,45 Vca
6mm ²	100mm	125,45 Vca	41,45 Vca
2,5mm ²	100mm	125,52 Vca	31,14 Vca

Tabela 1: Amostra de resultados com aplicação de tensão de 127 Vca

Diante dos resultados, podemos concluir que os dados obtidos são promissores, porém são necessários mais estudos para garantir e avaliar a precisão que o sensor pode alcançar experimentalmente e analisar a viabilidade de se desenvolver um circuito que garanta um sinal de saída sem defasagem quanto ao sinal

de entrada, o que facilitaria a calibração do sensor junto a equipamentos de medição.

CONCLUSÕES

Com toda a análise teórica envolvida, e todos os estudos físicos já realizados, foi realizado as simulações no software Ansys Electronics e a compra dos materiais para os experimentos. A partir daí foi montado os cabos com os capacitores de medição de diferencial e submetidos a tensão de 127V 60Hz. Realizamos a medição da diferença de potencial entre os cabos de fase e neutro no osciloscópio, e conseguimos chegar a valores aceitáveis.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais - FAPEMIG pela Bolsa de Iniciação Científica concedida ao primeiro autor.

REFERÊNCIA

C. CAIONE, D. BRUNELLI, and L. BENINI, **"Distributed compressive sampling for lifetime optimization in dense wireless sensor networks"**, Industrial Informatics, IEEE Transactions on, vol. 8, no. 1, p. 30–40, 2012.

D. PORCARELLI, D. BALSAMO, D. BRUNELLI, and G. PACI, **"Perpetual and lowcost power meter for monitoring residential and industrial appliances,"** in Design, Automation Test in Europe Conference Exhibition (DATE), 2013, p. 1155–1160.

F. CAI, E. FARANTATOS, R. HUANG, A. MELIOPOULOS, and J. PAPAPOLYMEROU, **"Self-powered smart meter with synchronized data,"** in Radio and Wireless Symposium (RWS), 2012 IEEE, 2012, p. 395–398.

GRIGSBY, L. L. **"Electric Power Generation, Transmission, and Distribution"**, Third Edition, CRC Press, 2012. G. Eason, B. Noble, and I. N. Sneddon, "On certain integrals of Lipschitz-Hankel type involving products of Bessel functions," Phil. Trans. Roy. Soc. London, vol. A247, April 1955, p. 529–551.

M. ZEINALI, J. THOMPSON, C. KHIRALLAH and N. GUPTA, **"Evolution of home energy management and smart metering**

communications towards 5G," 2017 8th International Conference on the Network of the Future (NOF), London, 2017, pp. 85-90.

NBR 5410 – **"Instalações elétricas de baixa tensão"**, Associação Brasileira de Normas Técnicas - ABNT, 2005.

ISO 50002:2014 **"Energy audits - Requirements with guidance for use"**, International Organization for Standardization - ISO, 2014.

L. WU, P. WOUTERS, E. VAN HEESCH, and E. STEENNIS, **"On-site voltage measurement with capacitive sensors on high voltage systems,"** in PowerTech, 2011 IEEE Trondheim, 2011, p. 1–6.

S. AHMAD, **"Smart metering and home automation solutions for the next decade,"** in Emerging Trends in Networks and Computer Communications (ETNCC), 2011 International Conference on, 2011, pp. 200–204.

T. KUBO, T. FURUKAWA, H. FUKUMOTO, and M. OHCHI, **"Numerical estimation of characteristics of voltage-current sensor of resin molded type for 22kv power distribution systems,"** in ICCAS-SICE, 2009, p. 5050–5054.

Retrofit em Laminadores de Tubos de Aço sem Costura.

Carlos Renato de Castro⁽¹⁾; Bruno de Nadai Nascimento⁽²⁾

¹Graduando em Engenharia Elétrica FEPI – Centro Universitário de Itajubá, castro2r@yahoo.com.br

²Professor do Curso de Engenharia Elétrica na FEPI – Centro Universitário de Itajubá, nadaibruno@gmail.com

RESUMO

Este artigo apresenta um projeto elétrico de um sistema composto por inversores de frequência e outros equipamento de alto nível tecnológico. Como objetivo principal do trabalho, há a necessidade de ser manter o sincronismo de velocidade e o posicionamento de um laminador de tubos de aço sem costura, comumente utilizado em indústrias siderúrgicas de grande porte no país. Os resultados mostram a eficácia do sistema desenvolvido, evidenciando a economia de energia após o retrofit proposto.

Palavras-chave : Inversores de frequência, laminador de tubos de aço sem costura, cilindros de laminação, compatibilidade eletromagnética, aterramento.

INTRODUÇÃO

Será apresentado neste artigo o projeto realizado em um laminador de tubos de aço sem costura. De tal forma que este projeto engloba a substituição dos acionamentos e servo-motores, utilizados no posicionamento dos cilindros de laminação anteriormente. Justificando assim o retrofit do sistema já existente.

Anteriormente a este trabalho, os acionamentos utilizados eram do fabricante Indramat e os servo-motores Bosch. Ambos equipamentos foram descontinuados há vários anos e as peças necessárias para reposição começaram a faltar, assim como a mão-de-obra especializada para este trabalho. Desta forma a empresa se viu em uma situação atípica, onde um equipamento responsável pelo faturamento de milhões anuais estava operando de forma obsoleta, podendo deixar de operar a qualquer momento devido à falta de peças para reposição, ou até mesmo pela falta de um profissional que tivesse conhecimento daquela tecnologia desatualizada em operação.

Com o projeto implantado, foram instalados acionamentos e servo-motores Siemens de última geração, o que trouxe vários benefícios, conforme abaixo:

- Equipamentos com melhor eficiência energética;

- Equipamentos em uso no mercado atual;
- Facilidade em encontrar peças para manutenção e reparos;
- Plataforma de programação atualizada;
- Facilidade na operação;
- Mão-de-obra especializada.

Segundo SOUZA E SILVA (2012), o uso de inversores de frequência gera uma economia de 95% quando comparados a válvulas pneumáticas no processo de bombeamento industrial.

MATERIAL E MÉTODOS

Em operação neste laminador eram utilizados acionamentos do fabricante Indramat e servo-motores Bosch. Mediante a estas informações e levantamento dos dados de placa destes equipamentos, iniciou-se os estudos para criar o conceito de toda a solução tecnológica a ser utilizada.

O processo em questão, tratasse em posicionar as 8 cadeiras de laminação por onde o aço aquecido irá passar, formando assim o tubo de aço sem costura. Este posicionamento deve ser realizado com a maior velocidade e precisão possível, para otimização dos tempos de produção e setup da máquina.

Desta forma, a Figura 1 ilustra um dos cilindros de laminação.

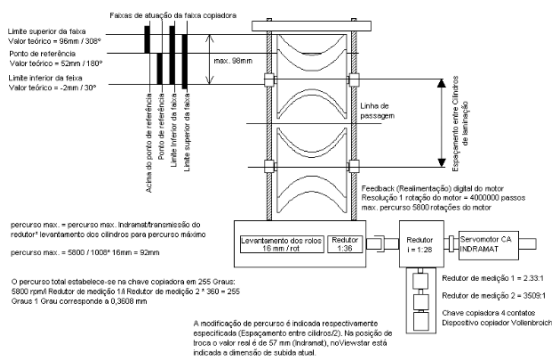


Figura 1: Sistema de posicionamento dos cilindros

Cada cilindro de laminação possui um motor para posicionamento do mesmo, onde este cilindro aumenta ou diminui de diâmetro de acordo o material a ser laminado.

Os acionamentos dimensionados para esta aplicação são de corrente alternada. Visto que este laminador opera com 8 cilindros de laminação e todos realizam o posicionamento, foram instalados em cada servo-motor um *encoder* absoluto. Os acionamentos em corrente alternada dimensionados para a aplicação em questão, foram oito *Motor Module*, dois módulos de potência *Smart Line Line* e duas unidades de controle *CU320*, ambos da linha *Sinamics S120*, equipamentos estes de alto nível tecnológico, utilizados para o controle de posição e realização de sincronismo entre drives.

A execução deste projeto ocorreu da seguinte forma: Primeiramente, foi realizado o projeto elétrico, com as informações detalhadas de todas as configurações de *software* e de *hardware*, tornando-se este um documento detalhado de extrema importância para que o cliente tenha todas as informações e conhecimentos da nova implementação de sua máquina. Após esta fase deu-se início a fase de testes em bancada, com a utilização de um *Kit Sinamics S120*, conforme exibido na Figura 2.



Figura 2: Kit Sinamics S120

Este Kit dá a possibilidade de realizar a parametrização do inversor, efetuar testes e verificar como o novo sistema irá se portar antes da colocação em operação no cliente final. Após os testes em bancada, foram realizados testes junto ao cliente final, colocando este kit em paralelo com o sistema existente para verificar se o mesmo atende a real necessidade do processo. Com a aprovação deste teste junto ao cliente, deu-se início a fase de montagem dos painéis, conforme ilustrado na Figura 3.

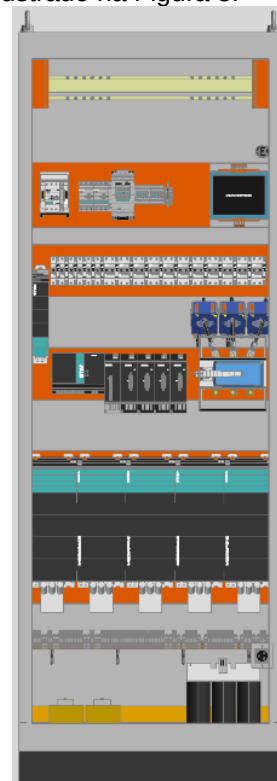


Figura 3: Painel montado

Com a aplicação de inversores de frequência, um ponto crítico a se considerar é o aterramento e Compatibilidade Eletromagnética(EMC), condições estas de altíssima importância, pois, se não levadas em consideração podem resultar em problemas sérios posteriormente.

O controle do processo se dá através de um *CLP SIMATIC S7-400 da Siemens*, que é o mestre da rede PROFIBUS, e responsável não só pelo controle dos *drives* como também de outras condições operacionais da linha.

O controlador central (mestre) lê ciclicamente a informação de entrada dos escravos e escreve também ciclicamente a informação de saída nos escravos. O tempo de ciclo do barramento é geralmente mais curto que o tempo de ciclo do programa do PLC, que em muitas aplicações é em torno de 10 ms. Além da transmissão cíclica de dados de usuário, o PROFIBUS-DP proporciona funções poderosas de diagnósticos e configuração. A comunicação de dados é controlada por funções de monitoração tanto no mestre, como no escravo, portanto, os *drives Sinamics S120 da Siemens*, são escravos nesta rede PROFIBUS.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Do ponto de vista operacional, anteriormente a este projeto os servo-motores empregados operavam com uma velocidade de 1500RPM, com a modernização realizada, a rotação passou para 3000RPM, o que dá a possibilidade de um aumento na velocidade de ajuste dos cilindros de laminação. Os conversores *motor module* responsáveis em acionar os servo-motores, se mostraram mais eficientes devido a nova tecnologia empregada, pois os antigos em uso tinham uma corrente nominal de 150 A, já os atuais uma corrente nominal de 45 A e máxima de 85 A. Com uma corrente menor e mesma tensão sua potência ativa é inferior fazendo com que o consumo de energia diminua. Na Tabela 1 pode-se observar o comparativo entres estes dados:

Conversores estado atual Indramat e futuro Siemens			
CONVERSOR DDS-2,1-W-150-DS01-00		SINAMICS MOTOR MODULE	
CORR. NOMINAL (A)=	150	45	45
CORR. MAXIMA (A)=		85	85

Tabela 1: Conversores estado atual/futuro

O módulo de potência *Smart Line*, responsável em alimentar o sistema, se mostrou mais eficientes também. Era utilizado um módulo de 15kW para alimentar 4 motores que possui potência unitária de 6kW. Com a nova tecnologia aplicada, foi utilizado um módulo

Smart Line de 36kW para alimentar 4 motores, porém com potência unitária de 12,6kW cada. A Tabela 2 mostra os dados antes e após a inserção do módulo de potência.

Módulos de potência estado atual Indramat e futuro Siemens			
RETIFICADOR TVD 1,2-15-03		SINAMICS SMART LINE MODULE	
POT NOM (KW)=	15	36	
POT.MAX (KW)=	45	70	
Servo-motores estado atual Indramat e futuro Siemens			
SERVO MOTOR INDRAMAT		SERVO MOTOR SIEMENS	
POT NOM (KW)=	6	12,6	

Tabela 2: Módulo de potência / servo-motores estado atual/futuro

Além dos pontos mencionados também destaca-se a facilidade em realizar manutenção, os equipamentos empregados continuam ativos no mercado, sendo sua aquisição de fácil acesso e mão-de-obra disponível para eventuais ajustes que se fizerem necessário.

CONCLUSÕES

Desta forma, pode-se dizer que com o emprego desta alta tecnologia em acionamentos empregada neste laminador de tubos de aço sem costura, o mesmo se tornou mais eficiente do ponto de vista energético e seguro do ponto de vista operacional.

REFERÊNCIAS

SIMOTION, Sinamics S120 & Simotics. Equipment for Production Machines. Germany: Siemens AG, 2013. 1068 p.

SOUZA, E. da Costa; SILVA, V. de Paula. Inversor de frequência e sua contribuição para a eficiência energética em sistemas de bombeamento. Revista Brasil Engenharia, São Paulo, n. 609, maio. 2012. Disponível em: <http://www.brasilelengenharia.com/portal/revista/edicoes-antiores/item/edicao-609?category_id=20>. Acesso em: 2 jun. 2018

ASSOCIAÇÃO PROFIBUS BRASIL. Descrição Técnica Profibus-2013. São Paulo, 2013. 98 p.

Análise da dispersão dos ensaios de elevação de temperatura em transformadores de distribuição

Julyo Cesar Luiz de Aguiar⁽¹⁾; Lucas Ramalho de Lima⁽²⁾; Matheus Pereira⁽³⁾

⁽¹⁾ Graduando do Curso de Engenharia Elétrica, Centro Universitário de Itajubá, julioaguiar@hotmail.com

⁽²⁾ Professor Doutor do Centro Universitário de Itajubá, lucasramalholima@gmail.com

⁽³⁾ Mestre em Engenharia de Elétrica, cursando doutorado em engenharia elétrica na Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI, matheus@lat-efei.org.br

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo analisar a dispersão dos resultados dos ensaios de elevação de temperatura realizados em transformadores de distribuição. Atualmente, nos laboratórios ao se realizar estes ensaios foram verificadas consideráveis dispersões entre os resultados obtidos por diferentes laboratórios ou até mesmo dispersões dos resultados apresentados pelos próprios laboratórios em dias diferentes. A avaliação e estudo desta variação dos resultados apresentados é de suma importância, pois este é um ensaio que possui critérios de avaliação bem definidos em norma, e, portanto, com esta variabilidade o mesmo transformador pode ser avaliado como conforme ou não conforme, dependendo do laboratório ou até mesmo do dia realizado. Para esta avaliação, no LAT-EFEI, foram realizados ensaios em um transformador de distribuição e experimentos, como a determinação da variação da temperatura do óleo do transformador ao longo do dia, ensaios de medição de resistência dos enrolamentos a frio em horários distintos e ensaios completos de elevação e temperatura. Com estes ensaios, visualizou-se que umas das causas da dispersão é o fato de se assumir, durante o ensaio de resistência dos enrolamentos a frio, que a temperatura do enrolamento é igual a do topo do óleo do transformador. A partir disso, propôs-se uma alteração e realizou-se novos ensaios, nos quais foi possível visualizar uma diminuição da dispersão.

Palavras-chave: Transformadores de distribuição, ensaio de elevação de temperatura, ensaio de resistência a frio.

INTRODUÇÃO

O presente artigo pretende apresentar uma análise sobre a dispersão nos resultados dos ensaios de elevação de temperatura de transformadores de potência, realizados no Laboratório de Alta Tensão Prof. Manuel Luis Barreira Matinez LAT-EFEI – UNIFEI (Universidade Federal de Itajubá) em Itajubá/MG. O LAT-EFEI é dos laboratórios designados do Programa Brasileiro de Etiquetagem em Transformadores de Distribuição (Portaria do INMETRO nº 510, artigo 4º, alínea 'b', de 7 de novembro de 2016), no qual o ensaio de elevação de temperatura está dentro do escopo. No LAT-EFEI este ensaio é frequentemente realizado e estudos, como este, com intuito de garantia da qualidade dos resultados são importantes e fundamentais.

Os transformadores de potência são elementos fundamentais para o funcionamento do sistema elétrico, no presente estudo foi utilizado um transformador trifásico de distribuição de potência de 75 kVA na classe de 15 kV. Esse transformador é comum de se encontrar, pois são equipamentos que fazem a diminuição da tensão primária geralmente 13,8 kV para tensão secundária de 127/220 volts, encontrados nos perímetros urbanos das cidades instalados nos postes das concessionárias.

Os ensaios são realizados conforme as normas da ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas), em particular neste caso a NBR 5356-1/2007 e a NBR 5356-2/2007.

Para o ensaio de elevação de temperatura a NBR (Norma Brasileira) 5356-1/2007 no anexo E em específico no E.2.8.2 dispõe que, transformadores de potência abaixo de 5000 kVA não se considera a temperatura do fundo do tanque dos transformadores, pois para a obtenção da temperatura média do óleo para

consideração na hora de fazer a medição da resistência a frio, pede que se considere somente a temperatura do topo do óleo no tanque. E no anexo E.5.8.3 dispõe que, para a obtenção do valor da resistência a frio para que se possa fazer a elevação da temperatura deve haver um cuidado especial, para que a diferença da temperatura entre o topo e o fundo não ultrapasse 5°C.

No entanto, como observado nos experimentos, percebe-se que em alguns casos, mesmo em se tratando de transformadores de distribuição que a diferença entre o topo e fundo em horas do dia fica maior que 5°C. Além disso, mesmo para a diferenças inferiores a 5°C, a dispersão dos resultados ainda é considerável. As próximas sessões detalham todo o procedimento de desenvolvimento do trabalho, bem como uma análise sucinta acerca dos resultados já encontrados até o momento.

MATERIAL E MÉTODO

Para a modelagem deste novo procedimento de ensaio já com a obtenção da temperatura no fundo do tanque do transformador, foi necessário desenvolver um dispositivo para essa finalidade, juntamente com a do topo do óleo. Após desenvolvimento deste dispositivo, feito de uma barra de alumínio, foi instalado termopares em determinados pontos do mesmo, adotou-se do fundo do transformador a distância de 5 cm da carcaça como também o topo ficaria 5 cm submerso da face do óleo. Estes termopares ligados no aparelho Eurotherm Cheseell armazenam as informações das temperaturas em seu sistema. O transformador foi colocado em repouso desenergizado, e a única troca de calor que tinha era com a do próprio ambiente, e isso fez com que o óleo se movesse lentamente através dos radiadores de refrigeração deste transformador, fazendo que o óleo mais quente suba e o mais frio desça. Abrindo a tampa do transformador mergulhou-se o dispositivo com os termopares no tanque do transformador deixando um tempo para se estabilizar. Após algumas horas iniciou-se a coleta dos dados manualmente, anotando os resultados em planilhas, os valores das temperaturas do óleo e do ambiente foram anotadas de hora em hora. O equipamento Cheseell ficou ligado 24 horas por dia, e foi monitorado dia e noite analisando o comportamento da temperatura do óleo no tanque do transformador e coletavam-se também a temperatura ambiente através de um outro termopar que estava externamente do lado do transformador. O ensaio ocorreu durante 13 dias, onde a

temperatura ambiente variou em dias quentes, dias de temperaturas normais e dias chuvosos com temperaturas baixas, onde foi excelente para a observação, notando que realmente há diferença em realizar o ensaio de elevação de temperatura em dias diferentes, por causa da variação da temperatura entre o topo e o fundo chegando a 6.3 °C no dia mais quente, sendo assim, não se aconselha a realização do ensaio para se obter resistência a frio.

Uma outra análise feita com o presente ensaio, notou-se o melhor horário para realização do ensaio a fim de obter-se a resistência a frio, para que se possa fazer o ensaio de elevação de temperatura. Todos os resultados convergem para o período da manhã, onde a diferença da temperatura do topo e fundo é menor, sendo que a pior hora para realização do ensaio seria no período da tarde que tinha as maiores diferenças de temperaturas do topo e fundo.

A resistência a frio é utilizada para o cálculo das perdas totais do transformador na hora do ensaio de elevação de temperatura. Esse valor é obtido através da média da temperatura do óleo entre o topo e o fundo, tendo o menor valor possível como dispõe a NBR 5356-1/2007, páginas 42 e 43 no item 11.2.3. Essa temperatura é adotada simulando a temperatura dos enrolamentos, como dispõe na norma NBR 5356-1/2007 no anexo E no item E.2.8, para a realização da medição das resistências elétricas, são obtidas através da aplicação de corrente contínua, utilizado o sistema de medição de resistência a quatro fios para que se possa eliminar a resistência dos cabos do medidor, isso com o auxílio do módulo e o software JMAN desenvolvido pelo Prof. José Manuel Esteves Vicente (Vicente, 2006), da Universidade Federal de Itajubá, onde estes mesmos são responsáveis por todos cálculos e resultados nos ensaios de rotina.

Como dispõe a norma NBR 5356-1/2007 na página 40 no item 11.1, mostra a temperatura de referência para um transformador com o enrolamento em cobre que seria a seguinte formulação segundo a norma NBR 5356-1/2007 no anexo D pagina 61:

$$R_r = R_1 \frac{310}{235 + \theta_1} \quad (1)$$

onde:

- R_r é resistência com temperatura de referência a 75°C;
- R_1 é o valor medido;
- θ_1 é o valor da temperatura do enrolamento.

Percebe-se que o valor da resistência em temperatura ambiente é diretamente inversa a temperatura do enrolamento, ou seja, quanto

maior erro na leitura da temperatura do enrolamento maior será sua resistência.

Foi adotado o seguinte procedimento para aproximação do valor da temperatura no enrolamento, foram utilizadas as dimensões do tanque do transformador e uma equação linear, $y = ax + b$. Tendo como referência a temperatura no topo e no fundo e a distância do topo e do fundo adotados ao início deste trabalho. Adotando-se assim o valor da temperatura do enrolamento, que seria o $T_{\text{médio}}$ (temperatura do óleo no centro do enrolamento).

E após estes dias de coletas de dados sobre as temperaturas do óleo e dos valores da resistência a frio, em horário estipulado, ou seja, foi utilizado o horário administrativo para a realização das medições das resistências elétricas dos enrolamentos, pois é neste horário que funciona o laboratório, onde se realiza os ensaios. Foram realizados o ensaio de rotina como dispõe a NBR 5356-1/2007 na página 40 no item 11.1.1, onde é realizado o ensaio de elevação de temperatura que segundo a mesma norma no anexo E.13, são aplicados as perdas totais no transformador para seu aquecimento, onde após os resultados deste ensaio onde foram feitas as análises. Estes resultados foram salvos na planilha do CEPEL (Centro de Pesquisa de Energia Elétrica) juntamente com os dados coletados, conseguiu-se estipular como seria os resultados quando adotado o valor da temperatura do enrolamento mais próximo do real.

Segue a Figura 1 que mostra o dispositivo para a medição da temperatura do óleo no topo e no fundo e o transformador em estudo.



Figura 1- Medidor de temperatura do óleo e Transformador distribuição 75 kVA

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Ao longo do procedimento percebeu-se que realmente o valor da temperatura do óleo não tem uma constância ao longo do dia, pois depende diretamente da temperatura do ambiente, e o valor que é estipulado pela norma foi realmente extrapolado levando em consideração para este transformador em particular seria realmente necessário a obtenção do valor da temperatura no fundo para que se possa fazer uma temperatura média. O gráfico abaixo mostra a oscilação da temperatura do óleo em um dia normal, ainda a temperatura no topo, no fundo, a do ambiente, e o gradiente entre a temperatura topo e fundo.

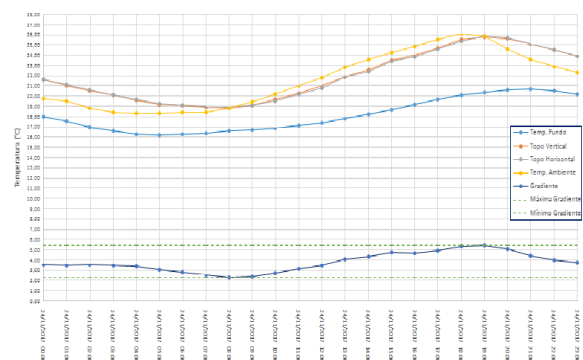


Figura 2 – Gráfico temperatura do óleo ao longo do dia

Realizada a análise do gráfico notou-se que realmente há uma diferença considerável da temperatura entre o topo e o fundo, e que esta diferença neste dia chegou a 5,5 °C no período da tarde, onde geralmente é realizado os ensaios rotineiramente.

As tabelas 1 e 2 a seguir mostram o comportamento da resistências dos enrolamentos na alta (H2H3) e na baixa (X2X3) do transformador durante o horário estipulado.

Data e Hora	R H1 H2 (Ω)	R H1 H3 (Ω)	R H2 H3 (Ω)
24/11/2017 09:00	30,456	30,608	30,542
24/11/2017 10:00	30,465	30,639	30,574
24/11/2017 11:00	30,485	30,639	30,565
24/11/2017 12:00	30,513	30,671	30,610
24/11/2017 13:00	30,608	30,755	30,679
24/11/2017 14:00	30,624	30,798	30,737
24/11/2017 15:00	30,684	30,826	30,798
24/11/2017 16:00	30,731	30,899	30,826
24/11/2017 17:00	30,797	30,959	30,912

Tabela 1 - Resistência elétrica dos enrolamentos na alta do transformador

Data e Hora	R X1 X2 (mΩ)	R X1 X3 (mΩ)	R X2 X3 (mΩ)
24/11/2017 09:00	6,354	6,382	6,290
24/11/2017 10:00	6,351	6,376	6,286
24/11/2017 11:00	6,354	6,375	6,290
24/11/2017 12:00	6,353	6,379	6,288
24/11/2017 13:00	6,368	6,393	6,298
24/11/2017 14:00	6,375	6,399	6,312
24/11/2017 15:00	6,386	6,410	6,321
24/11/2017 16:00	6,401	6,422	6,330
24/11/2017 17:00	6,414	6,436	6,348

Tabela 2- Resistência elétrica dos enrolamentos na baixa do transformador

Analisando as tabelas 1 e 2 nota-se que ao longo do dia as resistências dos enrolamentos tendenciam a aumentar seu valor.

E realizado o ensaio de elevação como dispõe a norma em estudo, e logo após feito a manipulação dos dados na planilha do CEPEL, conclui-se que os dados deste dia em relação aos valores das resistências dos enrolamentos e da temperatura, que está na tabela 3, obteve-se os seguintes resultados como mostra a tabela 4.

HORA	FUNDO T°C	TOPO °C	Δ TP/ FD	R H2H3	R X2X3	T med °C
09:00	16,70	19,10	2,40	30,542	6,290	16,617
10:00	16,90	19,60	2,70	30,574	6,286	16,806
11:00	17,10	20,25	3,15	30,565	6,290	16,990
12:00	17,40	20,90	3,50	30,610	6,288	17,278
13:00	17,80	21,90	4,10	30,679	6,298	17,657
14:00	18,20	22,50	4,30	30,737	6,312	18,050
15:00	18,70	23,45	4,75	30,798	6,321	18,535
16:00	19,20	23,90	4,70	30,826	6,330	19,037
17:00	19,70	24,65	4,95	30,912	6,348	19,528

Tabela 3 - Dados medidos das resistências e temperatura dos enrolamentos

ELE_AT TOPO °C	ELE_AT T med °C	ELE_BT TOPO °C	ELE_BT T med °C
52,30	50,3	58,30	56,30
52,60	50,4	59,10	56,80
53,50	50,9	59,70	57,10
53,80	50,9	60,60	57,70
54,30	50,9	61,30	57,90
54,50	50,9	61,40	57,80
55,00	51,1	62,10	58,10
55,20	51,4	62,20	58,30
55,3	51,2	62,20	58,10

Tabela 4 - Resultados da elevação utilizando Temperatura média e no topo do óleo.

Feito a análise da tabela 4 notou-se com o procedimento de ensaio adotado nos dias atuais, tem um desvio padrão de 1,09 °C no resultado do ensaio de elevação na alta do transformador e na baixa tem se o valor de 1,44 °C, isso em horas diferentes de um mesmo dia, utilizando somente a temperatura do topo como se fosse a do enrolamento.

Quando utilizado a temperatura média do óleo, ou seja, adotar o valor médio entre o topo e o fundo, mas no centro dos enrolamentos, a temperatura final do ensaio de elevação de temperatura tem um desvio padrão de 0,35 °C na alta do transformador e na baixa tem o valor de 0,68 °C, mostrando uma significativa de melhora para os resultados do ensaio com uma menor dispersão do resultado.

CONCLUSÕES

O Brasil sendo um país com clima tropical, onde o período do verão se estende por um bom tempo ao longo do ano, com temperaturas mais elevadas, há uma influência direta nos ensaios de elevação de temperatura de transformadores de distribuição, pois como

visto neste artigo temperatura ambiente pode fazer com que a diferença entre a temperatura do topo e a do enrolamento seja considerável. Sendo desta forma, conclui-se que mesmo para transformadores de distribuição de potência inferior ao valor estipulado pela norma, tem-se a necessidade de adotar a temperatura do óleo no fundo do tanque, durante a realização do ensaio de resistência dos enrolamentos a frio, para que no ensaio de elevação de temperatura ocorra uma diminuição da dispersão dos resultados e, por conseguinte, incremento na qualidade dos resultados apresentados.

REFERÊNCIAS

Portaria do INMETRO nº 510. Disponível em: <http://www.lex.com.br/legis_27217314_PORTARIA_N_510_DE_7_DE_NOVEMBRO_DE_2016> Acesso em 29 de junho de 2018.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 5356-1: Transformadores de Potência Parte 1: Generalidades. Rio de Janeiro, 2007. 95p.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 5356-2: Transformadores de Potência Parte 2: Aquecimento. Rio de Janeiro, 2007. 23p.

J.M.E. Vicente, “Uma Contribuição à Automação de Ensaio em Transformadores de Potência em Média Tensão,” UNIFEI, Itajubá, Tese de Doutorado, Out. 2006.

Montagem de bancada didática para estudos, testes e simulações envolvendo geradores de indução assíncronos

Willyan Maycon Andrade de Faria⁽¹⁾; Tiago Rodrigues dos Santos Nogueira⁽²⁾.

¹ Graduando do curso de Engenharia Elétrica do Centro Universitario de Itajubá, willyanmaycon@yahoo.com.br.

² Professor Me e Coodenador do curso Engenharia Elétrica do Centro Universitario de Itajubá, eletrica@fepi.br.

RESUMO

A geração de energia elétrica, indispensável para a manutenção do bem estar e qualidade de vida da atual sociedade moderna, também possui diversos pontos negativos, em sua grande parte relacionados com a geração de resíduos prejudiciais ao meio ambiente. A energia eólica tal como outras formas de geração de energia sustentável como a fotovoltaica e hídrica, por exemplo, são opções menos poluentes para o planeta. Embora hajam diversas vantagens para a produção de energia elétrica utilizando o vento, principalmente relacionadas à disponibilidade da energia primária e aos baixos impactos ambientais, têm-se também algumas desvantagens, principalmente relacionadas à questão de intermitência do vento. O fato do vento não ser sempre constante e ser uma fonte de energia primária que não permite armazenamento, faz com que este tipo de geração possua uma abordagem diferenciada em relação à geração termoeleétrica ou hidroelétrica, especialmente no que diz respeito ao gerador elétrico. É comum em aerogeradores a utilização de geradores assíncronos, diferentemente do que acontece em usinas hidroelétricas, por exemplo, que utilizam máquinas síncronas. Porém, a utilização deste tipo de gerador necessita de um sistema de controle não convencional, que considere, por exemplo, a variação do vento, as variações de carga, a compensação dinâmica de reativo, entre outras questões, a fim de garantir as condições mínimas de qualidade da energia elétrica destes empreendimentos. O presente trabalho tem por objetivos a montagem de uma bancada em laboratório simulando um aerogerador. Nesta bancada, será possível variar a rotação da turbina eólica (simulando a variação do vento) e observar o que ocorre com as grandezas elétricas na carga acoplada ao aerogerador, outros testes possíveis, seriam: a variação da carga e a variação da capacitâncias através de um banco de capacitor, por exemplo. O objetivo é demonstrar a eficácia e importância do controle das grandezas elétricas em um aerogerador, bem como os efeitos quando não se tem um controle adequado. Para isso, serão utilizados dois motores de indução trifásicos tipo gaiola de esquilo, um motor simulando o vento (máquina primária), e o outro representado o gerador assíncrono. Para o controle de reativos, serão utilizados bancos de capacitores, e para a carga, lâmpadas resistivas, além de inversores de frequência e instrumentos de medição para controle e mensuração das grandezas elétricas.

Palavra chave – Aerogerador, Gerador de indução assíncrono, Qualidade da energia elétrica.

INTRODUÇÃO

Os geradores assíncronos podem ser empregados em centrais elétricas, como hidrelétricas ou em aerogeradores. As máquinas síncronas são as mais comumente utilizadas para geração de energia elétrica. Isto se deve à facilidade de controle das potências ativa e reativa, frequência e tensão. Apesar dessas facilidades, para quantidades menores de produção de energia, a utilização de máquinas assíncronas pode ser uma opção mais economicamente viável, além de serem

robustas, confiáveis e possuírem custo menor de manutenção. Os Gerador assíncronos tem como grande desvantagem, comparados com geradores síncronos, a necessidade de absorver energia reativa da rede. Portanto, os geradores assíncronos utilizem fontes para compensação do fator de potência como, por exemplo banco de condensadores. Outra diferença importante consiste no fato dos geradores síncronos trabalham com uma velocidade de rotação igual à velocidade do campo girante, também conhecida como velocidade síncrona. Já os assíncronos, possui uma rotação mecânica superior à velocidade

síncrona, existindo escorregamento do rotor em relação ao campo girante (SANTOS, 2015). Haja vista a necessidade atual de estudos envolvendo este tipo de gerador (gerador assíncrono), elaborou-se a proposta deste trabalho, que consiste em montar uma bancada didática, capaz de simular, em parte, o comportamento, de um gerador de indução assíncrono com aplicação em geração eólica.

MATERIAL E MÉTODOS

A montagem desta bancada foi realizada a partir de um conjunto didático da WEG (BDMW), sendo inserido os demais equipamentos necessários, mas que não compunham o kit didático original. Para simular um gerador assíncrono operando como aerogerador, fora escolhida a seguinte configuração (Figura 1):

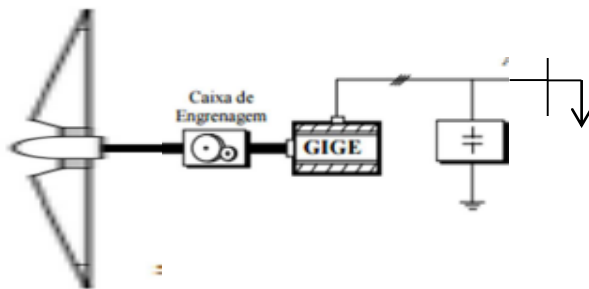


Figura 1: Gerador de Indução trifásico em Gaiola de Esquilo (GIGE) - Fonte: MARQUES, 2004

Para construção desta bancada, criou-se inicialmente o módulo que simularia a máquina primária do aerogerador (Figura 2), a bancada didática montada em laboratório, pode ser visualizada em (Figura 3).

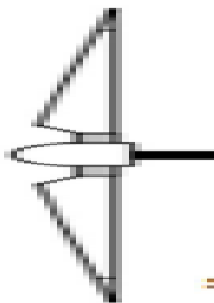


Figura 2: Subconjunto correspondente à máquina primária - Fonte: MARQUES, 2004



Figura 3: Módulo que simula o comportamento da máquina primária.

De acordo com, (MAXWELL, 2014) O comportamento típico de vento segue o perfil indicado, conforme a (Figura 4):

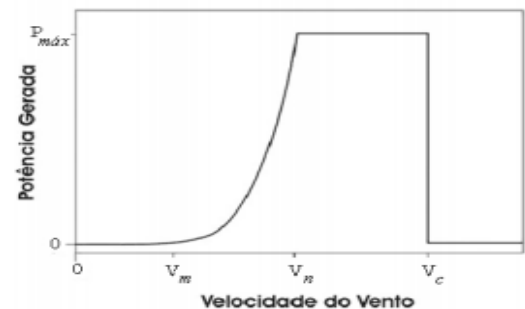


Figura 4: Diagrama da curva de potência de um gerador eólico-Fonte: MAXWELL, 2014

Para simular este comportamento utilizou-se do inversor de frequência, parametrizado para a rotação da máquina primária de 1840[rpm] a 1900[rpm], segundo os cálculos abaixo:

$$n_{MP} = (n_{GIT} - n_N) + n_{SGIT}$$

$$n_{MP} = (1800 - 1730) + 1800 = 1870[\text{rpm}]$$

Considerando variação de ± 30 [rpm] sobre a rotação da máquina primária simular, que representaria aproximadamente $\pm 1.6\%$ da n_{MP} . Com isso é possível variadas condições de vento.

A máquina primária, por sua vez, está acoplada a uma máquina assíncrona (Figura 5) originalmente construída para funcionar, como motor elétrico. Uma vez, que o GIGE é forçado a uma rotação acima de sua rotação síncrona, recebendo uma potência reativa externa, ele é capaz de gerar potência ativa. Portanto, para obter a rotação necessária, acoplou-se esta máquina ao módulo que simula o comportamento da máquina primária, e injeta-se potência reativa através de capacitores.



Figura 5: Acoplamento das máquinas primária e GIGE- Fonte: O autor

Para que pudessem ser interligadas as duas máquinas, houve a necessidade de adquirir um acoplamento, de eixo direto, o que resulta no fato da rotação do eixo das duas máquinas serem coincidentes.

Para o banco de capacitores (Figura 6) seria necessária aproximadamente de $4,70[\mu F]$ a $27,0[\mu F]$, valores por fase, em $220[V]$, conectados em γ (estrela), segundo os cálculos abaixo:

$$Q_{3\phi} = P_{mec} \times REND \times \tan \{ \arccos(FP) \}$$

$$Q_{3\phi} = 736 \times 0,805 \times \tan (35,90)$$

$$Q_{3\phi} = 428,95[\text{var}]$$

$$C = Q_{3\phi} \div 3 \times 2\pi \times F \times U^2 \phi$$

$$C = 428,95[\text{var}] \div 6 \pi \times 60 \times (127)^2 [V]$$

$$C = 23,3 [\mu F]$$

$$C_{\text{máx}} = F.S \times C$$

$$C_{\text{máx}} = 1,15 \times 23,5[\mu F] = 27,0[\mu F]$$

$$C_{\text{mim}} = 20\% \times C$$

$$C_{\text{mim}} = 20\% \times 23,5[\mu F] = 4,70[\mu F]$$



Figura 6: Módulo correspondente ao banco de capacitor – Fonte: O autor

Considerando que o sistema é capaz de fornecer até $592,48[W]$, utilizou-se de lâmpadas incandescentes de $220[V]$ / $60[W]$ conectadas em Δ (delta) para simular situação de carga (Figura 7).



Figura 7: Módulo que simula o comportamento da carga - Fonte: O autor

Como tem-se 3 lâmpadas por fase, é possível simular até 3 situações, portanto, uma carga máxima de $180[W]$ por fase, ou $540[w]$ trifásicos.

Para medição foi utilizado o multimetror da KRON-malk série 2 (Figura 8), capaz de medir tensões, e correntes trifásicas, potências ativa, reativa e aparente, fator de potência e taxa de distorção harmônica.



Figura 8: Módulo de medição – Multimetro Multk série 2 (KRON) - Fonte: O autor

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Primeiramente ao se construir a bancada didática que simula o aerogerador houve a necessidade de parametrizar o inversor de frequência conforme os dados de placa do motor, e de modo a permitir que faça um controle externo da velocidade, através de um potenciômetro. Logo após houve a necessidade de adquirir um acoplamento para que fosse possível acoplar as duas máquinas (Máquina primária e gerador assíncrono). Após o acoplamento, foi necessário alinhar as máquinas de modo a evitar desgastes de suas peças e vibrações. Para injetar a potência reativa necessária para sugimento do campo girante do gerador assíncrono, foi projetado e construído um banco de capacitor. Para que possam ser medidas todas as grandezas elétricas juntamente com fator de potência, foi instalado um multimetro. Todas as etapas citadas se encontram finalizadas e em pleno uso.

CONCLUSÕES

No presente momento se encontra finalizada toda a bancada didática capaz de simular em parte o comportamento de um aerogerador. O subconjunto que simulará a máquina primária, bem como seu sistema de acionamento, será exercido pelo inversor de frequência (simulando variações de vento), o acoplamento entre máquina primária e gerador já se encontra ajustado. Os testes envolvendo o módulo de medição também já foram finalizados, estando também este módulo pronto para o uso. Estas etapas encontra-se finalizadas e os testes de desempenho já foram realizados com sucesso. Logo após foi especificado, construído e testado o módulo para compensação de reativos (banco de capacitores) e o módulo de carga. Estes

módulos, por sua vez, ainda requerem mais testes e ajustes.

REFERÊNCIAS

MAXWELL, STEPHEN J. Fundamentos de máquinas elétricas / Stephen J. Chapman; tradução: Anatólio Laschuk. – 5. Ed. – Porto Alegre AMGH, 2014.

MARQUES, JEFERSON. Turbinas eólicas: modelo, análise e controle do Gerador de indução com dupla alimentação, Dissertação de Mestrado em Santa Maria. UFSM, 2004.

Santos, SANPAIO A. J. Rio de Janeiro: UFRJ/ Escola politécnica. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/documents/656877/14486448/bren2010514.pdf/3bd97-26f9-4ddf-94c3-f01d76d6f14a?version=1.0>. Acesso em: 15/02/2017 às 15:30hs.