

REVISTA ILHA DIGITAL

A REVISTA ILHA DIGITAL é uma publicação *on-line* do Departamento Acadêmico de Eletrônica, *campus* Florianópolis, do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina (IFSC).

Os artigos publicados são de total responsabilidade de seus autores. Todos os artigos podem ser apropriados para fins que não sejam comerciais, resguardada a citação da fonte.

Contribuições para publicação na próxima edição devem ser feitas *on-line* através da página da revista na Internet: <http://ilhadigital.florianopolis.ifsc.edu.br>

Conselho Editorial	Corpo de Revisores	
Jony Laureano Silveira	André Luís Dalcastagnê	Flávio Alberto Bardemaker Batista
Leandro Schwarz	Carlos Gontarski Speranza	Golberi de Salvador Ferreira
Luiz Alberto de Azevedo	Charles Borges de Lima	João Goulart Júnior
	Cláudio Luís Ebert	Joel Lacerda
	Clóvis Antônio Petry	Luis Carlos Martinhago Schlichting
	Delmar Carvalho de Souza	Maurício Gariba Júnior
	Everton Luiz Ferret dos Santos	Mauro Tavares Peraça Marco
	Fernando Luiz Rosa Mussoi	Valério Miorim Villaça
	Fernando Santana Pacheco	Muriel Bittencourt de Liz
		Paulo Ricardo Telles Rangel

INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA CATARINA
Campus Florianópolis

Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN)

Avenida Mauro Ramos, 950

88.020-300 – Florianópolis – SC

Telefone: (48) 3221-0565 e Fax: (48) 3224-1500

E-mail: ilhadigital@ifsc.edu.br

<http://ilhadigital.florianopolis.ifsc.edu.br/>



EDITORIAL

No dia 10 de outubro de 2013, o Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) do Ministério da Ciência, Tecnologia e Inovação (MCTI), em parceria com o Ministério da Educação (MEC), mediante interveniência da Secretaria de Educação Profissional e Tecnológica (SETEC), publicou a Chamada MEC/SETEC/CNPq nº 94/2013, denominada de “Apoio a Projetos Cooperativos de Pesquisa Aplicada e de Extensão Tecnológica”, alinhada as características do Plano Brasil Maior e a Estratégia Nacional de Ciência, Tecnologia e Inovação.

A Chamada MEC/SETEC/CNPq nº 94/2013 tinha por objetivo destinar apoio financeiro a projetos que visassem “contribuir significativamente para o desenvolvimento científico, tecnológico e de inovação do País, e estava direcionada para os Institutos Federais de Educação, Ciência e Tecnologia, assim como para as Escolas Técnicas vinculadas às Universidades Federais, contudo, com a presença/participação obrigatória do setor produtivo nos projetos cooperados, a serem submetidos ao CNPq.

A parceria ministerial, MCTI e MEC, representou um marco histórico para as autarquias contemporâneas da Rede Federal de Educação Profissional, Científica e Tecnológica, idealizada pelo governo Luiz Inácio Lula da Silva (2003-2011), a partir da Lei nº 11.892/2008, cuja norma legal também instituiu os Institutos Federais, decorrente de um processo de aglutinação/reestruturação de Escolas Técnicas Federais, Agrotécnicas Federais e Centros Federais de Educação Tecnológica, as quais, historicamente, foram, por governos federais, responsabilizadas por realizar a educação profissional, e dessa forma prover a força de trabalho especializada que a nação brasileira necessitava à época e necessita ainda hoje.

Avalia-se que a publicação da Chamada MEC/SETEC/CNPq nº 94/2013 evidencia um reconhecimento tardio do potencial de recursos humanos dos Institutos Federais e das Escolas Técnicas vinculadas às Universidades Federais. Contudo, se essa ação foi idealizada a partir da visão de uma política que percebe a capacidade estratégica dessas instituições em conjugar a indissociabilidade entre ensino, pesquisa e extensão, julga-se que o governo Dilma Rousseff (2011) contribuiu significativamente para que o Brasil tenda a equilibrar a relação de país consumidor/produtor de tecnologia.

Há de considerar-se ainda que a Chamada MEC/SETEC/CNPq nº 94/2013, por oportunizar a construção de uma área de intersecção entre o segmento produtivo, a instituição educacional de ensino e pesquisa de base tecnológica e a instituição de fomento governamental, induz o empresariado brasileiro a adensar sua compreensão sobre a importância de ver, na tradicional autarquia que já providenciava a formação de uma força de trabalho em educação profissional, um parceiro que venha a colaborar para projetar a sua

empresa a outro patamar de desempenho, decorrente do exercício da inovação tecnológica, mediada pela troca de experiências.

Compreende-se que a Chamada MEC/SETEC/CNPq nº 94/2013 do governo Rouseff, mesmo apoiando-se nos Institutos Federais pela sua abrangência territorial, tende a resgatar um projeto que estava em curso no início deste século, qual seja, alçar estas autarquias à categoria de Universidades Tecnológicas na Rede Federal de Educação Tecnológica, estruturadas a partir de Centros Federais de Educação Tecnológica.

Em nossa visão, o governo Lula e seus partidários do governo cometeram um equívoco político e não souberam ler nas linhas do processo histórico-desenvolvimentista brasileiro a urgência em projetar Centros Federais de Educação Tecnológica à condição de Universidade Tecnológica e, dessa forma, instrumentalizar o Estado nacional com um tipo de institucionalidade vocacionada, no que se refere à pesquisa e ao fazer tecnológico conjugado com processos e ensino e de aprendizagem. O Tribunal de Contas da União (TCU), por intermédio de relatório sobre os Institutos Federais, também se manifestou, de forma sutil, a respeito dessa situação, em relação a um possível afastamento dessas instituições com relação aos gargalos produtivos.

O tempo, contudo, desdobrou-se, e a partir do processo histórico é possível constatar a visão equivocada daqueles que formularam a política dos Institutos Federais, como um remédio social que age no sentido de estancar uma sangria que somente é possível de contornar com um desenvolvimento abrangente da intelectualidade do ser reflexivo e a partir da melhor infraestrutura científico-tecnológica, porque o que é público precisa ser da melhor qualidade; apresenta o resultado não somente aos que se encantaram com a construção de uma uniformidade social, mas para todo o coletivo da sociedade brasileira, em face de que o ser humano não é uniforme, mas social, competitivo e por natureza, tecnológico.

Conselho Editorial



UMA BREVE HISTÓRIA DO CONTROLE AUTOMÁTICO

Marco Valério Miorin Villaça¹, Jony Lauerano Silveira²

Resumo: O melhor meio para compreender qualquer área do conhecimento é examinar a sua trajetória e as razões para a sua existência. O homem sempre foi fascinado pela ideia de uma máquina autônoma. A mitologia grega, por exemplo, menciona autômatos criados pelo deus Hefesto. Por sua vez, em sua trajetória, a teoria de controle conheceu diferentes estágios e abordagens, intimamente relacionadas com as demandas de sua época. Este trabalho apresenta um breve esboço da evolução da teoria de controle, destacando os avanços mais importantes.

Palavras-chave: Controle automático. História. Teoria de controle.

Abstract: *The best way to understand any area of knowledge is to look at its history and the reasons for its existence. Man has always been fascinated by the idea of an autonomous machine. Greek mythology, for example, mentions automatons created by the god Hephaestus. In turn, control theory known throughout its history, different stages and approaches, closely related to the demands of each period. This paper presents a brief outline of the evolution of control theory, highlighting the most important advances.*

Keywords: Automatic control. History. Control theory.

¹ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), campus Florianópolis, IFSC <mvillaca@ifsc.edu.br>.

² Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), campus Florianópolis, IFSC <jony@ifsc.edu.br>.

1. INTRODUÇÃO

A história do controle realimentado está intimamente ligada aos problemas práticos que precisaram ser resolvidos em determinadas etapas da história da humanidade. Segundo Lewis (1982), os momentos históricos que influenciaram no rumo do controle realimentado foram:

- a preocupação dos gregos e árabes com o registro preciso do tempo, entre 300 a.C. e 1200 d.C.
- a revolução industrial, que teve início no terceiro quarto do século XVIII.
- o surgimento das primeiras tecnologias de comunicação em massa e as grandes guerras mundiais, entre 1910 e 1945.
- o início da era espacial em 1957, impulsionada pelo concomitante progresso da computação digital.

Entre a Revolução Industrial e as Guerras Mundiais, houve um acontecimento extremamente importante: em 1868, o físico escocês J. C. Maxwell

ofereceu, em seu artigo “*On governors*”, a primeira análise matemática rigorosa de um sistema de controle realimentado:

“Eu proponho, no momento, sem entrar em qualquer detalhe do mecanismo, dirigir a atenção de engenheiros e matemáticos à teoria dinâmica de tais reguladores” (MAXWELL, 1868, p. 271, tradução nossa).

A teoria de controle começava a ser escrita na linguagem da matemática. Assim, o período anterior a 1868 pode ser considerado a pré-história do controle automático.

Segundo Friedland (1986), Lewis (1992) divide a história do controle realimentado em três períodos:

- período primitivo do controle automático, de 1868 até o início do século XX.
- período clássico, do início do século XX até 1960.
- período moderno, de 1960 até os dias atuais.

2. O CONTROLE NA ANTIGUIDADE

O homem sempre foi fascinado com a ideia de uma máquina autônoma. Aristóteles, quase duas centenas de séculos atrás, sugeriu que a automação poderia tornar os homens verdadeiramente livres:

“[...] Se cada instrumento pudesse executar a sua missão obedecendo a ordens, ou percebendo antecipadamente o que lhe cumpre fazer, como se diz das estátuas de Dáidalos, ou dos tripodes de Héfaistos, que como fala o poeta, "entram como autômatos nas reuniões dos deuses", se, as lançadeiras tecessem e as palhetas tocassem cítaras por si mesmas, os construtores não teriam necessidade de auxiliares e os senhores não necessitariam de escravos” (ARISTÓTELES, Política I.2,1254a34-39, trad. Kury).

Homero (*Iliada*, 18.372-377, trad. Nunes) usou a palavra grega *τριπόδης* (*tripé*) para identificar uma espécie de garçom automático criado pelo deus grego Hefesto, que podia se deslocar a sua vontade mediante rodas com a qual estava provido. Ainda, segundo Homero, Hefesto, por ser coxo, teria criado servas inteligentes forjadas em ouro para ajudá-lo a caminhar e trabalhar na forja:

“[...] e após vestir alva túnica sai a coxear da oficina num ceptro forte apoiado ladeado por duas estátuas de ouro semelhantes a moças dotadas de vida – pois ambas entendimento possuíam alento vital e linguagem sobre entenderem das obras que aos deuses eternos são gratas” (*Iliada*, 18.416-420, trad. Nunes).

Segundo o filósofo grego Appolodorus (*Lybrary*, I.ix.26, trad. Frazer), Hefesto construiu também o gigante de bronze Talos, o guardião da ilha de Creta, que “mantinha guarda correndo em volta da ilha três vezes todos os dias” (tradução nossa).

Um bom exemplo de uma máquina autônoma projetada e testada é o relógio de água autorregulado. O relógio de água é uma invenção egípcia e mesopotâmica de aproximadamente 1500 a.C. A versão grega, a *clepsidra* (ladrão de água), surgiu por volta do 3º século a.C. (MAYS, 2010). Nela, um tanque com uma pequena abertura no fundo, enche de água um segundo tanque com uma vazão supostamente constante. Como se pode supor, o registro do tempo é realizado por marcas que indicam a diminuição do nível de água no primeiro tanque ou o aumento do nível de água no segundo tanque. Apesar de oferecer um meio de contagem do tempo, esses relógios não eram muito eficazes, pois o fluxo de água é muito maior quando o primeiro recipiente está cheio do que quando ele está vazio, devido à diferença de pressão exercida pela água no fundo do tanque em cada situação.

Por volta de 270 a.C., o grego Ktesíbios adicionou um componente fundamental ao relógio de água: um regulador de flutuação. Conforme mostra a Figura 1, o regulador é formado por um flutuador em forma de cone e um funil invertido casado. Considere a água fluindo através da válvula para um tanque. Quando a água enche o tanque, o cone bóia em direção ao funil, bloqueando a passagem. Quando a água diminui, a bóia afunda, permitindo que mais água entre. Assim, a função deste regulador é manter o nível de água h_1 constante em um tanque. Este nível constante produz um fluxo constante de água através de um tubo no fundo do tanque o qual enche um segundo tanque com uma taxa constante. O nível de água no segundo tanque h_2 depende, assim, do tempo transcorrido. Este regulador de flutuação cumpre a mesma função que a boia e a válvula em um sistema de descarga moderno. Segundo Kelly (1994), o relógio de água com o regulador de flutuação representa um marco na história da Teoria de Controle, pois foi o primeiro objeto inanimado a se autocontrolar.

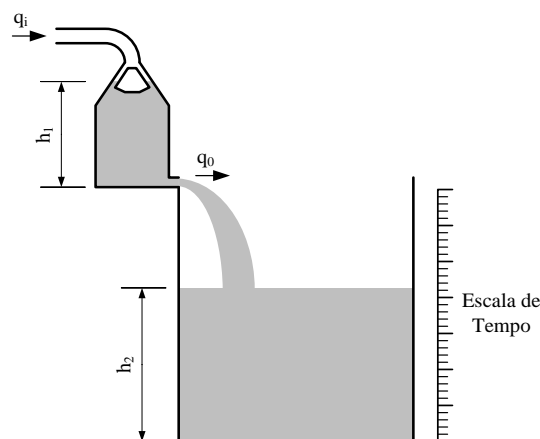


FIGURA 1 – Relógio de água com regulador de flutuação.

Pode-se dizer, assim, que o controle realimentado originou-se com os reguladores de flutuação dos gregos e árabes. Além de controlarem relógios de água, os reguladores de flutuação eram utilizados para controlar lâmpadas a óleo e preparadores de vinho. Além de Ktesíbios, destacaram-se, no mundo grego, Philon de Bizâncio e Heron de Alexandria. A tradição de relógios de água continuou no mundo árabe entre os anos 800 e 1200 d.C., conforme descrito nos livros de Ibn al-Sa-ati (1203) e Al-Jazari (1206) (MANSOUR, 2002). Seguindo a tradição de Heron, os três irmãos Musa, também construíram reguladores de flutuação em Bagdá no século IX d.C. Segundo Lewis (1982), durante este período, um importante princípio de realimentação foi usado, o controle *on-off* ou *bang-bang*, onde a ação de controle possui

apenas dois estados. O Controle *on-off*, consegue, muitas vezes, manter a variável do processo próxima da referência, como na utilização de um termostato para manter a temperatura de uma sala. Ele surgirá novamente nos anos 50 em conexão com os problemas de tempo mínimo. Um exemplo cotidiano de controle *on-off* associado a problemas de tempo mínimo é colocar a água para ferver no menor tempo possível, o que é conseguido através da aplicação de calor pleno e, em seguida, desligá-lo quando a água ferver.

Com a invenção do relógio mecânico (que não é um mecanismo realimentado) nos meados do século XIV, o regulador de flutuação cai no esquecimento, reaparecendo apenas nos meados do século XVIII na Revolução Industrial, especialmente na Inglaterra, particularmente em duas áreas de aplicação: na caldeira das máquinas a vapor e em sistemas domésticos de distribuição de água.

Além da preocupação com o registro do tempo, o homem sempre teve o interesse de se localizar no espaço. Vale mencionar que um sistema de controle pseudo-realimentado foi desenvolvido na China para propósitos de navegação: uma carruagem com uma estátua controlada por um mecanismo de engrenagens preso às rodas da mesma de forma que ela sempre apontava para o sul (Figura 2). Embora a lenda credite sua invenção ao imperador amarelo Huang Di em aproximadamente 2600 a.C., a primeira versão confirmada historicamente é atribuída a Ma Jun (200-265 d.C.), cerca de oitocentos anos antes do emprego da bússola para fins de navegação. Usando a informação direcional fornecida pela estátua, o cocheiro podia seguir um curso correto. A Figura 2 ilustra este mecanismo. Esse mecanismo pode ser chamado de sistema de controle “pseudo-realimentado” já que ele, tecnicamente, não envolve realimentação, a não ser que as ações do cocheiro sejam consideradas como partes do sistema.



FIGURA 2 – Dispositivo conhecido como *The South Pointing Chariot*. Handworx (2013).

3. A REVOLUÇÃO INDUSTRIAL

A Revolução Industrial na Europa foi marcada pela invenção de avançados moinhos de grão, fornos, caldeiras e da máquina a vapor. Como essas máquinas não podiam ser reguladas adequadamente pela mão, surgiu uma nova demanda por sistemas de controle automático. Uma variedade de dispositivos foi inventada, incluindo dispositivos de controle de velocidade e reguladores de flutuação, temperatura e pressão.

Em 1769, o engenheiro escocês James Watt, estudando uma máquina do inglês Thomas Newcomen, inventou uma máquina a vapor mais versátil e mais eficiente. Essa máquina substituiu as máquinas de Newcomen e a sua construção marca o início aceito da Revolução Industrial (LEWIS, 1982). Porém, as raízes da Revolução Industrial podem ser encontradas antes do século XVII com o desenvolvimento de moinhos de grão e de fornos.

O holandês Cornelis Drebbel (1572-1633), em torno de 1624, desenvolveu um sistema de controle automático de temperatura onde, essencialmente, um termômetro de álcool era usado para operar uma válvula de controle de um forno à combustão e, portanto, a temperatura de um recinto fechado, como por exemplo, uma incubadora para chocar ovos. O dispositivo incluía parafusos para alterar o ponto de operação.

“Nos séculos seguintes, essa invenção amadureceu gradualmente. Ela foi apresentada para um público mais amplo, em 1839, quando Andrew Ure, em seu *‘Dictionary of Arts’*, descreveu várias versões de um regulador de temperatura bimetalico que chamou de termostato” (MAYR, 1971, p. 3, tradução nossa).

Um problema associado com a máquina a vapor é o da regulação de pressão do vapor na caldeira, pois o vapor que aciona a máquina deve estar a uma pressão constante. Em 1681, o físico francês Denis Papin inventou um dispositivo realimentado simples, uma válvula de segurança para uma panela de pressão. O dispositivo composto por uma válvula com um sobrepeso colocada na parede da caldeira, compara a pressão real (força na parte interna) com a pressão desejada (força peso); toda vez que a pressão real excede a pressão desejada, a válvula libera o vapor até o equilíbrio ser restaurado. Em poucas décadas, a invenção de Papin tornou-se um acessório padrão das máquinas a vapor. O próprio Papin, em 1707, adaptou seu dispositivo para regular a pressão de um protótipo de uma máquina a vapor.

Os construtores de moinhos ingleses, profissionais com influência notável na tecnologia do século XVIII, desenvolveram uma variedade de dispositivos de controle realimentado. O mais antigo desses, o *fantail* (Figura 3), inventado em

1745 pelo ferreiro britânico E. Lee, pode ser descrito como um moinho de vento auxiliar que é montado atrás das velas principais, num ângulo reto

a elas. Se a direção do vento muda, atinge o *fantail*, virando o moinho até que as velas principais estejam outra vez perpendiculares ao vento.

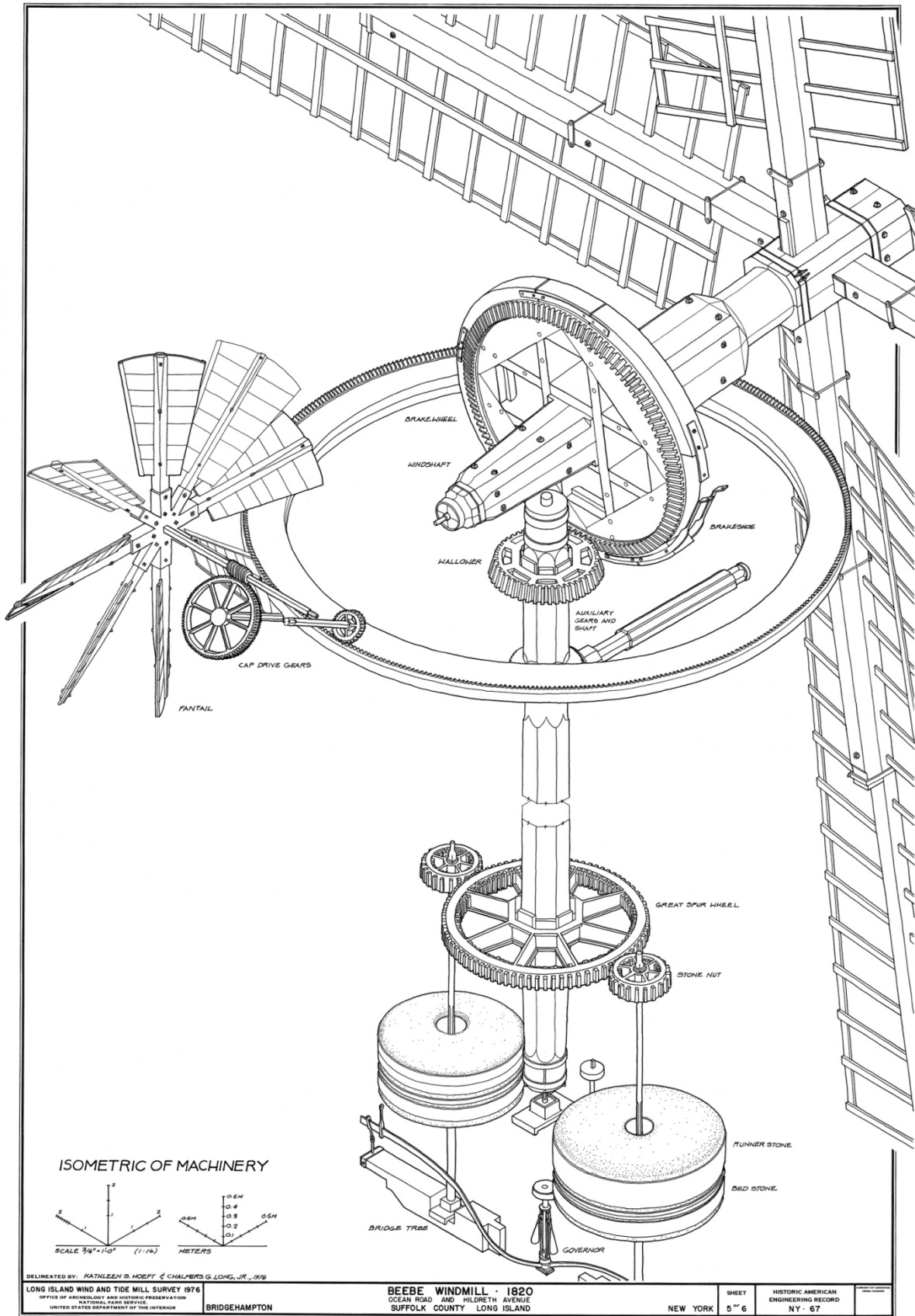


FIGURA 3 - Dispositivo similar ao inventado pelo britânico E. Lee, com a função de manter o moinho de vento na direção do vento. Hoef e Long Jr. (1976).

Os construtores de moinho dedicaram-se, ainda, ao problema da regulação da velocidade. Para construir um controlador realimentado, contudo, é importante ter dispositivos de medição adequados.

Desta forma, os construtores de moinhos desenvolveram vários dispositivos para sensorar velocidade de rotação. Usando estes sensores foram inventados vários reguladores de velocidade, destes, talvez os mais importantes foram os dispositivos patenteados em 1787 pelo engenheiro inglês Thomas Mead, que usavam o pêndulo centrífugo (*flyball*) como sensor de velocidade e, que em algumas aplicações, também supria a realimentação. Mais tarde, grande parte desta tecnologia foi adaptada para o uso na regulação de máquinas a vapor.

As primeiras máquinas a vapor proviam um movimento de produção alternativo e foram desenvolvidas para controlar o bombeamento de água em minas de carvão. As máquinas de vapor de James Watt com movimento de produção rotativo alcançaram a maturidade por volta de 1783, quando a primeira foi vendida.

Um problema associado com a máquina a vapor rotativa é o de regulação da sua velocidade de revolução. Alertado pelo seu colaborador Matthew Bolton, Watt toma conhecimento do pêndulo centrífugo de Mead e, em 1788, utiliza um regulador centrífugo de esferas suspensas (Figura 4) para manter constante a velocidade de uma máquina a vapor rotativa (Figura 5), independente das variações de carga e da pressão do vapor.

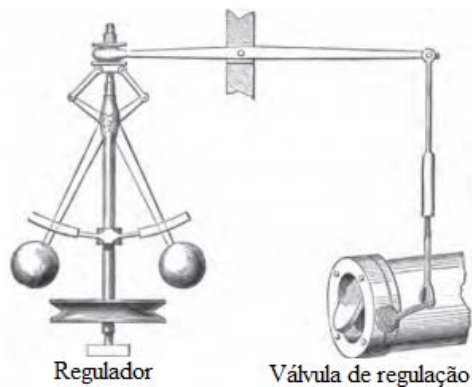


FIGURA 4 – Ilustração de um regulador centrífugo. Adaptada de Clark (1892, p. 49).

Esse dispositivo empregava duas esferas suspensas que giravam em torno de um eixo e que eram arremessados para fora pela força centrífuga. Quando a velocidade de rotação da máquina a vapor aumentava, por algum motivo, os pesos suspensos balançavam mais para fora e para cima, operando uma válvula de estrangulamento do fluxo de vapor que reduzia a velocidade da máquina. Se o motor desacelerava, como resultado de uma carga súbita, o

movimento para dentro dos pesos abria a válvula de fluxo e a máquina podia acelerar. Assim, uma velocidade constante era alcançada automaticamente.

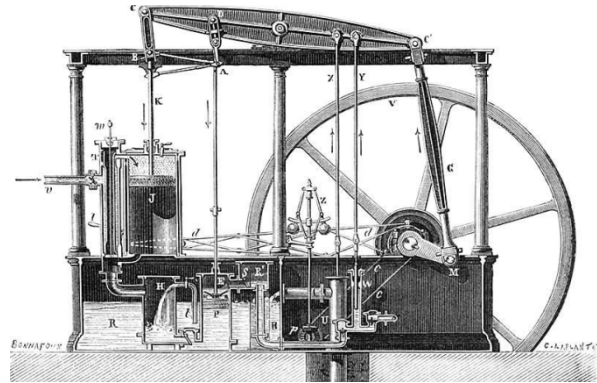


FIGURA 5 – Máquina a vapor de Watt. Old Book Illustrations (2013).

Para Lewis (1982), os dispositivos de realimentação anteriores ao regulador centrífugo de esferas suspensas “permaneceram obscuros ou fizeram um papel imperceptível como uma parte da maquinaria que eles controlavam”. A operação do regulador centrífugo, por sua vez,

“era claramente visível até mesmo para o olho destreinado e seu princípio tinha um sabor exótico que parecia para muitos encarnar a natureza da nova era industrial”.

Bennett (1979) nos dá uma ideia do seu sucesso ao informar que, até 1868, 75.000 reguladores estavam em operação.

Os projetos de sistemas de controle realimentados através da Revolução Industrial eram desenvolvidos por tentativa e erro e acompanhados de muita intuição; estavam mais para arte do que ciência. Em meados do século XIX, a matemática começou a ser utilizada para analisar a estabilidade de sistemas de controle realimentados. Considerando que a matemática é o idioma formal da teoria de controle automático, o período anterior a este poderia ser considerado a pré-história da teoria de controle.

Concomitantemente com a evolução dos reguladores industriais, astrônomos britânicos se interessaram por um mecanismo realimentado capaz de manter um telescópio direcionado para um corpo celeste durante um longo tempo compensando a rotação da terra. Em 1840, o astrônomo real britânico George B. Airy, ao analisar a dinâmica desses mecanismos em seu artigo “*On the regulator of the clock-work for effecting uniform movement of equatorials*”, descobriu que fortes oscilações eram introduzidas no sistema devido ao projeto impróprio do laço de controle realimentado. Ele foi o primeiro a discutir a instabilidade dos sistemas de malha

fechado e o primeiro a utilizar as equações diferenciais na sua análise.

Em seu artigo “*On Governors*”, publicado em 1868, o físico inglês James C. Maxwell explicou as instabilidades apresentadas pelo regulador *flyball* usando equações diferenciais para descrever o sistema de controle. Nesse artigo, a condição de estabilidade que todos os pólos devem estar no semiplano esquerdo foi indicada explicitamente pela primeira vez:

“Esta condição é matematicamente equivalente à condição que todas as possíveis raízes e todas as possíveis partes das raízes impossíveis de uma certa equação devem ser negativas” (MAXWELL, 1868, p. 271, tradução nossa).

Até este momento, não se entendia porque reguladores aparentemente bem elaborados podiam apresentar um comportamento instável. “Com o trabalho de Maxwell nós podemos dizer que a teoria de sistemas de controle estava firmemente estabelecida” (LEWIS, 1982, tradução nossa).

Em 1877, o matemático inglês Edward J. Routh venceu o Prêmio Adams da Universidade de Cambridge, uma competição bienal para selecionar o melhor ensaio sobre um determinado assunto científico, com a monografia “*A Treatise on the Stability of a Given State of Motion*”, que apresenta um critério algébrico para determinar a estabilidade de um sistema. Um dos examinadores era Maxwell, que havia recebido o Prêmio Adams em 1857. Cerca de 20 anos após Routh, o matemático alemão Adolf Hurwitz (1895), chegou as mesmas conclusões de Routh. Independentemente de Maxwell e Routh, em 1877, o russo Ivan Vishnegradsky (1949) analisou em seu artigo “*On direct-action governors*” a estabilidade de reguladores usando equações diferenciais. Ele expressou os resultados finais da teoria por uma fórmula compacta e por um gráfico original, os quais permitem uma rápida aplicação prática dos resultados da investigação. O trabalho de Vishnegradsky mostra como a estabilidade do regulador é afetada pelas alterações dos parâmetros do sistema tais como a massa das esferas, o atrito, o erro de regulação e o momento de inércia do volante. O artigo de Maxwell foi um passo essencial na área da mecânica teórica. Mas somente após o artigo de Vishnegradsky, os engenheiros puderam entender o que eles tinham que fazer para obter um controle estável. Seu compatriota Alexander Lyapunov (1892) estudou a estabilidade de equações diferenciais não-lineares usando uma noção generalizada de energia, introduzindo conceitos e técnicas que ainda são utilizadas.

4. AS GUERRAS MUNDIAIS E O CONTROLE CLÁSSICO

Antes da Segunda Guerra Mundial, os avanços na área do controle automático estavam distribuídos entre vários campos da engenharia. No controle de processos industriais, controladores automáticos foram usados para criar produtos de melhor qualidade com um menor custo. Segundo Bennett (1984), reivindica-se que o primeiro controlador de processos de três termos: proporcional + integral + derivativo (PID) foi introduzido pela Taylor Instrument Company em 1936. O método usado para sintonizar cada um dos três termos foi desenvolvido por John G. Ziegler (1942) e Nathaniel B. Nichols, então funcionários da Taylor Instrument Company. Segundo Desborough (2002), mais de 95% dos sistemas de controle das indústrias de processo contínuo (indústrias petroquímicas, cimenteiras, siderúrgicas, papel e celulose, entre outras) utilizam esse tipo de controlador, embora muitos dos controladores sejam, na realidade, controladores do tipo proporcional-integral (PI) que, portanto, não incluem a ação derivativa.

Antes disso, em 1911, o inventor norte-americano Elmer Sperry, fundador da Sperry Gyroscope Company, utilizou uma espécie de controlador PID para automatizar um mecanismo de direcionamento de navios (ROBERTS, 2008). Em 1922, o engenheiro russo Nikolai F. Minorsky apresentou a primeira análise teórica dos controladores PID em seu trabalho “*Directional stability of automatically steered bodies*”, atualmente utilizados em quase todos os processos industriais. Minorsky baseou a sua análise na observação de um timoneiro, verificando que o timoneiro controla o navio não apenas baseado no erro presente, mas também no erro passado e na sua taxa de variação. A ação de um controlador PID é ilustrada na Figura 6. No instante t_1 , o passado é representado pela integral do erro (área hachurada), o presente pelo valor instantâneo do erro e o futuro pela derivada do erro que provê uma estimativa do seu crescimento ou decaimento. O tempo derivativo T_d representa aproximadamente o tempo em que o erro é antecipado.

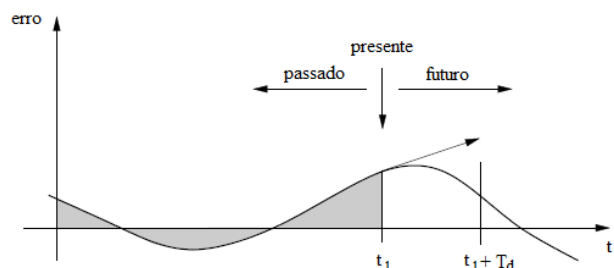


FIGURA 6 – Ação de um controlador PID. Adaptado de Åström e Murray (2008, p. 25).

Em sistemas de telefonia, amplificadores realimentados foram desenvolvidos para tornar possível a transmissão de voz em longa distância. Destacam-se nesse campo, os trabalhos no domínio da frequência dos engenheiros norte-americanos Harry Nyquist (1932), Harold S. Black (1934) e Hendrik W. Bode (1940) nos Laboratórios Bell. Em 1927, Black utilizou a realimentação negativa para reduzir a distorção em amplificadores repetidores. Nyquist desenvolveu um trabalho sobre a estabilidade de amplificadores realimentados. Em seu trabalho “*Relations between attenuation and phase in feedback amplifier design*”, Bode apresenta os diagramas logarítmicos da resposta em frequência da magnitude e da fase (Diagramas de Bode) e as definições de margem de fase e de ganho, com os quais investiga a estabilidade dos amplificadores realimentados.

Em projetos de computação analógica do Massachusetts Institute of Technology (MIT), o servomecanismo foi introduzido para substituir os operadores humanos das máquinas. Em seu artigo de 1934, sobre a teoria dos servomecanismos, o engenheiro norte-americano Harold Hazen (*apud BERGBREITER, 2005*) define um servomecanismo como um dispositivo cujo elemento de saída “[...] é então acionado para fazer a diferença entre as indicações da saída e da entrada tender a zero” (tradução nossa). Nesse sentido, um servomecanismo segue um dado sinal de entrada. Hazen também descreve o servomecanismo como um amplificador de potência, onde entradas de baixa potência poderiam ser utilizadas para controlar altas potências.

Os trabalhos desenvolvidos na Sperry Gyroscope, no MIT, nos Laboratórios Bell e na Marinha norte-americana contribuíram para a fabricação de equipamentos de direcionamento exato das armas a bordo de navios e aeronaves. A mira de bomba Norden (Figura 7), desenvolvida pelo holandês Carl Norden e frequentemente mencionada junto com o radar e a bomba atômica como as tecnologias aliadas mais importantes da Segunda Guerra, usou repetidores síncronos para transmitir informação sobre o vento, altitude e velocidade da aeronave para o computador analógico da mira, assegurando a distribuição precisa das armas.

Para estudar os problemas de controle e de processamento de informação associados ao recém-inventado radar, o Laboratório de Radiação (Rad Lab) foi fundado no MIT em 1940. Muito da teoria de controle durante a década de 1940 saiu desse laboratório. O livro “*Theory of servomechanisms*” de 1947, preparado pelo Rad Lab e organizado pelo físico Hubert M. James, pelo engenheiro Nathaniel B. Nichols e pelo matemático Ralph S. Philips,

tornou-se um texto de referência da engenharia de controle do pós-guerra.

“O trabalho descrito aqui, contudo, é o resultado coletivo do trabalho feito em muitos laboratórios, exército, marinha, universidade e indústrias, neste país, na Inglaterra, no Canadá e em outros lugares” (HUBERT; NICHOLS; PHILIPS, 1947, p. vi).

Ele introduziu a Carta de Nichols (NICHOLS; MANGER; KROHN, 1947), uma ferramenta gráfica para a análise da estabilidade e robustez de sistemas realimentados.



FIGURA 7 – Mira Norden. Glenn’s Computer Museum, 2013.

Em 1948, o engenheiro norte-americano Walter R. Evans (1948, 1950) apresentou sua técnica do Lugar das Raízes, outra contribuição importante para projeto de sistemas de controle. A ideia subjacente a esse método consiste em utilizar as propriedades de malha aberta do sistema para, a partir da variação de um parâmetro, determinar as propriedades do sistema em malha fechada. Os anos 50 foram bastante profícuos em trabalhos de controle de malha fechada baseados nos requisitos de tempo de subida, sobressinal e outros parâmetros de desempenho.

5. A ERA ESPACIAL/DO COMPUTADOR E O CONTROLE MODERNO

Esses estudos conduziram a chamada Teoria Clássica de Controle, formulada no domínio da frequência e utilizando como ferramentas matemáticas as transformadas de Laplace e Fourier. O controle clássico mostrou-se adequado para resolver os problemas de controle durante e imediatamente após a Segunda Guerra Mundial. Sua abordagem no domínio da frequência era adequada para sistemas lineares invariantes no

tempo de uma única entrada e de uma única saída. A Teoria de Controle Clássico e suas técnicas gráficas não deram conta dos problemas de controle suscitados pela corrida espacial, iniciada com o lançamento do Sputnik em 1957 pela extinta URSS. Era necessária uma teoria de controle que pudesse lidar com equações diferenciais não-lineares em sistemas multivariáveis. Desta forma, passam a ser desenvolvidos métodos no domínio do tempo, os quais recebem um forte impulso com o desenvolvimento dos computadores digitais, que constituíam a plataforma tecnológica necessária para resolver os sistemas de equações diferenciais que produzem as leis de controle. Aparece, então, um novo método de projeto de controle, a Teoria de Controle Moderno, que passa a representar os sistemas por variáveis de estado e trabalha quase exclusivamente no domínio do tempo.

O primeiro computador dedicado ao controle de uma planta industrial foi empregado em uma refinaria da empresa de petróleo Texaco em Port Arthur, Texas, no ano de 1959 (BUSINESS WEEK, 1959). Até a década de 1970, contudo, a aplicação dos computadores digitais nos sistemas de controle estava restrita a grandes plantas industriais de processos considerados lentos, devido ao alto custo e a baixa velocidade de processamento. O surgimento dos microprocessadores, em 1969, mudou radicalmente esta realidade, desenvolvendo uma nova área da engenharia de controle, o controle digital. Nele o papel do computador é analisar as variáveis provenientes do processo a ser controlado e, com base nessas, gerar os sinais de controle (Figura 8).

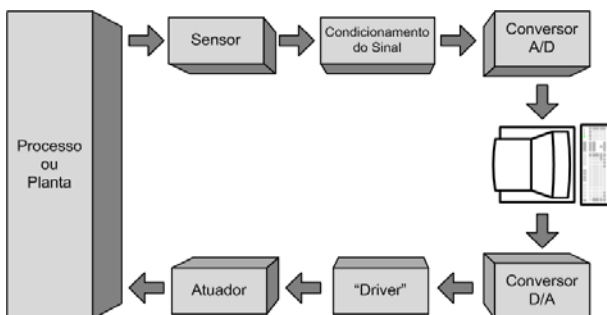


FIGURA 8 – Sistema de controle digital em malha fechada.

A proliferação de microprocessadores no mundo do controle de processos permitiu o surgimento de uma nova topologia de controle, o controle distribuído. No começo da década de 1980, um sistema em rede usando comunicação serial conectava os prédios do campus da Universidade de Melbourne, Austrália até uma sala de controle. O sistema instalado usava microprocessadores Z80 da Zilog, tanto na sala de controle, quanto nas unidades remotas (SEGOVIA; THEORIN, 2013).

Nas últimas décadas, os esforços têm se concentrado, sobretudo, nas teorias de controle robusto e controle ótimo. Os métodos de controle robusto tentam a busca de soluções em sistemas reais e que, portanto, estão sujeitos a certas incertezas na planta, nos sensores e nos atuadores. O controlador deve ser projetado não somente para atender ao modelo matemático (modelo nominal), mas também de forma a considerar pequenas variações paramétricas. No controle ótimo o projeto de controladores além de garantir a estabilidade deve ser encarado como um problema de otimização matemática, buscando um conjunto ótimo de critérios de desempenho.

Por fim, apesar de serem normalmente apresentadas separadamente na literatura, está claro nos dias atuais que a engenharia de controle deve considerar simultaneamente as teorias do domínio do tempo e do domínio da frequência.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O controle automático apresenta uma história muito longa, algo em torno de dois mil anos. Entretanto, olhando pelo menos mais mil anos para trás, é possível encontrar o controle automático como ideia na mente humana, uma vez que os mitos das antigas civilizações estão repletos de referências a máquinas robóticas automáticas. Na realidade, o primeiro dispositivo de controle realimentado com registro histórico foi o relógio de água com o regulador de flutuação de Ktesíbios. Na revolução industrial, destacam-se os reguladores mecânicos para o controle de moagem nos moinhos de vento, os mecanismos de controle de posição para telescópios e o controle de velocidade de máquinas a vapor. Por combinar sensoriamento, atuação e controle, o regulador centrífugo de Watt de 1788 foi o destaque da época. Como a procura pelo regulador centrífugo cresceu, ele passou a operar em condições nas quais exibia, por razões inexplicáveis na época, oscilações indesejáveis. O primeiro a modelar e explicar o fenômeno foi Maxwell em 1868, evento que, juntamente com os trabalhos de Routh, Vyshnegradsky e Lyapunov, introduziu o rigor matemático no estudo dos dispositivos de controle automático.

Como disciplina, a teoria de controle começou a se consolidar com as contribuições de Sperry e Minorsky no direcionamento de navios, os trabalhos sobre amplificadores realimentados de Black, Nyquist e Bode nos Laboratórios Bell na década de 1930, a teoria dos servomecanismos Harold Hazen na mesma década, o livro "*Theory of servomechanisms*" de 1947, preparado pelo Laboratório de Radiação do MIT e, finalmente, a técnica do lugar das raízes de Evans (1948). Esses estudos conduziram, na década de 1950, a chamada

Teoria Clássica de Controle, formulada no domínio da frequência e utilizando como ferramentas matemáticas as transformadas de Laplace e Fourier.

Entende-se que a visão histórica apresentada possa auxiliar na compreensão da teoria de controle ensinada nos cursos de tecnologia e engenharia como um sistema de disciplinas. O controle transcende os limites das áreas tradicionais da engenharia, tais como a aeronáutica, naval, química, elétrica, mecânica e nuclear. Seu desenvolvimento na linha do tempo não foi fruto de uma única área tecnológica, mas de vários projetos tecnológicos, tais como registro do tempo, direcionamento de navios, telefonia, controle de armamento, processos industriais e exploração espacial.

REFERÊNCIAS

- AIRY, G.B. *On the regulator of the clock-work for effecting uniform movement of equatorials*, **Memoirs of the Royal Astronomical Society**, v. 11, pp. 249-267, 1840.
- APPOLODORUS. *The library*. Trad. Sir James Jorge Frazer. Londres: William Heinemann, 1921.
- ARISTÓTELES. *Política*. Trad. Mário da Gama Kury. Brasília: Editora Universidade de Brasília, 1985.
- ÅSTRÖM, K.; MURRAY, R. *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*. New Jersey: Princeton University Press, 2008.
- BENNETT, S. *A history of control engineering 1800-1930*. London: Peter Peregrinus, 1979.
- BERGBREITER, S.. *Moving from Practice to Theory: Automatic Control after World War II*. Student paper: HIS 285S: **History of Science**, University of California, Berkley.
- BLACK, H.S. *Stabilized feedback amplifiers*. **Bell Systems Technical Journal**, v. 13, pp. 1-18, 1934.
- BODE, H.W. *Feedback amplifier design*. **Bell Systems Technical Journal**, v.19, pp.421-444, 1940.
- BUSINESS WEEK. *Texaco closes the loop*. New York: McGraw-Hill. 4 abr. 1959.
- CLARK, D. *An Elementary Treatise on Steam and the Steam-engine Stationary and Portable*. London: Lockwood, 1892.
- DESBOROUGH, L; MILLER, R. *Increasing customer value of industrial control performance monitoring - Honeywell's experience*. **AICHE Symposium Series**, n. 326, pp. 169-189, 2002.
- EVANS, W.R. *Graphical Analysis of Control Systems*. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 67, n. 1, pp. 547-551, 1948.
- EVANS, W. *Control system synthesis by root-locus method*. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 69, pp. 66- 69, 1950.
- FRIEDLAND, B. *Control System Design: An Introduction to State-Space Methods*. New York: McGraw-Hill, 1986.
- GLENN'S COMPUTER MUSEUM. *Old Bombsights, Gun Sights & Navigation Computers*. Disponível em <<http://www.glennsmuseum.com/>>. Acessado em 27 ago. 2013.
- HANDWORX. Disponível em <http://www.handworx.com.au/gearworx/images/hist_examples/th%20pointing%20chariot.jpg> Acessado em 21 ago. 2013.
- HOEFT, K; LONG JR, C. *Beebe windmill*. Washington, D.C: **Historic American Engineering Record, National Park Service**, 1976.
- HOMERO. *Iliada*. Trad. Carlos Alberto Nunes. Rio de Janeiro: Ediouro, 2001.
- HURWITZ, A. *Ueber die Bedingungen, unter welchen eine Gleichung nur Wurzeln mit negativen reellen Theilen besitzt*, **Mathematische Annalen**, v. 46, n. 2, pp 273-284, 1895.
- KELLY, K. *Out of Control: the rise of neo-biological civilization*. Perseus Publishing, 1994.
- LEWIS, F.L. *Applied Optimal Control and Estimation*. Prentice-Hall, 1982.
- LYAPUNOV, M.A. *The General Problem of the Stability of Motion*. **Int. J. Control**, v. 55, pp. 531-773, 1992. Tradução para o inglês do artigo original em russo publicado em 1892 em Comm. Kharkov Soc. Math.
- MANSOUR, M.A *Review of Early Muslim Control Engineering*. Disponível em <<http://www.muslimheritage.com/uploads/ACF25BA.pdf>>. Acessado em 21 ago. 2013.
- MAXWELL, J. *On Governors*. **Proceedings of the Royal Society of London**, v. 16, pp. 270–283, 1867/68.
- MAYR, O. *Feedback mechanisms in the historical collections of the national museum of history and technology*. Washington: Smithsonian Institution Press, 1971.
- MAYS, L.W. *A brief history of water technology during antiquity: before the romans*. In: MAYS, L.W. (Org.). *Ancient water technologies*. London: Springer, 2010.

MCCORDUCK, P. *Machines who think*. 2a ed. Natick, Mass.: A. K. Peters, 2004.

MINORSKY, N. *Directional stability of automatically steered bodies*. **J. Ame. Soc. Naval Engineers**, v. 34, pp. 280–309, 1922.

NICHOLS, N.; MANGER, W.; KROHN, E. *General design principles for servomechanisms*. In: HUBERT, J.; NICHOLS, N.; PHILIPS, R. (Orgs). *Theory of Servomechanisms*. New York: McGraw-Hill, 1947.

NYQUIST, H. *Regeneration theory*. **Bell Systems Technical Journal**, v. 11, pp. 126-147, 1932.

OLD BOOK ILLUSTRATIONS. *Watt's steam engine*. Disponível em <<http://www.oldbookillustrations.com/pages/watt-steam-engine.php?lng=en>>. Acessado em 21ago. 2013.

ROBERTS, G. *Trends in marine control systems*. **Annual Reviews in Control**, n. 32, pp. 263-269, 2008.

ROUTH, E.J.A. *Treatise on the Stability of a Given State of Motion*. Londres: Macmillan, 1877.

SEGOVIA, V.R.; THEORIN, A. *History of control: history of PLC and DCS*. Disponível em <http://www.control.lth.se/media/Education/DoctorateProgram/2012/HistoryOfControl/Vanessa_Alfred_report.pdf>. Acessado em 21 ago. 2013.

VYSHNEGRADSKY, I.A. *О регуляторах прямого действия*. In: MAXWELL J.; VYSHNEGRADSKY, I.; STODOLA, A. (Orgs). *Теория автоматического регулирования (линеаризованные задачи)*. Москва: АН СССР, 1949.

ZIEGLER, J.; NICHOLS, N. *Optimum Settings for Automatic Controllers*, **Trans. ASME**, v. 64, pp. 759-768, 1942.



DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA INDICATIVO DE FRENAGEM EMERGENCIAL PARA VEÍCULOS AUTOMOTORES

Uilter Witte Barboza¹, Leandro Schwarz²

Resumo: Este trabalho tem apresenta o desenvolvimento de um sistema eletrônico indicativo de frenagem emergencial para veículos automotores. O tema do trabalho, segurança no trânsito, tem sido alvo de grande atenção, especialmente nos últimos anos, devido ao aumento da quantidade de acidentes no trânsito brasileiro. Dentre os tipos mais frequentes de acidentes, destacam-se as colisões traseiras. O sistema desenvolvido objetiva sinalizar para os demais condutores que o veículo realizou uma frenagem abrupta ou emergencial. Para a solução, foi construído um *hardware* constituído de duas placas de circuito impresso; a primeira adquire os dados de desaceleração do veículo e processa de modo a categorizar a frenagem do veículo e a segunda é composta por uma matriz de LEDs para sinalização dos níveis de frenagem do veículo. Os módulos são alimentados através da bateria do próprio veículo, possuem consumo baixo de modo a não interferir nos demais sistemas elétricos do veículo e são de fácil instalação. Para comprovar o funcionamento do sistema indicativo de frenagem emergencial, foram realizados testes em bancada com condições controladas e testes em campo com o protótipo instalado em um veículo e testado nas vias públicas, obedecendo à legislação de trânsito vigente e as normas de segurança aplicáveis.

Palavras-chave: Acelerometria. Segurança no trânsito. Frenagem emergencial.

Abstract: *This work presents the development of an electronic system for indicating emergency braking in vehicles. The theme of this work - traffic safety - has attracting much attention, especially in recent years, due to the increased number of traffic accidents in Brazil. Rear collisions are among the most frequent types of accidents. The developed system aims to signal to other drivers that the vehicle made a sudden emergency braking. It was developed a hardware composed of two printed circuit boards: the first, acquires data from the vehicle deceleration and processes it in order to categorize the intensity of braking and the second is composed of an array of LEDs for signaling the braking level of the vehicle. The modules are powered through the battery of the vehicle and have low consumption, in order to not interfere with other electrical systems in the vehicle. Another advantage is the ease install feature. The system tests were carried out in test bench under controlled conditions. The prototype was also tested in a vehicle on public roads, always obeying the traffic laws and regarding the safety standards.*

Keywords: *Accelerometry. Traffic safety. Emergency braking.*

¹ Acadêmico do Curso de Especialização em Desenvolvimento de Produtos Eletrônicos, *campus* Florianópolis, IFSC <uilter.witte@gmail.com>.

² Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), *campus* Florianópolis, IFSC <schwarz@ifsc.edu.br>.

1. INTRODUÇÃO

O Departamento Nacional de Infraestrutura de Transportes (DNIT, 2012), realizou uma pesquisa classificando os acidentes ocorridos no ano de 2011 por tipo e gravidade. No estado de Santa Catarina, o tipo de acidente mais frequente foi a colisão traseira, somando um total de 5.657 acidentes. O mesmo acontece no Brasil como um todo, o tipo de

acidente mais frequente também foi a colisão traseira, com um total de 54.999 acidentes.

No trânsito, é importante que o tempo de reação do condutor seja o menor possível para evitar acidentes potencialmente fatais. Thielen (2011) destacou a importância de analisar o comportamento do condutor em situações de risco a partir do referencial da percepção de riscos. Segundo ele:

“Estima-se em $\frac{3}{4}$ de segundo o tempo de reação [do condutor], e para efeito de cálculo se utiliza o arredondamento para 1 segundo. Significa que esse é o tempo que uma pessoa leva para emitir uma resposta frente a uma situação de emergência como frear repentinamente [...]” (THIELEN, 2011, grifo nosso).

Supondo que o veículo esteja transitando em velocidade constante de 80 km/h no momento em que uma determinada situação de risco é apresentada, o veículo teria percorrido 22 metros no tempo de reação de 1 segundo do condutor, ou seja, antes que a decisão da frenagem tenha sido tomada (THIELEN, 2011).

A psicologia define vários tipos de atenção, dentre as quais, identificam-se dois tipos fundamentais para um condutor: tenacidade e vigilância. Segundo Ballone e Moura (2008):

“[...] tenacidade é a propriedade de manter a atenção orientada de modo permanente em determinado sentido, focando um ponto definido e preciso. Já a vigilância é a possibilidade de desviar a atenção para vários objetos, especialmente para estímulos do meio exterior”. (BALLONE; MOURA, 2008).

Além da desatenção do condutor, existem dois fatores essenciais que influenciam no tempo de resposta: o tempo de percepção e o tempo reação do condutor. Em seu livro, Homburger (2003) *apud* Sousa (2011) demonstra que o tempo de percepção e o tempo de reação estão diretamente ligados; estes dois fatores definem as quatro etapas do tempo de resposta: percepção, identificação, emoção e reação.

Em 2006, o Instituto de Pesquisa Econômica e Aplicada (IPEA), realizou em conjunto com o

Denatran e com o apoio da Associação Nacional de Transportes Públicos (ANTP) e de outros órgãos governamentais, um estudo do impacto social e econômico dos acidentes de trânsito em vias brasileiras (IPEA; DENATRAN, 2006).

Em um dos capítulos do relatório executivo, comparou-se a gravidade com o tipo de acidente. Neste trecho da pesquisa, constatou-se que os tipos de acidentes com maior gravidade são a colisão frontal e o atropelamento, causadores de maior número de mortes. Porém, além deste dado extraído das estatísticas no período pesquisado, pode-se observar também que a colisão traseira e o engavetamento, em conjunto, são responsáveis por 25,12% do total de colisões.

O Departamento Nacional de Infraestrutura de Transportes (DNIT), em conjunto com o Departamento de Polícia Rodoviária Federal (DPRF), vêm realizando diversas pesquisas ao longo dos anos e disponibilizando ao público relatórios anuais das estatísticas de acidentes. Os dados levantados foram adquiridos nas rodovias federais sob jurisdição do DNIT e processados pela Coordenação Geral de Operações Rodoviárias (CGPERT/DIR).

A pesquisa foi iniciada no ano de 2005 e, até o presente momento, foram publicados os dados dos anos entre 2005 e 2011. A Figura 1 apresenta os dados compilados da pesquisa. Na figura, pode-se observar a disparidade da frequência de colisões traseiras em relação aos demais tipos de acidentes, em qualquer um dos anos avaliados pela pesquisa. Pode-se observar também uma tendência crescente no número de acidentes envolvendo colisão traseira.

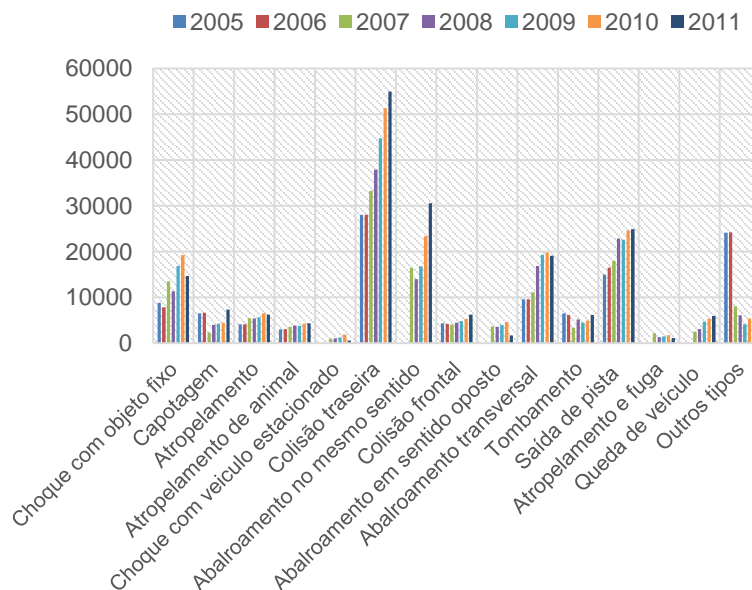


FIGURA 1 - Ocorrência de acidentes por tipo e ano, de 2005 a 2011.

A Figura 2 apresenta a linha de tendência deste tipo de acidentes nos anos pesquisados; pode-se notar um crescimento significativo de quase 100% em apenas seis anos.

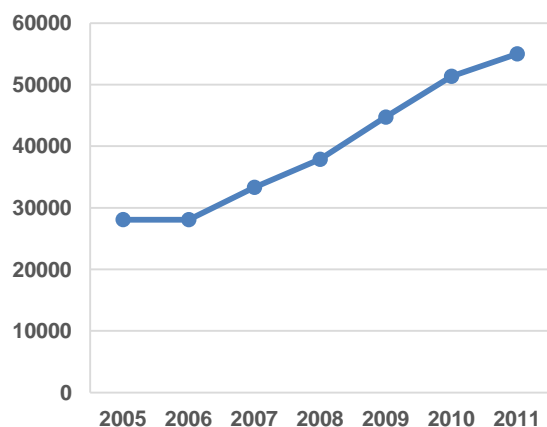


FIGURA 2 - Ocorrência de colisões traseiras entre 2005 e 2011.

O ano de 2006 apresentou uma leve redução no número de colisões traseiras em relação a 2005, porém, nos anos seguintes, a ocorrência destes acidentes se intensificou.

Em relação ao último ano da pesquisa (2011), foram registradas 54.999 colisões traseiras do total de 188.925 acidentes, representando 29,11%.

Acredita-se que grande parte dos acidentes do tipo colisão traseira pudesse ter sido evitado se o tempo de reação dos condutores fosse diminuído. Desta forma, um sistema eletrônico que aumente a atenção do condutor é importante para ajudar na diminuição do tipo mais frequente de acidente no trânsito brasileiro.

Este trabalho visou desenvolver um sistema eletrônico que auxilie na redução de colisões traseiras no trânsito causadas por condutores que, por desatenção, não perceberem uma situação de risco a tempo para frear o veículo

2. TEMPOS DE PERCEPÇÃO E RESPOSTA DE CONDUTORES

Diversas situações ou objetos demandam a atenção do condutor ao dirigir, podendo, ou não, representar perigo aos condutores, dentre os quais, podem-se citar: travessia de pedestres em local inapropriado, desrespeito de vias preferenciais por veículos, paradas repentinas de veículos, lombadas e semáforos.

Homburger (2003) *apud* Sousa (2011) descreve as quatro etapas o processo de avaliação e reação de um condutor a uma determinada situação, por exemplo, no caso de um semáforo amarelo:

- 1° **Percepção**: o condutor visualiza um semáforo amarelo;
- 2° **Identificação**: o condutor identifica o sinal como estando amarelo;
- 3° **Emoção**: o condutor decide frear o veículo;
- 4° **Reação**: o condutor pressiona o pedal do freio.

Sousa (2011) pesquisou a taxa de desaceleração e os tempos entre percepção e reação dos condutores em interseções semaforizadas. Segundo ele, as quatro etapas apresentadas por Homburger formam o tempo de percepção e reação (TPR), ou seja, o tempo entre o condutor perceber que um carro a sua frente executou um frenagem brusca e o momento em que ele executa a ação de pressionar o pedal de freio.

Geralmente, estes tipos de situações acontecem de forma rápida ou inesperada, de modo que, quanto menor o TPRs, maior será a probabilidade de evitar uma colisão.

Thielen (2011) explica que a decisão de executar uma reação a partir de uma situação observada é influenciada por diversos fatores cognitivos e afetivos, e pode ocorrer em frações de segundos. Entretanto, para efeito de cálculo, assume-se um TPR de 1s, aproximadamente. Logo, este é o tempo que a maioria das pessoas demora a reagir e emitir uma resposta frente a uma situação no trânsito.

A atenção é outro fator importante no processo de conduzir um veículo. Ela pode ser dividida em dois tipos: vigilância e tenacidade. Segundo Ballone e Moura (2008), a vigilância é utilizada pelo condutor para desviar a atenção para estímulos externos, por exemplo, outros veículos trafegando ao lado do seu. Já a tenacidade é a responsável por manter a atenção do condutor, focado em apenas um sentido, por exemplo, apenas no ato de conduzir um veículo, sem sofrer estímulos do meio externo. Com isso pode-se dizer que esses dois tipos de atenção são antagonistas, ou seja, quanto mais tenacidade um condutor dedica ao trânsito, menos vigilante ele fica aos estímulos externos.

3. SENSORES DE ACELERAÇÃO

Partindo dos princípios da física, a segunda lei de Newton afirma que a aceleração pode ser obtida através da força que é exercida sobre um determinado objeto. A força gravitacional (normalmente medida em g) é definida como uma força de interação entre dois ou mais corpos, sendo diretamente proporcional à massa dos corpos.

O sensor de aceleração, portanto, converte a força aplicada na massa sísmica no interior do

acelerômetro, em uma grandeza elétrica, que pode ser processada dentro de um sistema eletrônico.

Existem diversos tipos de sensores de aceleração no mercado, diferindo em escala de medição, custo, dinâmica da resposta e estrutura interna. Portanto, é necessário analisar com cuidado a aplicação alvo (objetivo), para que o sensor possa ser selecionado corretamente.

Os acelerômetros podem medir a aceleração em um, dois ou três graus de liberdade, ou seja, direções de medição. No espaço cartesiano, os eixos ortogonais são chamados X, Y e Z. Esses sensores podem ser classificados em três tipos; acelerômetros, inclinômetros ou giroscópios. Os acelerômetros medem a resultante de uma dada aceleração (normalmente em *g*) em relação aos eixos X, Y e Z. Os inclinômetros medem a inclinação (normalmente em graus) de um objeto em relação a um destes eixos. Os giroscópios, por sua vez, medem a velocidade angular (normalmente em graus por segundo) do objeto em relação a um dos eixos.

O acelerômetro especificado para o desenvolvimento desse projeto foi o MMA7361L desenvolvido pela Freescale. Por se tratar de uma aplicação alimentada por baterias, o baixo consumo do dispositivo foi um fator determinante na escolha do componente. Em modo de operação típica, o MMA7361L possui consumo máximo de 400 μ A, enquanto em modo de espera, o consumo diminui para cerca de 3 μ A (FREESCALE, 2008).

Uma vez que o MMA7361L é encapsulado em um *chip* LGA-14, com 3x5x1 mm, a soldagem manual do componente no protótipo é muito difícil. Para solucionar esse inconveniente foi utilizada uma placa de prototipagem rápida Breakout MMA7361L da LC Tech (2013) que possui este sensor montado e demais componentes necessários (Figura 3).

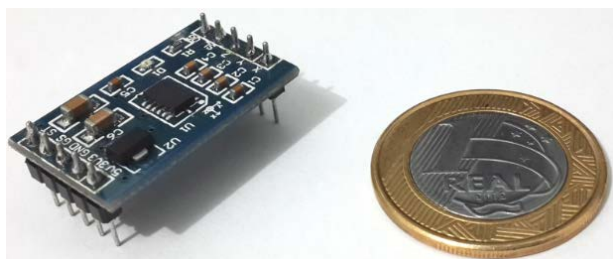


FIGURA 3 - Breakout MMA7361L da LC Tech.

4. MICROCONTROLADOR

Microcontroladores (MCU) são circuitos integrados constituídos por uma CPU (*Central Processing Unit*, ou Unidade Central de Processamento), memórias RAM e ROM e diversos periféricos (portas E/S, gerenciadores de protocolos

I²C, SPI, UART e outros). Os tipos e o número de periféricos variam em cada modelo e fabricante.

Os microcontroladores possuem capacidade de processamento menor que os microprocessadores, entretanto, como possuem periféricos integrados, sua utilização é preferível em sistemas embarcados, tais como, MP3, celulares, impressoras, relógios, calculadoras, controles remotos, entre outros.

4.1. Arduino

O Arduino é um *kit* de desenvolvimento microcontrolado de baixo custo, amplamente utilizado no meio acadêmico, bastante difundido entre os leigos em eletrônica e hobbistas, muito utilizado, em especial, pela comunidade *open-source*. O projeto Arduino foi criado por Máximo Banzoni na Interaction Design Institute Ivrea em 2003 e atualmente possui mais de 20 modelos de *kits* oficiais e um número muito expressivo de outros modelos não-oficiais (ARDUINO, 2013). O sistema Arduino é baseado em microcontroladores AVR da ATMEL.

A principal vantagem no uso de um *kit* de desenvolvimento está na rápida prototipagem e na presença de gravador integrado.

Para o projeto, foi escolhido o microcontrolador ATmega328P da Atmel Corporation. Este microcontrolador é a base do Arduino UNO, possui todos os periféricos necessários ao projeto e pode ser adquirido com baixo custo, principalmente devido à enorme demanda de chips causada pelo projeto Arduino.

5. MATERIAIS E MÉTODOS

Como requisitos do sistema, projetou-se o sistema para possuir fácil instalação, podendo ser aplicado tanto em veículos que possuam a luz central de freio (popularmente conhecida como *brake light*), quanto em veículos que não a possuam como item de série. O sistema também sinaliza frenagens mais rigorosas de forma mais intensa.

Como escopo limitante do trabalho, projetou-se o uso do sistema em veículos automotores de categoria B, C, D e E, como define o Código de Trânsito Brasileiro (CTB).

A pesquisa é caracterizada como de natureza exploratório-descritiva. Os dados adquiridos serão traduzidos em informações, caracterizando, assim, uma abordagem quantitativa.

Após a pesquisa bibliográfica entre diversos autores e a análise de requisitos para o sistema, foram definidas soluções para a implementação física do sistema indicativo de frenagem emergencial.

Neste trabalho, foi desenvolvido um *hardware*, contendo duas placas: a primeira é responsável pela aquisição e processamento dos sinais do sensor de

aceleração, e a segunda placa é uma matriz de LEDs com o propósito de alertar os condutores do veículo de trás.

O *hardware* foi desenvolvido nas instalações do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina (IFSC), Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), *campus* Florianópolis.

Para a construção do *hardware*, foi necessário desenvolver o esquemático elétrico das duas placas, bem como o desenho das placas de circuito impresso.

Após a confecção do protótipo, foi estruturado e desenvolvido o *firmware* do sistema. Foram, então, realizados ensaios iniciais em laboratório os quais auxiliaram na obtenção da versão final do protótipo.

A versão final do protótipo foi testada em um veículo automotor, em vias públicas em Florianópolis, Santa Catarina. Os testes foram efetuados em horários de pouco movimento, com o devido cumprimento das leis de trânsito, sempre com a presença de um passageiro para realizar as leituras e anotações. Desta forma, em nenhum momento o condutor realizou ações que comprometessem nem a sua própria segurança e a do passageiro, nem a de pessoas externas ao veículo.

5.1. Sistema proposto

O protótipo desenvolvido detecta a intensidade da frenagem, por meio de um acelerômetro. Os sinais do acelerômetro serão adquiridos e processados por um microcontrolador que calcula a intensidade da frenagem e a classifica de acordo com uma tabela pré-definida. Na sequência, o sistema sinaliza a frenagem por meio de uma matriz de LEDs.

A princípio, foram definidos quatro níveis de intensidade de frenagem, listados na Tabela 1.

TABELA 1 - Níveis de frenagem pré-definidos.

Estado	Nível de frenagem	Ações do <i>brake light</i>
0	$< 0,35g$	desligado
1	$0,35g \leq 0,54g$	pulsando em 3,3 Hz
2	$0,55g \leq 0,79g$	pulsando em 5,0 Hz
3	$> 0,80g$	pulsando em 10,0 Hz

O protótipo não atua sobre as luzes de freio laterais do veículo, atuando apenas sobre o *brake light*, apresentado na Figura 4.

O protótipo requer conexão com a bateria do veículo para alimentação, entretanto, a detecção da frenagem será realizada através de sensores de aceleração, portanto, não é necessária a alteração do sistema elétrico do freio padrão do veículo. Desta forma, reduz-se a quantidade de alterações elétricas

necessárias no veículo, bem como o tempo de instalação do sistema.



FIGURA 4 - Vista traseira de um veículo automotor categoria B.

Para o projeto, foram desenvolvidas duas placas: a Brake Light Board, na qual são posicionados os LEDs, e a CPU Board, a qual possui o restante dos elementos do sistema.

Veículos que não possuam *brake light* devem utilizar as duas placas. Os veículos que já possuam *brake light* devem utilizar a CPU Board e uma placa Brake Light Board específica para adaptar-se à mecânica do *brake light* original do veículo. Como estudo de caso, foi desenvolvida uma Brake Light Board para uso em um Renault Sandero, modelos de 2007 a 2013, substituindo a lâmpada incandescente do *brake light* original do veículo por um conjunto de LEDs.

Os LEDs além de possuírem acendimento e desligamento mais rápido e maior intensidade luminosa que a lâmpada incandescente, ainda apresenta vantagens na eficiência energética, durabilidade, direcionalidade do fluxo luminoso e menor dissipação térmica. A Brake Light Board foi projetada para ser encaixada no interior do case de plástico que abrigava a lâmpada original, apresentada na Figura 5.



FIGURA 5 - Brake light original do Renault Sandero, modelos de 2007 a 2013.

A CPU Board é responsável pela aquisição e processamento dos dados do sensor, e pelo acionamento do conjunto de LEDs da Brake Light Board. O diagrama em blocos do sistema é apresentado na Figura 6.

O sistema indicativo de frenagem emergencial é constituído pelos seguintes blocos:

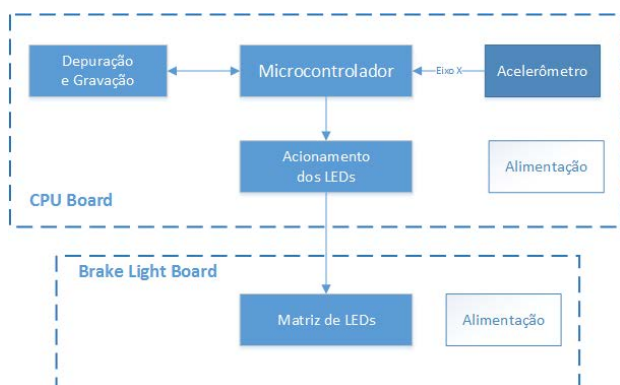


FIGURA 6 - Diagrama em blocos do sistema.

- **regulador de tensão:** fonte de alimentação linear, com o objetivo de regular a tensão fornecida pela bateria do veículo;
- **acelerômetro:** sensor de aceleração responsável por adquirir as desacelerações, obtidas a partir das frenagens do veículo;
- **gravação e depuração:** conectores dispostos na placa para a gravação e depuração do firmware do sistema. Uso exclusivo do desenvolvedor;
- **microcontrolador:** responsável por adquirir as grandezas do sensor de aceleração, processá-las e atuar no brake light;
- **brake light:** terceira luz de freio, local onde serão sinalizadas as intensidades de frenagem do veículo.

5.2. Método de prototipagem

O desenvolvimento do sistema foi dividido em duas etapas de prototipagem:

- etapa 1: Protótipo desenvolvido em matriz de contatos;
- etapa 2: Lote piloto contendo três unidades das PCIs, confeccionadas por empresa especializada.

O protótipo inicial foi testado no *kit* de desenvolvimento Arduino UNO em uma matriz de contatos, com o objetivo de validar o esquemático elétrico e o *layout*, além de possibilitar o teste com o módulo Breakout MMA7361L do acelerômetro.

Antes da definição de qualquer esquemático elétrico e/ou circuito impresso, foi necessário realizar a validação dos diversos componentes estudados e citados na fundamentação teórica deste trabalho.

Após o teste do *firmware*, o próximo passo foi a montagem do circuito em matriz de contatos, com a substituição do potenciômetro pela placa Breakout MMA7361L.

Esta metodologia de desenvolvimento é muito utilizada para novos projetos que não requeiram grande complexidade. A prototipagem torna-se mais rápida e menos dispendiosa financeiramente, por possibilitar a fácil alteração do hardware sem a necessidade de se refazer o *layout* e a confecção de uma nova placa de circuito impresso. A prototipagem em matriz de contatos é apresentada na Figura 7.

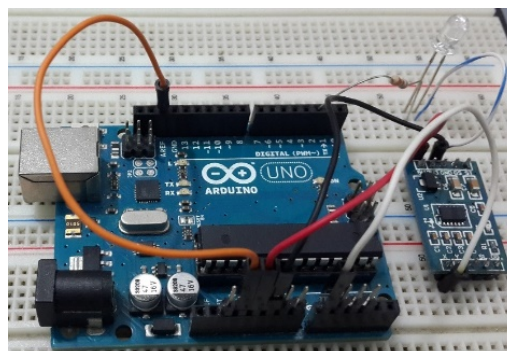


FIGURA 7 - Protótipo inicial em matriz de contatos.

Para a segunda etapa, desenvolveu-se uma placa de circuito impresso para a versão final do *hardware*. Para o desenvolvimento do diagrama esquemático e do *layout* da PCI do sistema, foi utilizado o *software* Eagle PCB Design®, versão 6.2.0, desenvolvido pela CadSoft Computer. Este *software* é muito utilizado por projetistas de *hardware*, pois possui uma versão gratuita limitada ao desenvolvimento de placas dupla face com tamanho máximo de 10x8 cm; essa limitação não foi impeditiva para o uso do *software* no desenvolvimento deste projeto.

Para facilitar a montagem dos protótipos, foram usados componentes eletrônicos que possibilitam o seu manuseio sem ajuda de máquinas ou fornos industriais para a soldagem.

Foi produzido um pequeno lote piloto com três unidades, que foram confeccionadas em uma empresa de fabricação de placas de circuito impresso. Esse lote foi ensaiado de modo a servir de base para a produção voltada ao mercado. A Figura 8, ilustra o aspecto final da confecção das placas de circuito impresso.

6. RESULTADOS

Usualmente os testes de bancada são os primeiros testes a serem executados em qualquer protótipo. Estes são realizados em ambiente controlado de modo a verificar o desempenho do protótipo quando submetido a condições pré-determinadas.

Na sequência, foram realizados testes em campo para verificar o funcionamento do sistema em condições reais de uso.

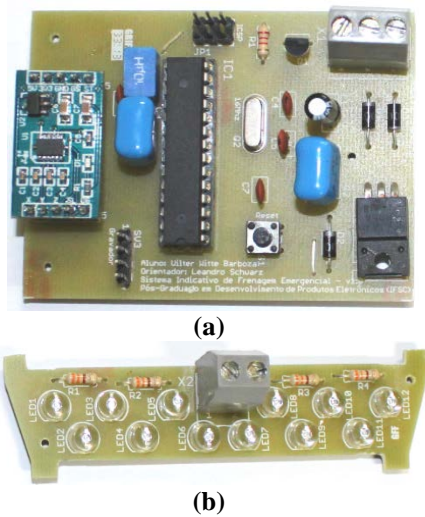


FIGURA 8 - Placas de circuito impresso confeccionadas: (a) CPU Board e (b) Break Light Board.

6.1. Testes de bancada

A Figura 9 apresenta os equipamentos e o cenário montado para o teste de bancada.

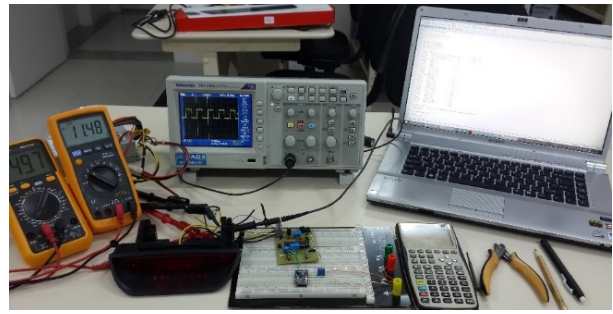


FIGURA 9 - Bancada de testes utilizada para experimento do protótipo.

Foram realizados três testes de bancada: análise da confecção das PCIs, ensaios elétricos e ensaios de funcionalidade. A documentação dos testes de bancada foi realizada através de registros fotográficos e de imagens adquiridas no osciloscópio.

Com auxílio do osciloscópio, buscou-se ilustrar as formas de onda nos diferentes níveis de frenagem emergencial, configurados no *firmware*. As imagens referentes ao acionamento do sistema de sinalização em cada um dos níveis de frenagem são apresentadas na Figura 10.

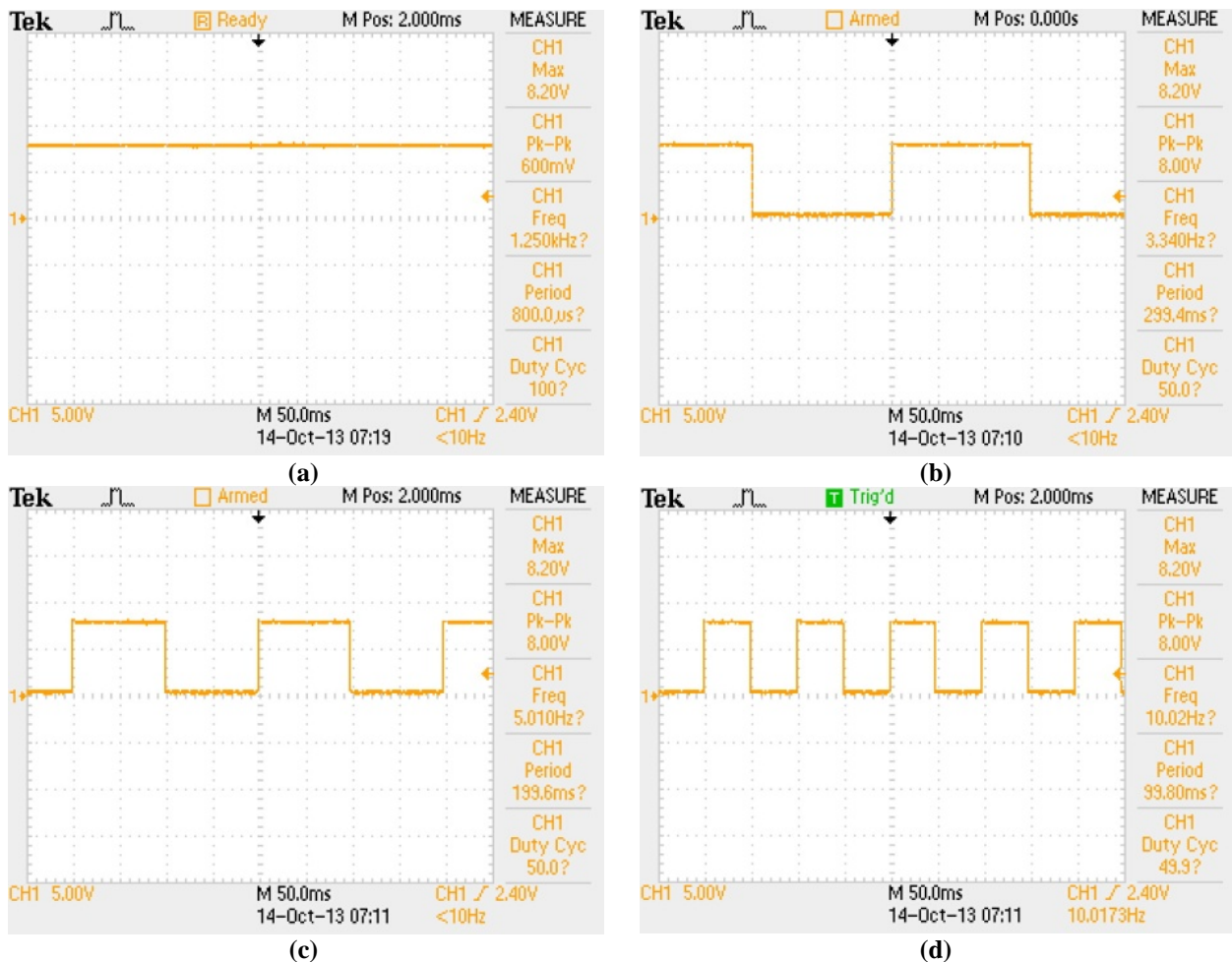


FIGURA 10 - Imagens do osciloscópio apresentando as frenagens de (a) nível 0, (b) nível 1, (c) nível 2 e (d) nível 3. Os LEDs são ativos em nível baixo.

Em uma matriz de contatos, foi montado um *trimpot* múltiplas voltas, configurado como divisor de tensão, para simular os níveis de tensão esperados em cada nível de frenagem. A tensão no *tap* do potenciômetro foi ajustada para 1,617 mV, valor correspondente a 0g no eixo X, denominado de *Vzero* no *firmware* do microcontrolador.

O potenciômetro foi variado até 2,257 mV, correspondente a 0,80g. Estes valores vetoriais da gravidade foram baseados no *firmware* desenvolvido, os dados calculados e aferidos foram apresentados na Tabela 2.

TABELA 2 - Dados calculados e aferidos a partir da montagem apresentada na Figura 9.

Frenagem	Aceleração	Tensão calculada	Tensão aferida
Nível 0	0g	1,650 mV	1,617 mV
Nível 1	0,35g	1,930 mV	1,897 mV
Nível 2	0,55g	2,090 mV	2,057 mV
Nível 3	0,80g	2,290 mV	2,257 mV

6.2. Resultados em campo

Para esta etapa do projeto, foram realizados alguns testes em campo do protótipo. Os testes foram realizados em vias públicas na cidade de Florianópolis. É preciso salientar que os testes foram efetuados em horários de pouco movimento, com o devido cumprimento das leis de trânsito, sempre com a presença de um passageiro para realizar as leituras e anotações. Desta forma, em nenhum momento o condutor realizou ações que comprometessem nem a sua própria segurança e a do passageiro, nem a de pessoas externas ao veículo.

O percurso oficial está ilustrado na Figura 11 que demonstra o trajeto realizado, ida e volta, de 37,3 km. Este trajeto foi realizado por possuir vias de baixa velocidade, vias de alta velocidade, vias pavimentadas com asfalto e com paralelepípedos, semáforos, lombadas, e acidentes geográficos, tais como pequenos morros com estradas retas e com estradas sinuosas.

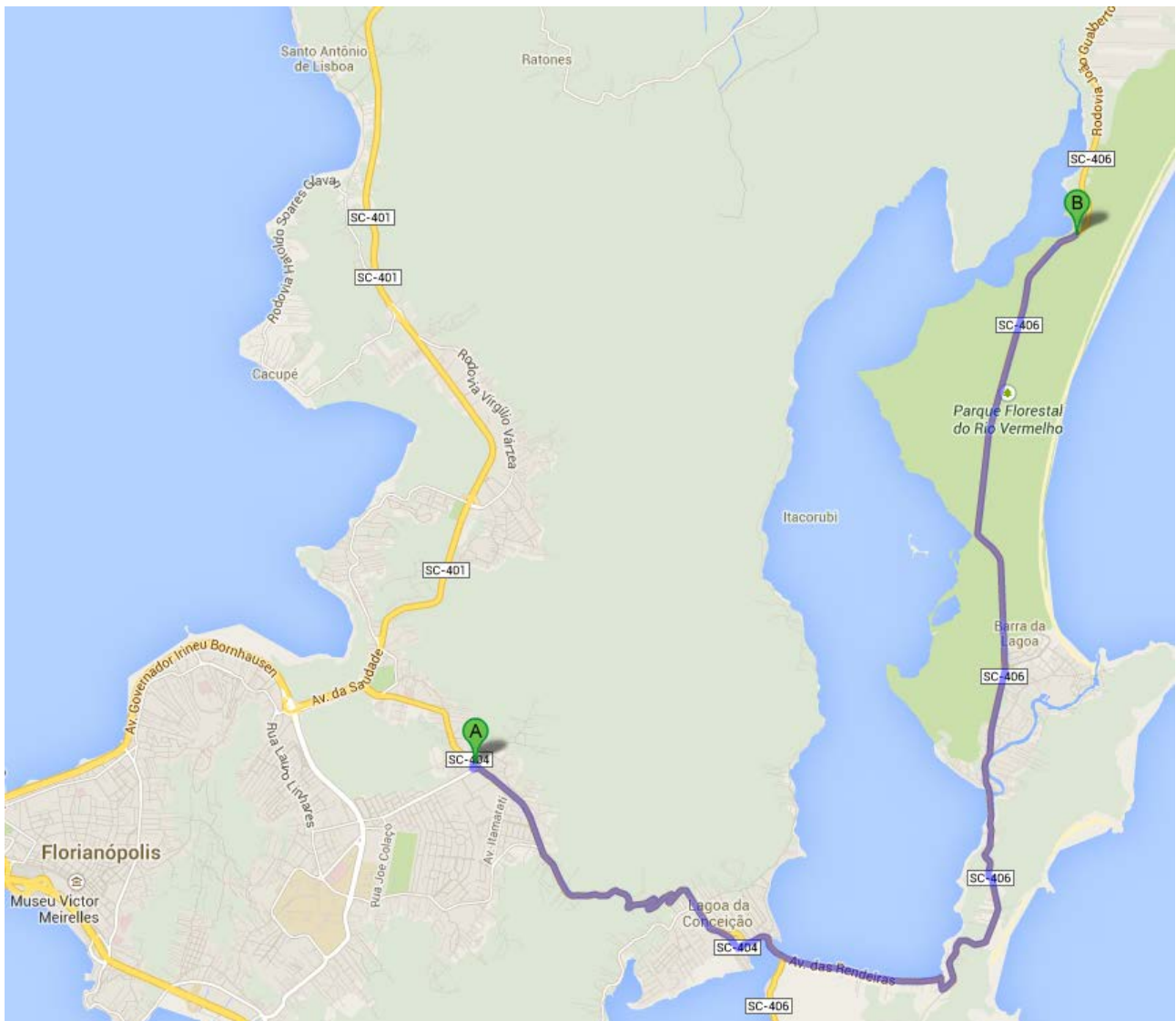


FIGURA 11 - Trajeto realizado no teste de campo.

O protótipo foi instalado no interior do veículo, de modo que a resposta do sistema não pudesse ser vista no exterior do veículo. Esta medida foi tomada tanto por segurança, de modo a evitar a confusão dos outros condutores em caso de mau funcionamento, quanto por conveniência, para facilitar a remoção do sistema para programação de ajustes no *firmware*. O *brake light* foi fixado no painel central do veículo, como demonstra a Figura 12, para a visualização do condutor e do passageiro dos níveis de frenagem configurados no *firmware*.



FIGURA 12 - Fixação do *brake light* no painel central do veículo.

A CPU Board foi fixada provisoriamente entre os bancos do condutor e do passageiro; o local foi escolhido de modo a nivelar o protótipo com a via. Para sua alimentação, foi utilizado um carregador de celular modificado.

Para se obter a versão final do sistema, foram necessários três testes em campo. A principal mudança entre cada teste envolvia a alteração da escala dos níveis de frenagem.

O protótipo se comportou conforme o esperado, e em nenhum momento foi sinalizada uma falsa frenagem emergencial. Nas vias esburacadas ou nas tachas refletivas, nas quais ocorre um impacto do veículo em um curto espaço de tempo, o protótipo não acionou o nível de frenagem, independente da velocidade do veículo. Mesmo nas vias pavimentadas com paralelepípedos, onde as vibrações ocorrem com maior frequência e com intensidades variadas, também não houve falsa sinalização de frenagem emergencial.

7. CONCLUSÕES

Este trabalho demonstrou o desenvolvimento de um sistema para sinalizar a frenagem de um veículo através de uma luz intermitente, para contemplar o objetivo, foi desenvolvido um sistema eletrônico com um sensor de aceleração e um sistema eletrônico de indicação luminosa, na qual são emitidos os sinais luminosos para indicação de uma frenagem emergencial. O sistema possui três níveis de sinalização de modo a indicar diferentemente a intensidade da frenagem realizada.

Foram estimadas as características de alimentação e consumo para o sistema. Quanto à alimentação, o sistema foi projetado para utilizar a bateria do próprio veículo automotor, por isso, foi projetada uma fonte de alimentação linear para condicionamento da tensão do sistema. Em relação ao consumo do protótipo, o consumo aferido ficou entre 40 mA e 80 mA. Logo, pode-se afirmar que o protótipo não demanda muito consumo e não afeta o funcionamento de outros componentes vitais do veículo automotor.

O protótipo é de fácil instalação e não requer alterações complexas no sistema elétrico do veículo. Desta forma, a curva de aprendizado do instalador e mesmo do usuário final é muito rápida, uma vez que não é necessário conhecimento básico de autoelétrica.

A instalação do sistema em um veículo automotor, bem como as ligações elétricas necessárias para o funcionamento do protótipo são muito simples, bastando apenas a sua alimentação em 12 V provinda da bateria do veículo e o nivelamento do sistema com a via.

Apesar do funcionamento adequado do veículo nas vias pavimentadas com paralelepípedos, nas tachas refletivas e em lombadas e buracos, nas situações de aclives e declives de morros, por exemplo, o protótipo apresentou sensibilidade diferente de quando se encontrava no plano. Quanto mais declinado o carro se encontrava, maior era a resultante da aceleração gravitacional no eixo X, desta maneira, a sensibilidade aumentava, sinalizando as frenagens de modo mais intenso que no plano. O efeito análogo ocorria nos aclives acentuados, nos quais a resultante da aceleração gravitacional no eixo X causava a redução da sensibilidade do sistema, sinalizando as frenagens de modo menos intenso que no plano.

REFERÊNCIAS

ARDUINO. Disponível em <<http://www.arduino.cc>>. Acessado em 21 jul. 2013.

ATMEL. **Folha de dados do componente ATmega328P**. 2009. Disponível em <<http://www.atmel.com/Images/doc8161.pdf>>. Acessado em 20 jul. 2013.

BALLONE, G.J.; MOURA, E.C. **Curso de psicopatologia: atenção e memória**. PsiqWeb, 2008. Disponível em <<http://www.psiqweb.med.br/site/?area=NO/LerNoticia&idNoticia=201>>. Acessado em 15 jul. 2013.

DNIT. **Estatísticas de acidentes**. 2012. Disponível em <<http://www.dnit.gov.br/rodovias/operacoes-rodoviaras/estatisticas-de-acidentes>>. Acessado em 10 jul. 2013.

FREESCALE. **Folha de dados do componente MMA7361**. 2008. Disponível em <http://cache.freescale.com/files/sensors/doc/data_sheet/MMA7361L.pdf?fsrch=1&sr=1>. Acessado em 20 jul. 2013.

IPEA; DENATRAN. **Impactos sociais e econômicos dos acidentes de trânsito nas rodovias brasileiras**. 2006. Disponível em <http://www.denatran.gov.br/publicacoes/download/custos_acidentes_transito.pdf>. Acessado em 13 jul. 2013.

LC TECH. **MMA7361 tilt sensor accelerometer module**. Disponível em <[\[inc.com/hardware/detail.aspx?id=053796b3-3b90-4fe5-8588-7b5d14bc0512\]\(http://www.lctech-inc.com/hardware/detail.aspx?id=053796b3-3b90-4fe5-8588-7b5d14bc0512\)>. Acessado em 20 jul. 2013.](http://www.lctech-</p></div><div data-bbox=)

SOUSA, L.A.P. **Taxas de desaceleração e tempos de percepção e reação dos motoristas em interseções semaforizadas**. 2011. 82p. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Transportes). Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2011.

THIELEN, I.P. Perspectivas para a psicologia do trânsito. **Interação em Psicologia**, v. 15, pp. 77-86, 2011.



READEQUAÇÃO TECNOLÓGICA DE PLOTTER PARA PROTOTIPAGEM DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

Nelso Gauze Bonacorso¹, Felipe Kalil Mendonça², Gabriel Costa Sousa³, Cassiano Bonin⁴,
Cynthia Beatriz Scheffer Dutra⁵

Resumo: Este trabalho descreve a readequação tecnológica de um *plotter* de mesa plana modelo NE-245, produzido pela empresa EMG da Hungria que, além de desatualizado tecnologicamente, se encontrava inoperante. A meta desta readequação tecnológica foi o de transformar o equipamento que imprimia em papel tamanho A3 em um *plotter* com comando numérico computadorizado (CNC) robusto e confiável para a prototipagem de placas eletrônicas. A readequação tecnológica foi realizada em três etapas consecutivas envolvendo substituições e desenvolvimentos tecnológicos nas respectivas áreas de mecânica, de eletroeletrônica e de programação. Resultados práticos de plotagem em simples e dupla face são apresentados com o objetivo de validar a adequação tecnológica realizada.

Palavras-chave: CNC. Mach3. PCI. *Plotter*. Readequação tecnológica.

Abstract: This article describes a retrofitting of a plain table plotter model NE-245, manufactured by EMG (Hungary) which was technologically outdated and out of service. This equipment was an A3-paper plotter. The goal of this retrofitting was to change this machine into a robust and reliable CNC plotter to be proper for printed circuit boards (PCB) prototyping. The retrofitting was based on technological upgrade of the mechanical parts and electro-electronic devices and also a software development using the Mach3 CNC Controller. PCB samples produced by the retrofitted machine are shown to validate the equipment.

Keywords: CNC. Mach3. PCB, *Plotter*. Retrofitting.

¹ Professor do Departamento Acadêmico de Metal-Mecânica (DAMM), *campus* Florianópolis, IFSC <nelso@ifsc.edu.br>.

² Professor do SENAI-SC <felippe_matsuri@hotmail.com>.

³ Técnico Mecânico do Departamento Acadêmico de Metal-Mecânica (DAMM), *campus* Florianópolis, IFSC <gabrielcosta@ifsc.edu.br>.

⁴ Técnico Mecatrônico do Departamento Acadêmico de Metal-Mecânica (DAMM), *campus* Florianópolis, IFSC <cassbonin@ifsc.edu.br>.

⁵ Professora do Departamento Acadêmico de Metal-Mecânica (DAMM), *campus* Florianópolis, IFSC <cynthia@ifsc.edu.br>.

1. INTRODUÇÃO

As placas de circuito impresso (PCI) são responsáveis pelo suporte mecânico e pelas ligações elétricas entre os componentes eletrônicos do circuito. As PCI virgens são constituídas por um material isolante, fenolite ou fibra de vidro, e uma fina camada de cobre revestindo um ou os dois lados do isolante. As PCI de fibra de vidro possuem maior rigidez mecânica e isolamento elétrico, porém causam um desgaste maior nas ferramentas de usinagem e possuem um custo ligeiramente maior ao das PCI de fenolite.

Na fase de desenvolvimento de um equipamento eletrônico, existe a necessidade da prototipagem de PCI virgens com o objetivo de avaliar o desempenho do protótipo. Neste caso são

fabricadas poucas PCI, o que inviabiliza a terceirização desta produção em virtude do custo unitário elevado. Sendo assim, os processos substrativos, mecânico ou químico, de prototipagem rápida de PCI virgens são as atuais soluções usadas pelos laboratórios de desenvolvimento de produtos e de pesquisa de empresas e instituições de ensino tecnológico.

O processo mecânico de prototipagem rápida é executado em uma máquina automatizada denominada fresadora CNC. Inicialmente esta máquina realiza a furação da PCI e logo em seguida isola os caminhos elétricos de interligação entre os componentes. Segundo os pesquisadores Puhl e Cunha (2008) esse processo é muito preciso, fabricando PCI de excelente qualidade. Entretanto, o ruído produzido pela fresadora CNC é alto e as

PCI de melhor qualidade, as de fibra de vidro, não são fabricadas por este processo devido ao desgaste precoce das caras ferramentas de usinagem.

O processo químico de prototipagem baseia-se na corrosão do cobre por uma solução ácida. Inicialmente são protegidas as futuras ligações elétricas do cobre por meio de uma camada de proteção. Essa proteção pode ser realizada por meio de pintura manual, tela de serigrafia, transferência térmica, resina fotossensível ou plotagem direta. Os quatro primeiros métodos, de acordo com Kugler (2008), são muito dependentes da habilidade do operador e da qualidade dos materiais envolvidos, o que pode gerar retrabalhos e desperdícios.

No caso da plotagem direta, as futuras conexões são desenhadas automaticamente por um plotter de mesa plana, o que garante assim qualidade e evita o desperdício de tempo e materiais. A desvantagem da plotagem direta é que, posteriormente a corrosão, deve-se realizar a furação na PCI, porém esta tarefa é facilitada pela criação de guias pela corrosão no centro das ilhas.

Cabe ainda ressaltar que o custo de um *plotter* de mesa plana é muito inferior ao de uma fresadora CNC, entretanto não existem *plotters* comerciais dedicados à impressão direta em PCI virgens. Sendo assim, decidiu-se adaptar para prototipagem de PCI o *plotter* de mesa plana modelo NE-245, Figura 1, produzido pela empresa EMG da Hungria.

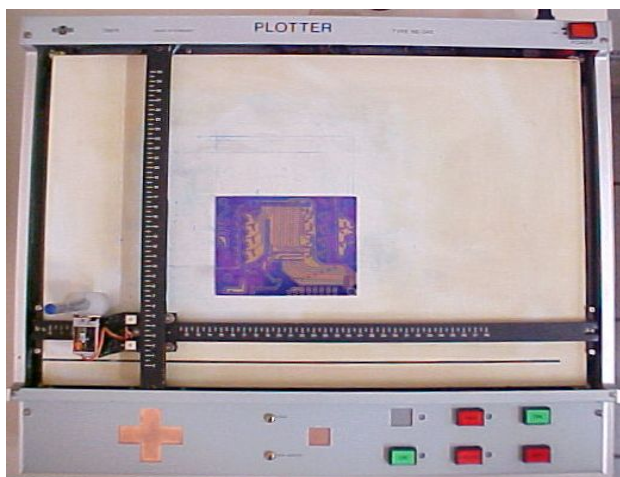


FIGURA 1 - Plotter de mesa plana de tamanho A3.

Em geral, na readequação tecnológica de equipamentos mecatrônicos, há a troca do programa de comando e controle por outro de última geração e também os componentes e acionamentos antigos por modernos e mais confiáveis. Segundo pesquisa realizada por Pansiera (2002), a readequação tecnológica de máquinas desatualizadas apoiadas pelo trinômio da qualidade, do curto prazo de realização e do baixo custo é a solução desejada pelas empresas de fabricação.

2. DESCRIÇÃO DA READEQUAÇÃO

A adequação tecnológica desse *plotter* foi viável em função do excelente estado de conservação do equipamento e também de sua robusta estrutura mecânica. Entretanto, a pouca disponibilidade, ou seja, os baixos níveis de confiabilidade e de manutenibilidade são atribuídos aos seguintes problemas no projeto desse equipamento:

- Imprecisas transmissões de movimento por polias lisas e cabos de aço entre os motores de corrente contínua com escovas e os eixos intermediários X e Y do *plotter*;
- As duas canetas nanquim que acompanham o *plotter* são de ponta grossa e despadronizadas em relação às existentes no mercado nacional;
- Desgaste e imprecisão dos potenciômetros lineares de contato mecânico usados nas realimentações de posição dos eixos X e Y;
- Impossibilidade de efetuar a substituição das escovas dos motores de corrente contínua dos eixos X e Y;
- Não isolamento de sinais elétricos de comando entre o PC e o sistema eletrônico do *plotter*;
- Ausência de um circuito de intertravamento e de sensores de fins de curso para evitar a plotagem com um dos eixos inoperantes ou fora da área de trabalho;
- Programa computacional desatualizado e muito pouco flexível quanto à mudança de parâmetros de plotagem.

Diante dos problemas supracitados foi definida uma nova configuração de operação, Figura 2, que visa transformar o equipamento que imprimia em papel tamanho A3 em um *plotter* CNC para a prototipagem de PCI. Essa adequação tecnológica foi realizada via a integração dos conhecimentos das áreas de mecânica, de eletroeletrônica e de programação.

2.1. Modificações mecânicas

Na parte mecânica do *plotter* foram executadas quatro adequações tecnológicas. A primeira foi à substituição dos motores de corrente contínua com escovas e os imprecisos cabos de aço e polias lisas, acoplamento existente entre os motores e os eixos intermediários do *plotter*, por motores de passo e transmissões de movimento com polias e correias dentadas (Figura 3).

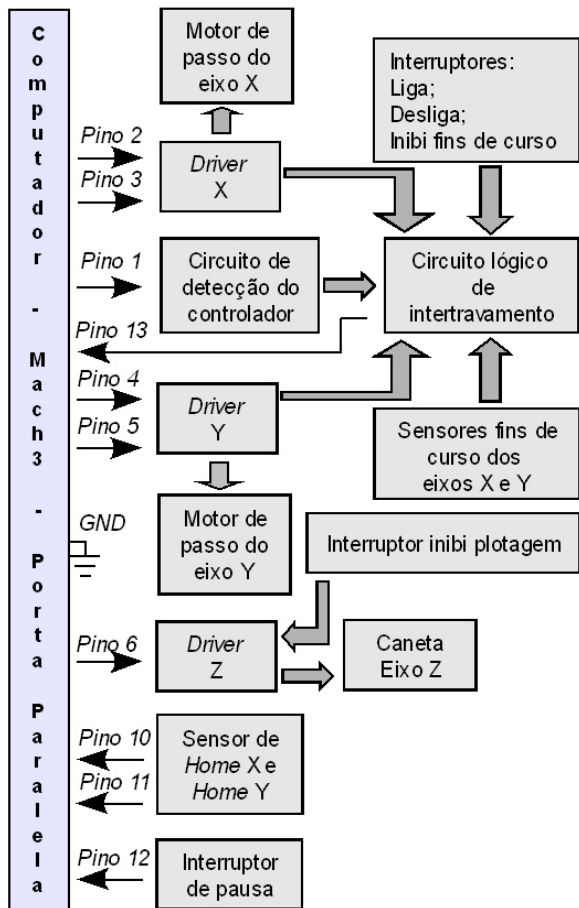


FIGURA 2 - Diagrama de blocos da nova configuração do plotter.

A segunda foi à alteração da relação de transmissão de movimento dos eixos X e Y baseada na resolução dos programas computacionais dedicados ao projeto de PCI para componentes eletrônicos de tecnologia *Pin Through Hole* (PTH). Com essa modificação o plotter passou a ter uma resolução de um milésimo de polegada (1 mil), ou seja, 25,4 μm .

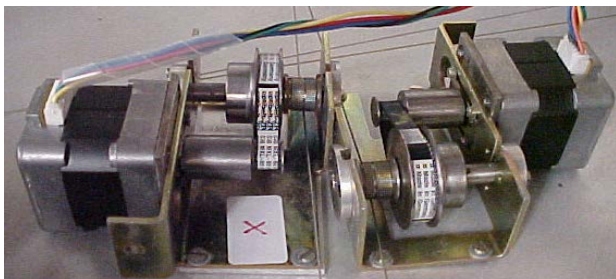


FIGURA 3 - Nova transmissão dos eixos X e Y.

A terceira adequação foi a instalação de seis sensores de contato magnético nos eixos X e Y do plotter. Quatro desses sensores são fins de curso do tipo NF e os outros dois sensores são os de *homes* do tipo NA que definem a posição de zero máquina ($X = 0$ e $Y = 0$).

A quarta e última, foi o projeto e construção de uma peça de suporte em nylon com o objetivo de fixar canetas ao eixo Z do plotter (Figura 4). Esta peça possui um rasgo longitudinal para facilitar o ajuste da altura das canetas em relação à PCI. As canetas comerciais usadas para plotagem são as de ponta fina para retroprojeto a qual produzem trilhas de largura mínima de 0,5 mm.

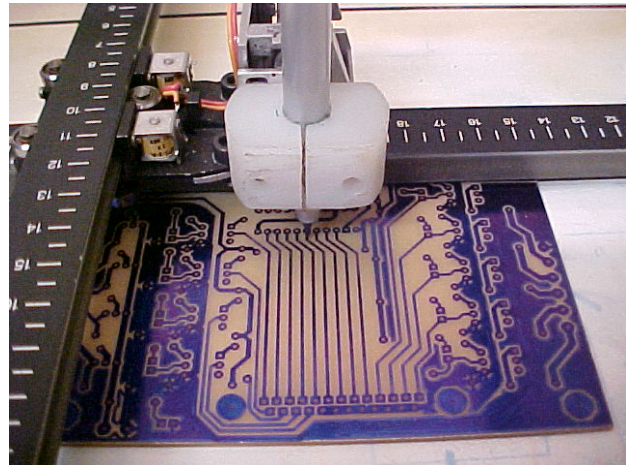


FIGURA 4 - Dispositivo de fixação da caneta, eixo Z.

2.2. Sistema eletroeletrônico

Em virtude dos problemas já mencionados, toda a parte eletroeletrônica do plotter foi substituída. A Figura 5 mostra o novo circuito de potência do plotter o qual alimenta os drivers dos motores de passo X e Y (Figura 6), e também o circuito eletrônico do driver Z que aciona a caneta (Figura 7).

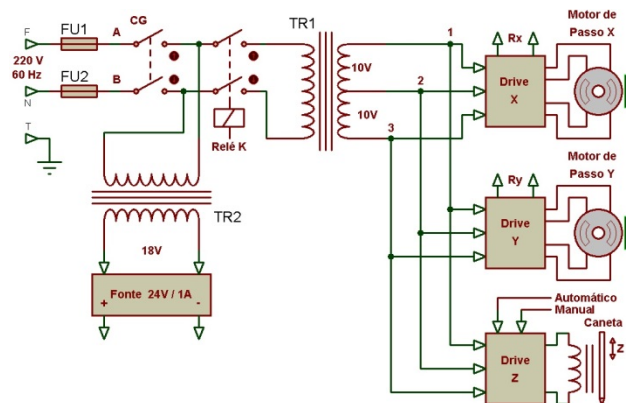


FIGURA 5 - Circuito de potência do plotter.

Os drivers X e Y possuem as seguintes características que justificam sua utilização nesta readequação tecnológica:

- isolamento elétrico para sinais de comandos externos no padrão TTL possibilitando a conexão direta na porta paralela;

- reconhecimento de comandos internos e externos;
- corrente ajustável de 0 a 2,8 A;
- excelente característica torque *versus* velocidade;
- redução automática da corrente do motor quando parado;
- desacionamento automático do motor via proteções internas (R_x e R_y) e baixo custo.

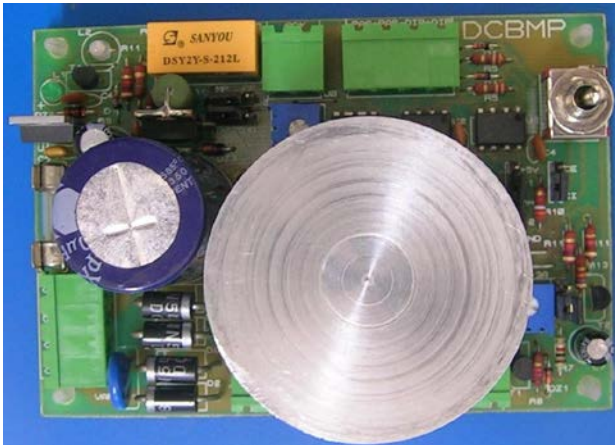


FIGURA 6 - Drivers dos motores de passo dos eixos X e Y (BONACORSO; NOLL; GEVAERD, 2008).

Ambos os motores de passo são acionados pelos seus respectivos *drivers* na configuração meio passo, resolução de $0,9^\circ$, e com imposição da corrente nominal de 1 A por bobina.

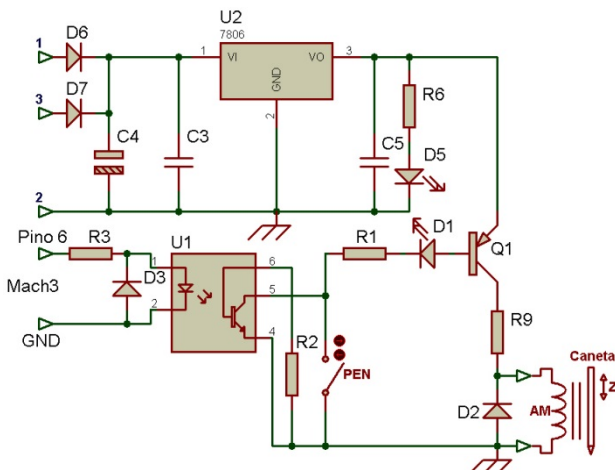


FIGURA 7 - Circuito eletrônico para movimentar a caneta, driver Z.

O *driver Z* também possui isolamento para o sinal de comando automático proveniente do PC. O comando manual desse *driver* pode ser realizado pelo operador através do acionamento do botão com trava normalmente aberto PEN. O acionamento do atuador magnético (AM) proporciona o movimento de translação da caneta na direção do eixo Z do *plotter* com sentido de afastar a ponta da caneta da

PCI. São necessários 5 W de potência elétrica, 5 V e 1 A, no AM para executar esse movimento.

Um importante recurso do controlador CNC Mach3 é o envio de um sinal digital pelo pino 6 da porta paralela, com frequência 12 kHz e razão cíclica de 50%, somente quando o respectivo programa do controlador Mach3 estiver sendo executado no computador. Na sequência este sinal foi isolado, amplificado e reconhecido pelo circuito de detecção do controlador CNC Mach3 (Figura 8) através do acionamento do contato NA do relé K_{DC} . Este contato, por sua vez, habilita juntamente com outros contatos o relé K do circuito lógico de intertravamento (Figura 9), liberando finalmente a energia elétrica (Figura 5) para os atuadores do *plotter*.

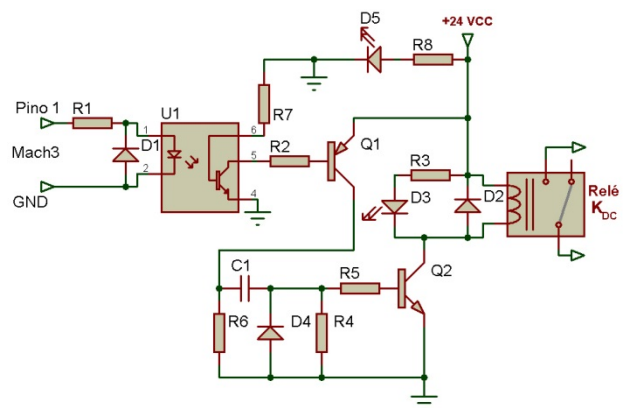


FIGURA 8 - Circuito de detecção da presença do controlador Mach3.

Na essência, o circuito de detecção está sintonizado na frequência de 12 kHz evitando, desta forma, que um outro programa acione de forma incorreta, os atuadores do *plotter*, através da porta de comunicação paralela do computador.

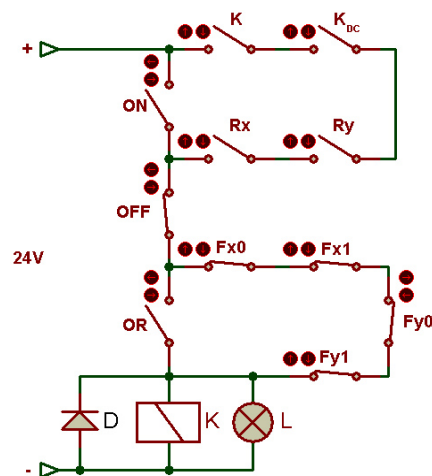


FIGURA 9 - Circuito lógico de intertravamento.

O circuito lógico de intertravamento (Figura 9) interrompe o fornecimento de energia aos atuadores

do plotter. Simultaneamente, o sinal de parada de emergência (PE) (Figura 10) é enviado ao controlador Mach3 nas seguintes situações: acionamento manual do botão de desliga (OFF), falha elétrica em algum *driver* ou motor (R_x e R_y), ausência do controlador Mach3 (K_{DC}) e atuação de um dos quatro sensores de fins de curso (F_{x0} , F_{x1} , F_{y0} e F_{y1}).

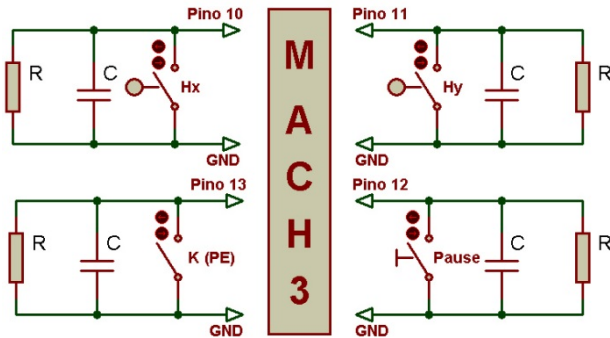


FIGURA 10 - Sinais elétricos de entrada no controlador CNC Mach3.

A última situação operacional informa que a caneta está fora da área de trabalho do *plotter*. Neste caso, o funcionamento é restabelecido através do acionamento simultâneo dos botões ON e OR para a condução da caneta para dentro da área de trabalho do *plotter*.

Além da parada de emergência, duas outras funções no *plotter* (Figura 10) foram implantadas. A primeira busca com velocidade reduzida os sensores de home H_x e H_y . Toda vez que o *plotter* for ligado essa função deve ser executada com o objetivo de buscar a posição zero máquina ($X = 0$ e $Y = 0$). A segunda é a pausa no funcionamento do *plotter*. Essa função é solicitada pelo operador, botão de *Pause*, ao controlador Mach3 nas seguintes situações durante a execução de uma plotagem: troca da caneta em virtude do término da tinta ou ajuste da altura da caneta em relação à PCI.

2.3. Adaptações para o controle do *plotter*

O controlador CNC Mach3 surge como uma opção potencial de controle flexível de baixo custo para máquinas, tais como: *plotters*, mesas XY para corte de materiais, tornos, fresadoras, centros de usinagens e também robôs cartesianos como relatado pelo pesquisador Pereira *et al.* (2012). Seu fabricante, a Art Soft (2008), relata que o Mach3 é um controlador CNC baseado em PC que viabiliza o comando de máquinas com até seis eixos. A interface com os acionamentos e sensores externos pode ser realizada através de uma ou duas portas paralelas padrão do PC. Em adição às tradicionais portas paralelas pode-se expandir o número de entradas e saídas via interface Modbus RS232/Ethernet. Pode-se ainda empregar placas de

controle de movimento mais especializadas ao invés da porta paralela. O Mach3 pode acionar motores de passo e também servos motores DC/AC através de seus respectivos drivers que utilizam o padrão de comando passo/direção. Uma característica bastante atrativa no Mach3 é a flexibilidade. Como se trata de um CNC aberto o projetista de máquinas tem a sua disposição uma ampla possibilidade de *hardwares* e configurações. As telas, os botões e as caixas de diálogo podem ser personalizadas para cada aplicação.

A tela principal do programa do controlador Mach3 possui vários campos para configuração e comandos de funções, Figura 11. Na região superior esquerda, visualiza-se o programa em código G relativo às trajetórias de movimento para plotagem da PCI da Figura 13. Essas trajetórias de movimento são apresentadas na região superior direita dessa tela principal. Já na posição superior central da tela principal encontram-se as posições correntes dos eixos, bem como a opção de referenciar os eixos X e Y. As opções de leitura, edição, partida e parada de execução do programa em código G, entre outros, é acessado na região inferior esquerda da tela principal. A velocidade de avanço da caneta pode ser alterada no transcorrer da execução de uma plotagem no campo denominado *Feed Rate* da tela principal.

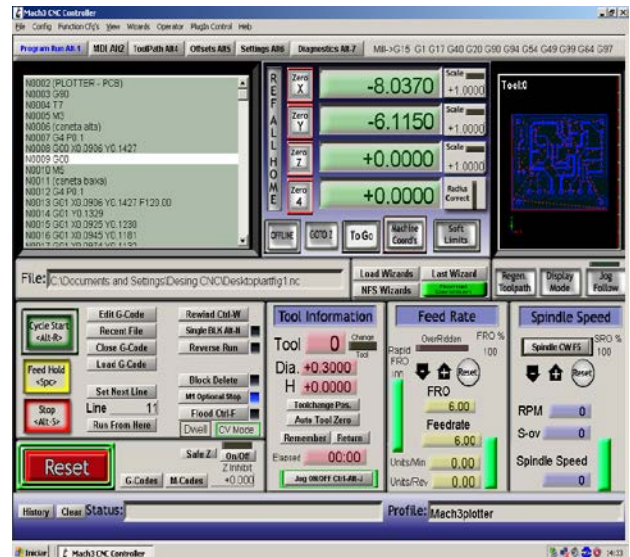


FIGURA 11 - Tela principal do programa do controlador CNC Mach3.

Para o correto funcionamento do controlador CNC Mach3 é necessário ter instalado o sistema operacional Windows XP ou 2000, uma capacidade de processamento de 1 GHz, 1 GB de RAM e tela com resolução de 1024 x 768 pixel. O custo de licenciamento do Mach 3 é de US\$ 175,00, o que o torna bem acessível mesmo para aqueles projetos sensíveis ao custo. Outro ponto de estímulo ao uso do Mach3 é a grande rede de comunicação existente

entre os usuários do sistema pelo mundo. Os diversos fóruns e grupos de pesquisa proporcionam uma excelente base de suporte, o que torna mais eficiente e rápido o desenvolvimento de novas aplicações e funcionalidades.

Na parte de programação, a readequação abrangeu a preparação do PC, desativando recursos não necessários e a instalação e parametrização do controlador CNC Mach3 para o perfeito funcionamento do *plotter*. Com base em experimentos de laboratório foram definidos os seguintes parâmetros relativo à tarefa de plotagem:

- velocidade de avanço máxima dos eixos X e Y igual a 50,8 mm/s (Figura 12). Esse valor está limitado somente à capacidade de escoamento da tinta da caneta;
- aceleração e desaceleração dos eixos X e Y igual a 406,4 mm/s² (Figura 12). Acima deste valor ocorre perda de passos nos motores;
- tempo de subida e de descida da caneta, eixo Z, igual a 0,1s.

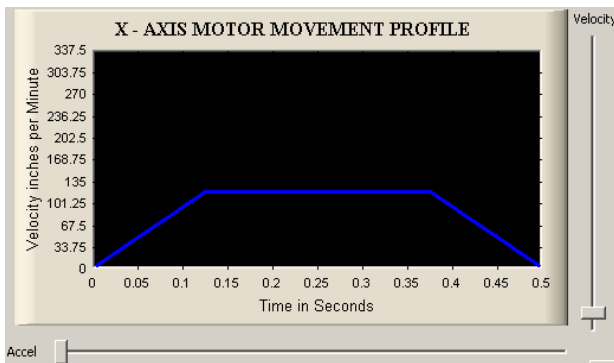


FIGURA 12 - Perfil trapezoidal de velocidade dos motores de passo do *plotter*.

3. RESULTADOS E DISCUSSÃO

No *software* ARES de projeto de PCI da plataforma Proteus foram gerados *layouts* com o objetivo de validar a readequação realizada através da inspeção visual da qualidade das respectivas plotagens.

A Figura 13 mostra o projeto de uma PCI simples do circuito de detecção da presença do controlador CNC Mach3 da Figura 8. Na Figura 13 foram criadas áreas de cobre com a finalidade de prolongar a vida útil da solução química na etapa de corrosão. As informações da espessura da caneta e da imagem espelhada do lado da solda desse projeto foram exportadas pelo *software* ARES ao controlador Mach3 no formato HPGL. A seguir, a ferramenta computacional DeskCNC transformou o arquivo do tipo HPGL em um programa contendo as trajetórias de plotagem em código G. Por fim,

esse programa em código G foi executado plotando essa imagem espelhada sobre o cobre da PCI, Figura 14.

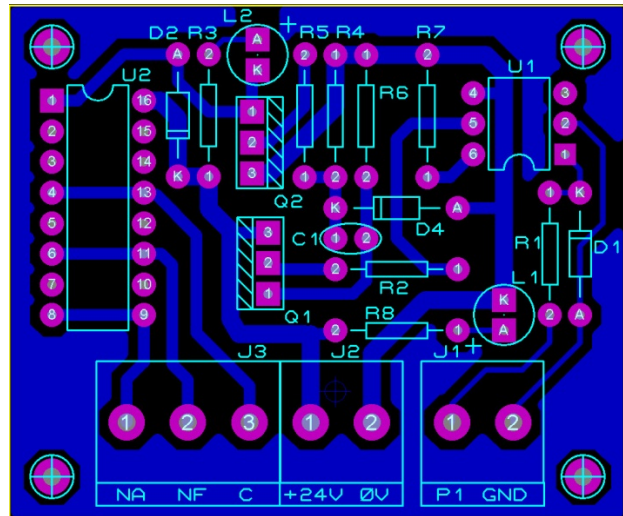


FIGURA 13 - Layout do circuito da Figura 8, gerado no *software* ARES.

A fim de minimizar o tempo de plotagem foram desenhados pelo *plotter* apenas: as ilhas, as trilhas e os contornos das áreas de cobre deixando o preenchimento dessas áreas internas para uma posterior etapa manual. Observa-se na Figura 14 que há ausência de tinta no centro da maioria das ilhas. Este importante detalhe facilita a orientação da furação pela criação de guias durante a etapa de corrosão.

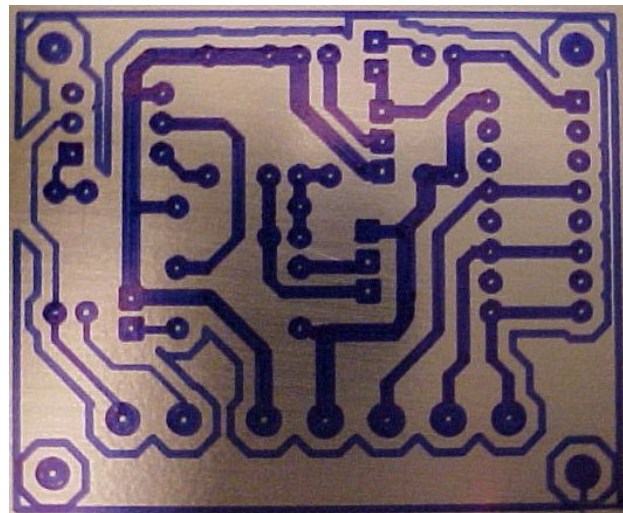


FIGURA 14 - Plotagem da imagem espelhada, lado da solda da Figura 13.

Uma das vantagens dessa técnica é que a tinta empregada além de proteger o cobre nas regiões pintadas da solução química de corrosão serve também como proteção futura do cobre das PCIs. Nos locais de solda a tinta apenas evapora com a presença do calor não interferindo desta forma na qualidade da união entre componentes e a PCI.

Para avaliar a alternativa de confecção de PCIs de dupla face, foi executado o projeto da Figura 15. Neste projeto, as trilhas em azul correspondem às trilhas da face inferior, *bottom*, e as trilhas em vermelho às da face superior, *top*. O processo de plotagem dupla face é similar ao de simples face, porém, na primeira etapa dois arquivos devem ser exportados pelo *software* ARES, um para cada face, com referência no centro e não nas arestas, como é no caso de PCI simples.

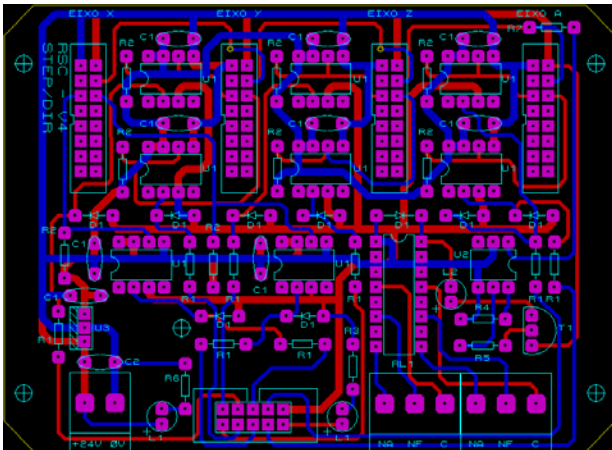


Figura 15 - Layout de dupla face gerado no ARES.

Então, foram seguidos os mesmos procedimentos da confecção de PCI simples até a execução do código G. Finalizada a plotagem da primeira face (Figura 16) é necessário trocar o lado da PCI.

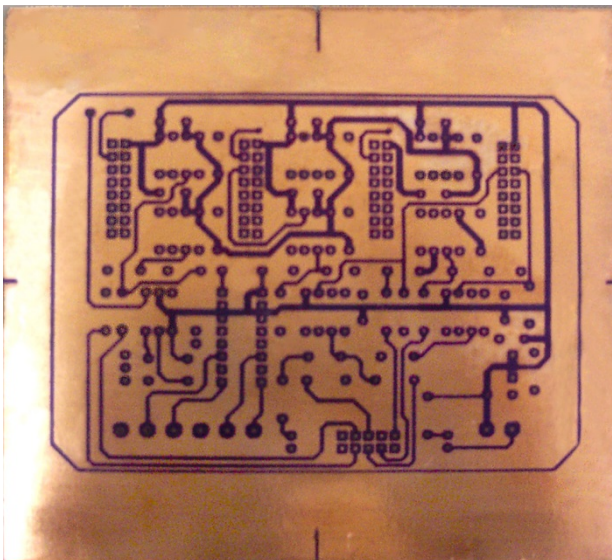


FIGURA 16 - Plotagem da face inferior espelhada da Figura 15, layout azul.

Para tanto, foi feita uma marcação em cruz como referência na mesa do *plotter* e, em seguida, transpostas para a face ainda não plotada da PCI (Figura 17). Deste modo, ao trocar o lado da PCI, as duas faces se mantiveram alinhadas e o centro se

mantve o mesmo, validando assim a alternativa de confecção de PCIs de dupla face.

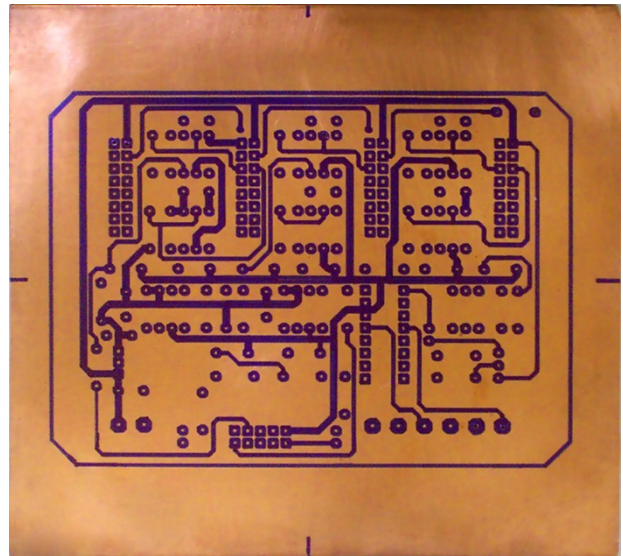


FIGURA 17 - Plotagem da face superior da Figura 15, layout vermelho.

Outro teste foi realizado objetivando avaliar a repetitividade do *plotter*. Nesse aspecto a qualidade do trem de pulsos gerado pelo Mach3, os próprios *drivers* e motores de passo constituem importantes fontes de erros. Um ponto de referência foi determinado sobre a mesa do *plotter* e marcado com a ponta da caneta. A plotagem da Figura 18 foi executada várias vezes. Após cada execução a ponta da caneta era enviada ao ponto de referência. Em nenhum ciclo de execução se constatou erro de posicionamento visual.

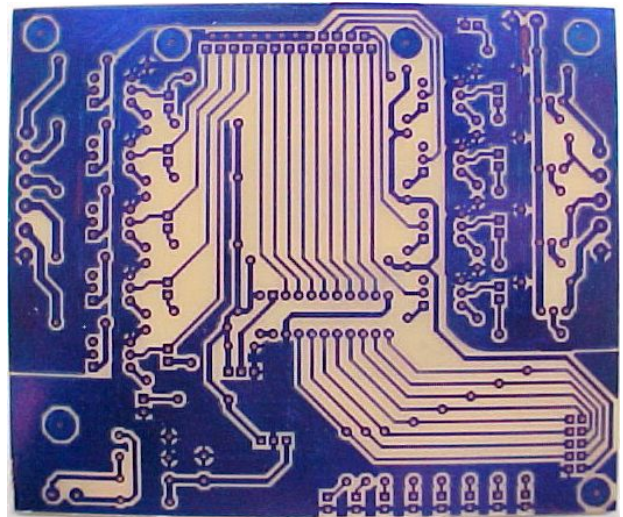


FIGURA 18 - Foto do lado da solda de uma PCI após as etapas de: plotagem, corrosão e furação.

4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

A readequação tecnológica se mostrou uma boa solução para adequação de máquinas ultrapassadas

tecnologicamente ou necessitando de manutenção. Uma vez que, o *plotter* voltou a funcionar com um melhor desempenho proporcionado pelos atuais *drivers* de acionamento dos motores de passo. Esse incremento se deve ao aumento de velocidades e acelerações dos eixos da máquina em virtude da excelente característica torque *versus* velocidade dos conjuntos: *driver* e motor de passo.

O Mach3 sendo um controlador de baixo custo e aberto se mostrou muito versátil e eficaz nesta adequação tecnológica, proporcionada pela configuração flexível e pela existência de uma gama de importantes recursos operacionais.

O teste de posicionamento do *plotter* realizado valida a solução de readequação detalhada neste artigo. Observou-se que o sistema é robusto e preciso não resultando em perda de passo e erros de arredondamento pelo sistema de interpolação do Mach3.

Além da meta almejada inicialmente, que era o *retrofitting* do *plotter*, alcançou-se um patamar no qual o equipamento se mostrou confiável e seguro. Além disso, o fato de se tratar de um projeto de baixo custo torna a opção pela atualização tecnológica ainda mais atrativa para empresas de fabricação e instituições de ensino que possuam máquinas desatualizadas. Em resumo, tal desenvolvimento realizado tornará mais rápido a realização de futuros projetos no IFSC.

Agradecimentos

Os autores agradecem a colaboração prestada pelo professor Felício José Gesser do IFSC no desenvolvimento deste equipamento e ao CNPq pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- ART SOFT. **Using Mach3 Mill**. 2008, p.1-157. Disponível em <http://www.machsupport.com/wp-content/uploads/2013/02/Mach3Mill_1.84.pdf>. Acessado em 1 dez. 2013.
- BONACORSO, N.G.; NOLL, V.; GEVAERD, B.M. Desenvolvimento de um driver de corrente didático para acionamento de motores de passo híbrido aplicados ao ensino de eletrônica de potência e mecatrônica. **Revista da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência**, v. 13, n. 2, pp. 117-123, 2008.
- KUGLER, M. **Projeto de Placas de Circuito Impresso**. pp. 28-39, 2008. Disponível em <http://www.mauriciokugler.com/publications/pcb_mauricio_kugler.pdf>. Acessado em 1 de dez. 2013.
- PANSIERA, P.E. A ciência do retrofitting - conceitos básicos. **Revista Mecatrônica Atual**, v. 1, n. 2, pp. 41-43, 2002.
- PEREIRA, T.A.; ROESNER, A.A.; THIAGO, F.E.S.S.; CRISTOFOLINI, I.; WEIZENMANN, G.S.; BONACORSO, N.G. Readequação tecnológica de baixo custo de robôs cartesianos – robô sankyo. **Revista Ilha Digital**, v. 3, pp. 65-70, 2012.
- PUHL, E.B.; CUNHA, R.R.M. Projeto e fabricação de uma fresadora cnc para usinagem de placas de circuito impresso. V **Congresso Nacional de Engenharia Mecânica – CONEM 2008**, Salvador - BA, 2008.



ESTUDO DE RETIFICADORES SEPIC TRIFÁSICOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

Flabio Alberto Bardemaker Batista¹, Alessandro Gehlen², Jéssica Ramos Ribeiro³, João Antônio Cardoso⁴, Marcos Vinícius Dutra⁵, Roberto Vinicius Seidler⁶

Resumo: Este trabalho tem como objetivo o estudo de retificadores SEPIC trifásicos com elevado fator de potência utilizando técnicas de controle digital. Entre os principais problemas a serem abordados, considera-se as questões relacionadas com o rendimento dos conversores de energia, redução de peso e volume, baixa taxa de distorção harmônica para as correntes de entrada e elevado fator de potência. Estas características são bastante afetadas pela escolha do conversor de energia e pelos sistemas de controle e modulação que são os focos de estudo neste projeto. Neste aspecto, os conversores SEPIC se mostram como soluções atrativas por apresentarem estruturas de estágio único, e a possibilidade de atuarem como estruturas abaixadoras e elevadoras de tensão. Com isso, foram desenvolvidas atividades relacionadas com o projeto de um retificador visando a montagem e testes do estágio de potência e a realização das tarefas de programação dos sistemas de controle digital e modulação. Na etapa final do projeto será realizada a integração das diferentes partes do sistema e a implementação de um protótipo para verificação experimental dos conceitos estudados.

Palavras-chave: Qualidade de Energia. Conversores CA-CC. *Single-Ended Primary-Inductor Converter*.

Abstract: *This work aims to study the three-phase SEPIC rectifiers with high power factor using digital control techniques. As the main issues to be addressed, it is considered the issues related to the performance of power converters, reducing weight and volume, total harmonic distortion for input currents and power factor improvement. These features are highly affected by the choice of the power converter, the control systems and modulation techniques. These tasks are the focus of study in this project. In this respect, the SEPIC converters appear as attractive solutions for presenting single-stage structures, and the ability to act as a step-down structures and elevating the output voltage. With this, the activities related to the project of the rectifier, the assembling and testing of the power stage and the programming tasks of control systems and digital modulation were developed. In the final stage of the project, the different parts of the system will be integrated and the implementation of a prototype will be realized for experimental verification of these concepts.*

Keywords: *Power Quality. AC-DC Converters. Single-Ended Primary-Inductor Converter.*

¹ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), *campus* Florianópolis, IFSC <flabio@ifsc.edu.br>.

² Acadêmico do Curso de Engenharia Eletrônica, *campus* Florianópolis, IFSC <alessandrololo@hotmail.com>.

³ Acadêmica do CST em Sistemas Eletrônicos em Eletrônica, *campus* Florianópolis, IFSC <jessica_amos_ribeiro@hotmail.com>.

⁴ Acadêmico do Curso de Engenharia Eletrônica, *campus* Florianópolis, IFSC <joao.maker@gmail.com>.

⁵ Acadêmico do CST em Sistemas Eletrônicos em Eletrônica, *campus* Florianópolis, IFSC <marcosv86@hotmail.com>.

⁶ Acadêmico do CST em Sistemas Eletrônicos em Eletrônica, *campus* Florianópolis, IFSC <viniciusseidler@gmail.com>.

1. INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de circuitos retificadores trifásicos com elevado fator de potência tem merecido grande atenção por parte de engenheiros e pesquisadores da área de eletrônica de potência (BATISTA, 2010; FRIEDLI, 2011; KOLAR, 1997; STUPAR, 2012), visando melhoria de desempenho

em características como: fator de potência, rendimento, densidade de potência, regulação da tensão de saída, esforços de tensão e corrente nos semicondutores, *etc.*

No que se refere ao fator de potência (FP), os retificadores convencionais apresentam distorções nas correntes drenadas da rede e um reduzido fator de potência.

Como consequências destas características, surgem distorções nas tensões de alimentação, aumentam as perdas nas redes de distribuição e interferências eletromagnéticas, prejudicando o funcionamento de outros equipamentos.

Desta forma, estes retificadores não conseguem atingir o desempenho satisfatório para atender normas internacionais que definem os limites recomendados para o conteúdo harmônico dos sinais de corrente em equipamentos eletrônicos.

Por outro lado, nos retificadores com elevado fator de potência (PFC) que utilizam a modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation – PWM*), o comando adequado dos interruptores nos retificadores PWM permite a obtenção de correntes de entrada praticamente senoidais e em fase com as tensões de alimentação e reduzidas taxas de distorção harmônica.

É grande o número de topologias de conversores trifásicos PWM unidirecionais apresentados na literatura, quando comparadas com os retificadores do tipo *Boost*, as topologias SEPIC (*Single-Ended Primary-Inductor Converter*) apresentam as vantagens de operar como abaixadoras/elevadoras de tensão e de possuir circuitos de partida mais simples.

Em sistemas que utilizam aerogeradores, estes retificadores contribuem para o aumento do rendimento do alternador e utiliza-se um menor número de conversores para a adequação da energia a ser armazenada nos bancos de baterias.

Em artigo apresentado no INDUSCON 2012 (BATISTA, 2012) propõe-se um estudo teórico sobre retificadores SEPIC. Neste projeto dá-se continuidade a este estudo, visando a análise de outras estruturas de retificadores SEPIC trifásicos com elevado fator de potência e implementação de um protótipo de retificador PWM.

2. REFERENCIAL TEÓRICO

Com o crescimento dos equipamentos eletrônicos, houve um grande crescimento das chamadas cargas não lineares. Estas cargas geralmente necessitam da energia elétrica na forma de tensão e corrente contínua, necessitando de uma conversão de corrente alternada disponibilizada pela rede para corrente contínua, dando origem aos retificadores.

Os retificadores podem ser projetados para trabalhar em diferentes níveis de potência, desde uma fração de watt, até milhões de watts (em linhas de transmissão em CC, por exemplo). A fim de equilibrar a potência drenada de cada fase, quando se trabalha com potências elevadas, isso é, acima de 2 kW, são utilizados os retificadores trifásicos. Além disso, os retificadores podem ser classificados

em dois grupos: passivos (não controlados) e os ativos (controlados).

Os retificadores convencionais utilizam conversores passivos, que por utilizarem geralmente uma topologia de retificação de onda completa por diodos (que drenam uma corrente pulsada), distorcem a corrente e a tensão, ocasionando um alto nível de harmônicas e um reduzido fator de potência, contribuindo para uma série de problemas desde a geração até a distribuição. Por conta destas distorções nas correntes e tensões de entrada os equipamentos não atingem os padrões exigidos por normas internacionais (BORGONOVO, 2005).

2.1. Normas

Algumas das normas internacionais, que foram criadas com o intuito de limitar os níveis de harmônicas injetadas na rede, são: a norma europeia EN50006, apresentada em 1975 pela CENELEC (*Comission Européan pour la Normalisacion Eléctrique*), que em 1982 foi substituída pela IEC-555 (*International Electrotechnical Commission*), revisada em 1991. Além da norma europeia IEC-61000-3-4, que delimita o THD em 16% para equipamentos com uma corrente maior que 16 A (BATISTA, 2006), a norma norte americana IEEE-519 é ainda mais rígida, sendo também uma das principais (BORGONOVO, 2005).

2.2. Fator de potência

Para ser avaliado o comportamento das cargas e o efeito provocado por elas na rede, são utilizados alguns fatores de desempenho. O mais conhecido é o fator de potência, que é definido, como a razão entre a potência média em um período de rede, denominada potência ativa, e o produto entre a tensão eficaz e a corrente eficaz na carga, denominada potência aparente (BORGONOVO, 2005).

2.3. Interpretação do fator de potência

Mesmo com o deslocamento nulo entre as componentes fundamentais de tensão e corrente, não é possível obter fator de potência maior que a unidade, por outro lado, quando a corrente se apresenta como imagem da tensão, o conceito de fator de potência se refere à parcela de carga que pode se representada por uma resistência pura. Quando a resistência pura é submetida a uma tensão qualquer, a corrente será uma imagem da tensão, a menos de um ganho K (valor da resistência). Ou seja, para qualquer forma de onda de tensão e corrente, onde uma é a imagem da outra, obtêm-se fator de potência unitário. Então, o fator de potência determina a parcela da carga que pode ser representada por um resistor puro, que será

responsável pela totalidade da potência ativa processada.

Para que se tenha fator de potência unitário de uma tensão distorcida, a corrente drenada pela carga deve ser igualmente distorcida, mantendo o mesmo formato da tensão. Mesmo com taxa de distorção harmônica da corrente diferente de zero, tem-se fator de potência unitário.

Pela definição de fator de potência apresentada, uma carga qualquer pode ser dividida em duas parcelas, a primeira representada por um resistor, que absorve uma corrente como imagem de tensão, responsável por toda a potência ativa processada. E uma segunda parcela, complementar, representada por uma fonte de corrente, de forma que a potência média absorvida por ela sempre será nula. O circuito equivalente apresentado na Figura 1 (BORGONOVO, 2005).

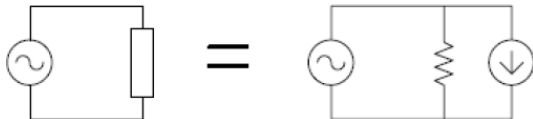


FIGURA 1 - Carga qualquer representada por uma carga equivalente (BORGONOVO, 2005, p. 15).

2.4. Fator de ondulação de potência

Para o fator de ondulação de potência, é possível uma avaliação que abranja sistemas trifásicos, a potência instantânea é dada pela soma das potências em cada fase. Deve-se observar se o FOP (fator de ondulação de potência) de cada uma das fases é diferente do FOP total do sistema. Como o exemplo de um sistema monofásico alimentando uma carga resistiva, apresenta FOP igual a 2. Em um sistema trifásico alimentando uma carga resistiva trifásica balanceada, tem-se FOP igual a 1, ao se somar as curvas de potência de cada uma das fases, obtêm-se uma curva de potência instantânea constante. As curvas de potência em cada uma das fases apresentam um nível médio, correspondente à potência ativa, acrescida de uma componente senoidal com frequência igual ao dobro da frequência da rede.

Já para sistemas trifásicos, alimentando cargas balanceadas, drenando correntes senoidais da rede em fase com as tensões, observa-se que a curva de potência instantânea é idêntica a de um sistema em corrente contínua, ou seja, sem ondulação. Por isso o FOP é importante para avaliar um sistema trifásico, explicitando o balanço de potência entre as fases.

A taxa de distorção harmônica pode referir-se apenas a uma corrente ou tensão, portanto somente a uma das fases. Ao se avaliar uma carga trifásica, citando determinada taxa de distorção harmônica

para as correntes, supõe-se que todas apresentam a mesma direção.

Pelo fato dos retificadores convencionais passivos apresentarem distorções nas correntes drenadas e baixo fator de potência, resultando em distorções nas tensões de alimentação e aumentando as perdas nas redes de distribuição, além de gerar interferências eletromagnéticas, muitos equipamentos eletrônicos não atingem as exigências mínimas das rígidas normas internacionais, que definem os limites recomendados para o conteúdo harmônico de sinais de corrente (BORGONOVO, 2005).

Utilizando retificadores trifásicos ativos de alto fator de potência baseados em modulação por largura de pulso PWM, pode obter taxas de distorções harmônicas muito baixas, correntes de entrada muito próximas das idealizadas senoidais e em fase com as tensões de alimentação. Em aplicações de elevada potência como UPS (*Uninterrupted Power Systems*) e fontes de alimentação para telecomunicações, nas quais não é necessário o fluxo bidirecional de potência, utiliza-se os retificadores unidirecionais, que apresentam algumas vantagens como a diminuição do número de interruptores, proteção natural contra curto circuito no barramento CC e reduzido processamento de energia pelos interruptores ativos (BORGONOVO, 2005).

Para ilustrar o problema, um retificador trifásico de onda completa com filtro capacitivo (Figura 2) apresenta a tensão e a corrente de entrada (Figura 3) sem correção de fator de potência, na qual a taxa de distorção harmônica da tensão foi de 7,61%, a de corrente foi 80,69% e o fator de potência foi 0,743 (BATISTA, 2009).

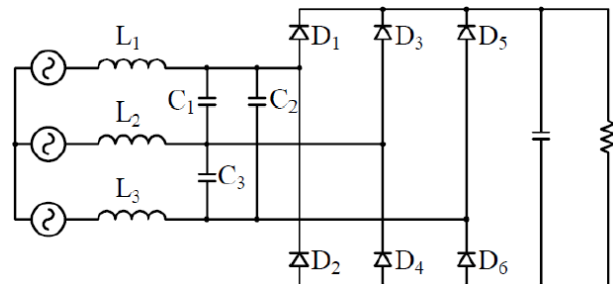


FIGURA 2 - Circuito de um retificador passivo convencional. (BORGONOVO, 2005, p. 33).

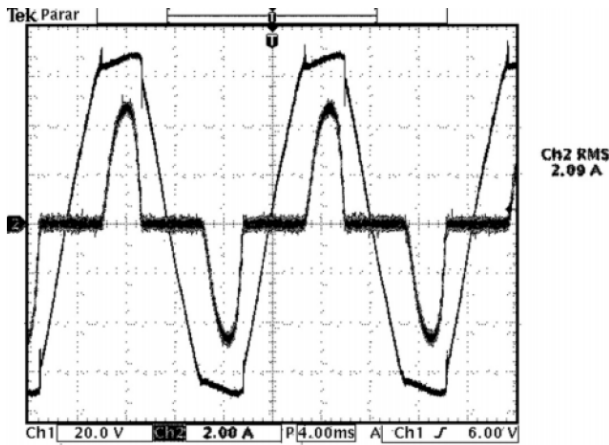


FIGURA 3 - Tensão e corrente de entrada (BATISTA, 2009, p. 5).

3. MATERIAIS E MÉTODOS

Para o estudo de retificadores SEPIC trifásicos com elevado fator de potência e a implementação do protótipo do conversor de potência, considerou-se as seguintes etapas:

- revisão bibliográfica sobre conversores SEPIC e retificadores PWM;
- definição de parâmetros e especificações de desempenho para o sistema;
- projeto e simulação do estágio de potência do conversor;
- definição de esquemático, elaboração de *layout* e montagem das (PCIs);
- análise de dispositivos de controle digital e estudo de técnicas de controle digital;
- elaboração de programas de controle do conversor;
- ensaios do conversor;
- documentação e redação do resumo e artigo final.

Inicialmente, propõe-se o estudo sobre conversores SEPIC e retificadores PWM. Neste estudo foram analisadas e propostas estruturas de retificadores SEPIC trifásicos com correção de fator de potência operando no modo de condução contínua.

Depois, foi realizada a escolha de parâmetros e especificações de desempenho para o sistema.

Definidos estes itens, partiu-se para o projeto e simulação do estágio de potência do conversor.

Na sequência, foi realizada a definição de esquemático, a elaboração de *layout* das placas de circuito impresso (PCIs). Em paralelo está sendo realizada a análise de dispositivos de controle

digital e o estudo de técnicas de controle digital e modulação.

Em uma próxima etapa, serão montadas as placas de circuito impresso e elaborados programas de controle do conversor, sendo testadas as técnicas de controle e modulação integradas com o estágio de potência do conversor.

Em uma etapa final, serão realizados ensaios com todo sistema e analisados os parâmetros de desempenho do sistema, bem como a documentação e redação de artigos.

Com estas avaliações poderão ser feitas correções principalmente no que se refere aos critérios de controle da tensão de saída, fator de potência e rendimento da estrutura.

4. RESULTADOS E DISCUSSÃO

A estrutura sistema para implementação do protótipo do retificador SEPIC com correção de fator de potência é representada pelo diagrama em blocos da Figura 4.

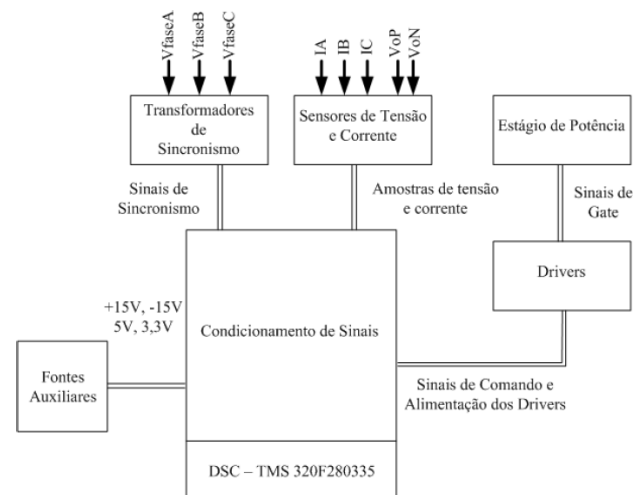


FIGURA 4 - Diagrama em blocos do retificador PWM.

Neste diagrama identifica-se as principais partes componentes do sistema como: o estágio de potência, os circuitos de sensoriamento de tensão e corrente, as fontes auxiliares, os circuitos de sincronismo, os circuitos de comando dos interruptores de potência (*drivers*) e o controlador de sinais digitais (DSC).

Nesta figura, também observa-se a presença do circuito de condicionamento de sinais, responsável pelo tratamento e distribuição dos sinais das diferentes partes do sistema.

A Figura 5 mostra o estágio de potência do retificador a ser implementado.

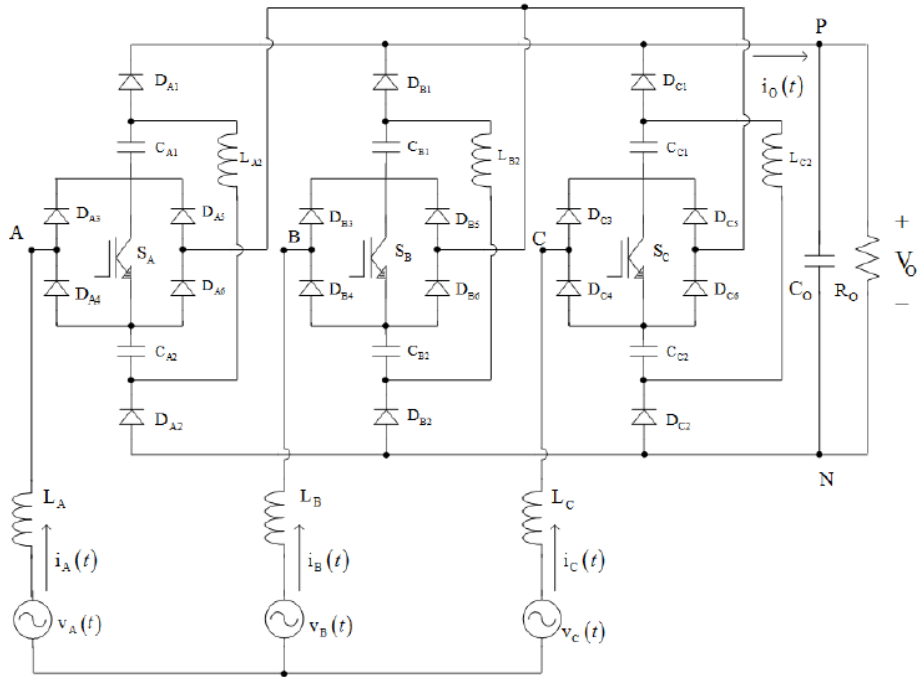


FIGURA 5 - Estágio de potência do retificador trifásico SEPIC PWM.

Como principais características dos retificadores SEPIC pode-se citar (TIBOLA, 2011; BATISTA, 2012):

- operação com correção do fator de potência;
- tensão de saída regulada;
- operação em estágio único;
- operação como elevador e abaixador de tensão;
- utilização de apenas três interruptores ativos de potência;
- redução dos filtros de interferência eletromagnética (EMI) na entrada devido à característica *Boost* de entrada;
- não há necessidade de circuitos de proteção para sobrecorrentes na partida.

4.1. Resultados de simulação

Nas Figuras 6(a), 6(b) e 6(c), são apresentados os principais resultados da simulação do estágio de potência do retificador PWM utilizando os parâmetros propostos para o projeto.

Verifica-se pelas formas de onda das correntes de entrada que estas possuem formato praticamente senoidal, com reduzida taxa de distorção harmônica e o sistema apresenta elevado fator de potência.

Observa-se na Figura 6(c), que durante o transitório de partida, o sistema não está sujeito à elevados picos de corrente ou tensão.

4.2. O Controlador de Sinais Digitais

O retificador trifásico será monitorado por um dispositivo Controlador de Sinais Digitais (DSC). Neste projeto foi utilizado o *kit* de desenvolvimento TMDSPREX28335, apresentado na Figura 7.

Este *kit* utiliza o processador TMS320F28335 da Texas Instruments e permite que sejam testadas várias características dos periféricos deste processador.

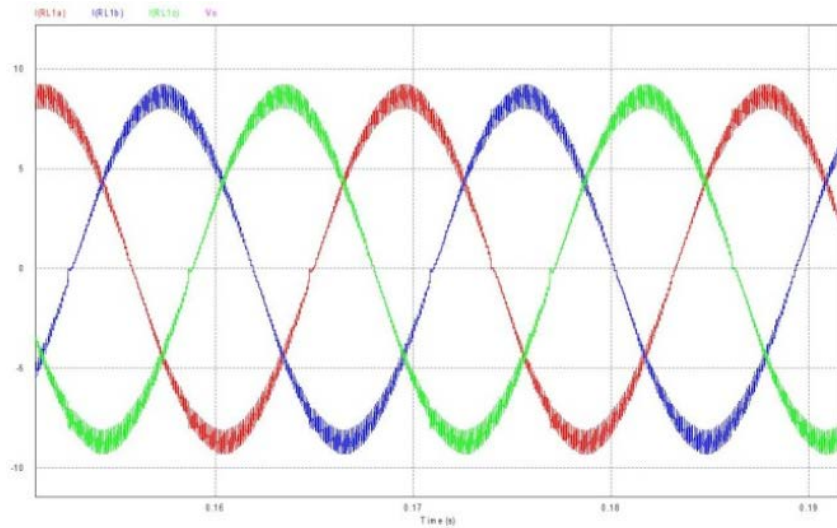
Neste sistema é possível desenvolver e testar partes da programação no *kit* de desenvolvimento e depois utilizar o cartão de controle (*control card*) no protótipo construído, através da utilização de um conector DIMM100.

A arquitetura interna deste processador conta com uma unidade de ponto flutuante, permitindo que sejam realizadas tarefas de controle em tempo real, sendo este processador amplamente utilizado em aplicações de eletrônica de potência.

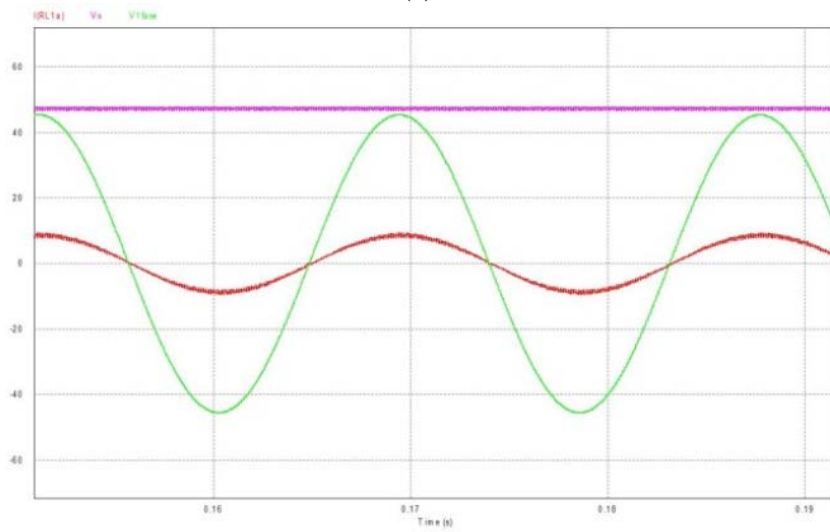
4.3. Condicionamento de Sinais

Inicialmente, desenvolveu-se uma placa de testes para analisar o funcionamento dos circuitos de condicionamento dos sinais do conversor a ser estudado. A Figura 8 mostra uma foto da placa de testes montada.

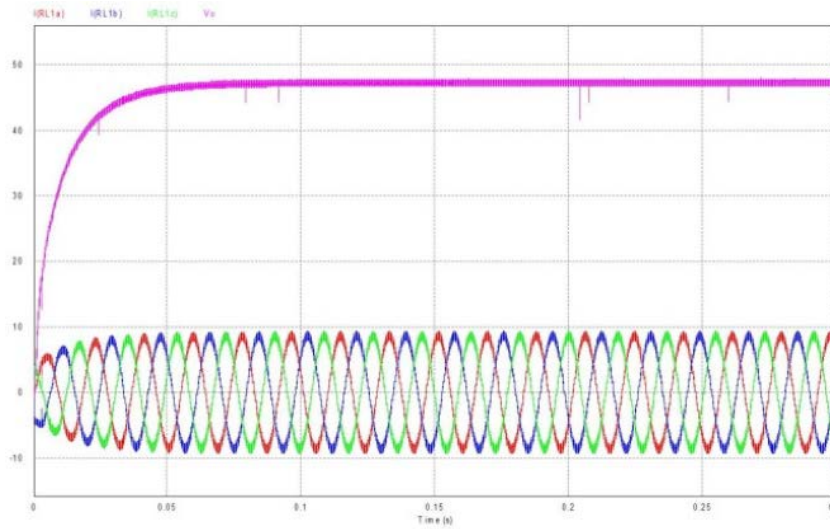
Nesta placa estão incluídos os circuitos de sincronismo, amostragens de tensão e corrente e as fontes auxiliares, bem como os circuitos de adequação destes sinais para o controlador de sinais digitais.



(a)



(b)



(c)

FIGURA 6 – Gráficos das (a) Correntes de entrada do retificador PWM, (b) tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM e (c) Transitório de partida: Correntes de entrada e tensão de saída.

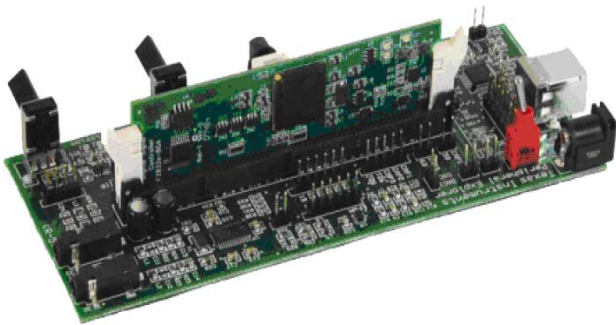


FIGURA 7 - Kit de desenvolvimento⁷ com TMS320F28335.

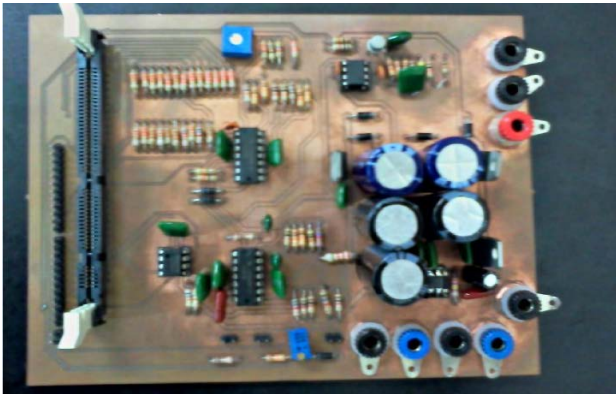


FIGURA 8 - Placa de testes.

Na Figura 9, é apresentado o sistema de testes utilizando o alternador de um gerador eólico para a geração dos sinais de alimentação.

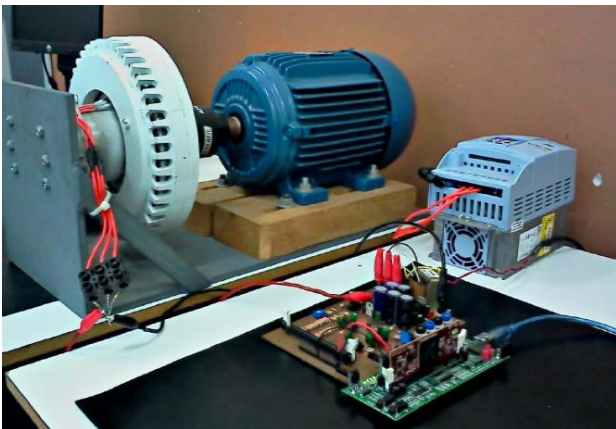


FIGURA 9 - Sistema de testes com alternador.

A Figura 12 e a Figura 13 apresentam os resultados de um ensaio para a medição de grandezas senoidais e dos sinais de sincronismo

Após os testes nesta placa, foram definidas algumas modificações nos circuitos e elaborado um novo *layout* para a confecção de uma nova placa.

Esta placa está em fase de montagem e prevê a realização de todas as amostragens necessárias para o projeto (sincronismo, correntes e tensões), bem como os circuitos de adequação dos sinais para o controlador de sinais digitais, o conector para o DSC

⁷ Disponível em <http://www.ti.com/tool/tmdspex28335>.

e circuitos de pré-tratamento dos sinais de comando para os *drivers*.

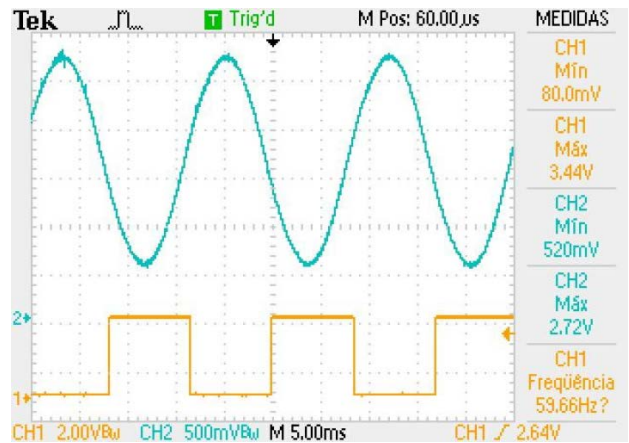


FIGURA 12 - Medição de grandezas senoidais e sinais de sincronismo (osciloscópio).

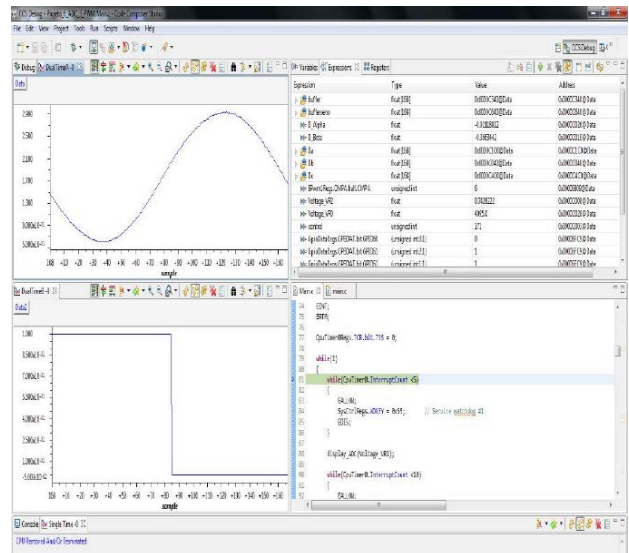


FIGURA 13 - Medição de grandezas senoidais e sinais de sincronismo (aquisição com o DSC).

5. CONCLUSÕES

Até o presente momento, foram realizadas as tarefas de revisão bibliográfica, definição de parâmetros e especificações de desempenho para o sistema, projeto e simulação do estágio de potência do conversor, definição de esquemático, elaboração de *layout* da placa de condicionamento de sinais e da placa com sensores de corrente.

Também foram analisados os dispositivos de controle digital e testados os programas de amostragens dos sinais de sincronismo, tensões e correntes do conversor.

Restam ainda para serem desenvolvidas as atividades de estudo de técnicas de controle digital, a elaboração de programas de controle do conversor e os ensaios do conversor.

Como principais fatores que influenciaram no atraso do desenvolvimento do projeto, considera-se

as dificuldades na confecção e testes de placas de circuito impresso, com a interrupção da operação da fresadora disponível no laboratório de protótipos e a falta de recursos para a aquisição de componentes e para a confecção de PCIs fora da instituição.

Os circuitos e programas testados até o momento apresentaram resultados satisfatórios e espera-se que o sistema completo venha a apresentar as características desejadas e evidenciadas no estudo teórico.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina (Edital Universal de Pesquisa nº 12/2012/PRPPGI) e à FAPESC (Chamada Pública 04/2012 - T.O. 11.340/2012-9) pelo apoio financeiro para o desenvolvimento do projeto.

REFERÊNCIAS

- BATISTA, F.A.B.; BARBI, I. **Modulação vetorial aplicada a retificadores trifásicos PWM unidirecionais**, 282p, 2006.
- BATISTA, F.A.B.; BARBI, I. **Didatic System for digital control with power electronics application**. Florianópolis, 2009.
- BATISTA, F.A.B.; BARBI, I. *Space vector modulation for two-level unidirectional PWM rectifiers*. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, pp. 178-187, 2010.
- BATISTA, F.A.B.; ILLA FONT, C.H. *Proposal of Three-phase Two-level Unidirectional SEPIC PWM Rectifiers with High Power Factor*, In: **X Conferência Internacional de Aplicações Industriais**, Fortaleza. INDUSCON 2012, v. X. pp. 01-06, 2012.
- BORGONOVO, D. **Análise modelagem e controle de retificadores de PWM trifásicos**. Florianópolis, 255p., 2005.
- FRIEDLI, T.; KOLAR, J.W. *The essence of three-phase PFC rectifier systems*, In: **IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**, pp. 1-27, 2011.
- KOLAR, J.W.; SREE, H.; DROFENIK, U.; MOHAN, N.; ZACH, F.C. *A novel three-phase three-switch three-level high power factor SEPIC-type AC-to-DC converter*, In: **Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '97**, v. 2, pp. 657-665, 1997.
- STUPAR, A.; FRIEDLI T.; MINIBOCK J.; KOLAR, J.W. *Towards a 99% efficient three-phase buck-type PFC rectifier for 400-V DC distribution systems*, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 4, pp. 1732–1744, 2012.
- TIBOLA, G.; BARBI, I. *Analysis and design of a three-phase high power factor rectifier based on the SEPIC converter operating in discontinuous conduction mode*, In **Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**, pp. 26–31, 2011..

FONTE DIGITAL DE TENSÃO

Charles Borges de Lima¹

Resumo: Este trabalho apresenta o projeto de uma fonte digital de tensão com resolução de 100 mV e leitura de corrente com resolução de 10 mA, tensão ajustável de 1 a 15 V e limite máximo de corrente de 800 mA. O objetivo foi o desenvolvimento de um sistema simples e barato, com o emprego de poucos componentes eletrônicos e que pode ser programado para funcionar como uma fonte de corrente. Ainda, pode ter aumentada sua capacidade de corrente e valores de tensão com a substituição de alguns componentes.

Palavras-chave: Fonte digital de tensão. Microcontrolador. Controlador PI.

Abstract: This work presents a digital power supply designed with resolution of 100 mV and 10 mA, voltage range from 0 to 15 V and maximum current of 800 mA. The main purpose was a design simple and cheap, using few electronics and that can be programmed to be the used as a source current. Furthermore, its current capabilities and voltage can be increased with the replacement of some components.

Keywords: Digital power supply. Microcontroller. PI controller.

¹ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), campus Florianópolis, IFSC <cborges@ifsc.edu.br>.

1. INTRODUÇÃO

Um equipamento que não pode faltar ao projetista de eletrônica ou hobbista é uma fonte de tensão ajustável. Assim, aqueles que necessitam de uma, geralmente constroem uma fonte analógica ou compram uma fonte pronta de baixo custo.

Com o crescente aumento da tecnologia eletrônica, principalmente com o emprego dos microcontroladores, é possível implementar uma fonte digital de tensão ajustável relativamente simples, com o emprego de poucos componentes eletrônicos, fazendo com que seu custo se equipare ou chegue próximo a uma fonte analógica com características similares. Uma das vantagens de se utilizar um sistema microcontrolado é a reprogramabilidade, fornecendo flexibilidade e permitindo o acréscimo de funcionalidades ao *hardware*. Outra vantagem é que os microcontroladores possuem vários periféricos, o que diminui a necessidade do emprego de componentes eletrônicos no projeto.

Dessa forma, foi projetada uma fonte digital empregando um microcontrolador para controle da tensão de saída e leitura das grandezas elétricas, alimentada por um transformador.

O circuito emprega um microcontrolador ATmega88, que possui vários periféricos, dois quais foram utilizados 2 canais A/D e um PWM. O circuito monitora a tensão e corrente da carga empregando resistores: um divisor resistivo para a tensão e um resistor shunt para a corrente. Na Figura 1 é apresentado o diagrama de blocos do sistema desenvolvido.

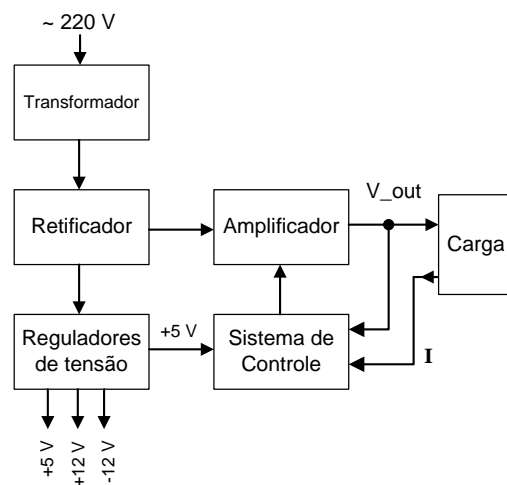


FIGURA 1 – Diagrama simplificado da fonte digital de tensão.

Para o controle da tensão de saída é empregado um circuito transistorizado, que de acordo com a tensão de ajuste, controla linearmente a tensão de saída. O sinal de controle PWM proveniente do microcontrolador é convertido para analógico

através de um filtro RC de 2ª ordem. Na Figura 2 é apresentado o circuito completo da fonte, o transformador não aparece apenas os pontos para sua conexão.

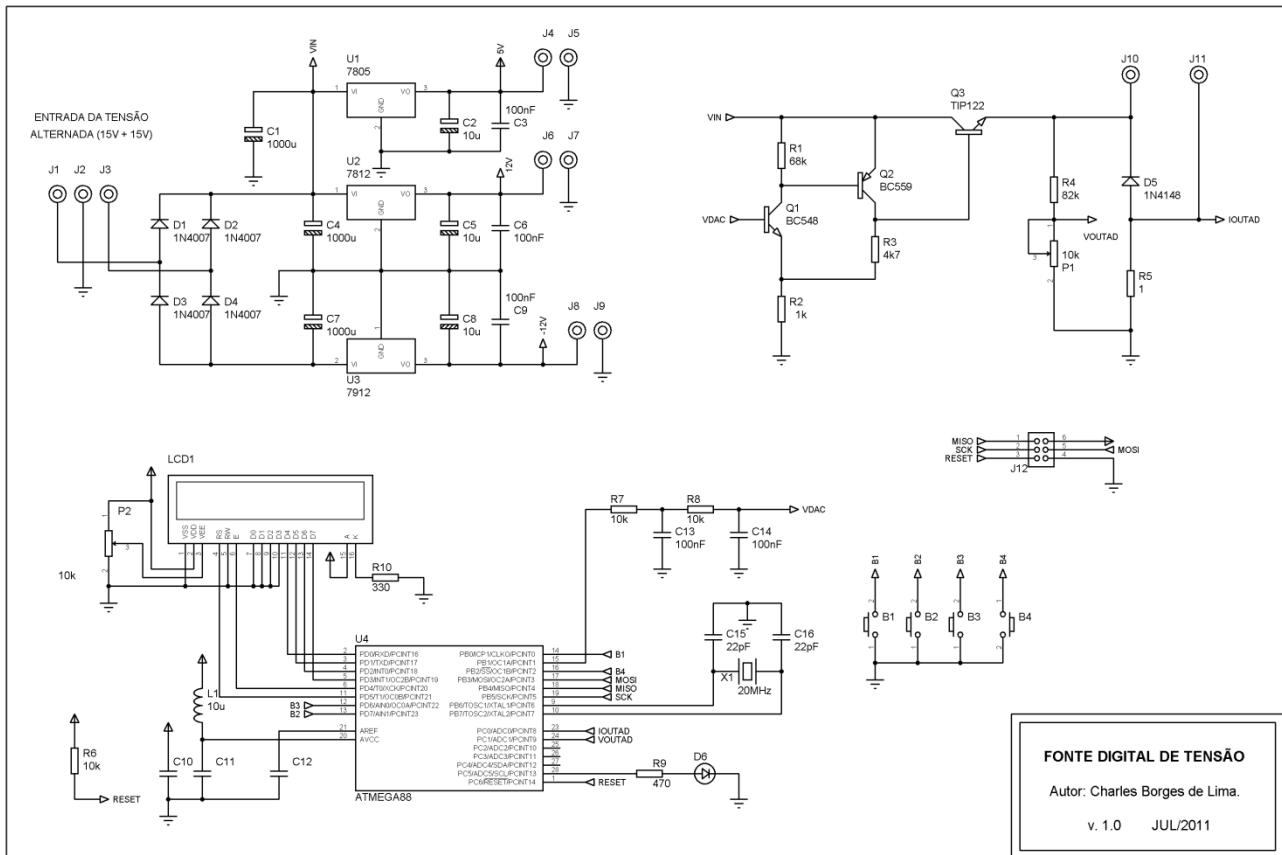


FIGURA 2 - Circuito da fonte digital de tensão.

1.1. Detalhes

A fonte é composta por um transformador que converter a tensão da rede elétrica, 110 V ou 220 V, para as tensões necessárias para alimentar o circuito. Neste projeto foi empregado um transformador com tensão primária de 220 V e saída dupla (com terminal central), 15 V + 15 V e limite de corrente de 1 A, teórico.

Um cuidado que se deve ter na aquisição do transformador é se certificar que a capacidade de corrente é adequada ao projeto, muitos fabricantes não especificam a potência aparente (VA) do transformador e, desta forma, não existe referência correta à corrente máxima que o transformador pode fornecer. O transformador deve ser dimensionado de acordo com a sua potência aparente, e para projetos mais acurados o fator de potência do circuito alimentado deve ser considerado. Por exemplo, a Hayonik² possui um transformador da série 2, 15 V + 15 V, com

potência aparente de 24 VA, e corrente máxima de saída de 800 mA. Assim pode fornecer uma corrente efetiva de 0,8 A para as duas saídas, com carga resistiva (fator de potência = 1).

A tensão do transformador é retificada por uma ponte retificadora completa (4 diodos), tornando-se uma tensão contínua pulsada, a qual passa por filtros capacitivos para suavizá-la; o clássico circuito retificador-capacitor. O cuidado que se deve ter é dimensionar o capacitor de acordo com a corrente máxima que a fonte pode fornecer. Para isto pode ser empregada a Equação 1 (BOYLESTAD, 2005).

$$C = \frac{4.170 \cdot i}{V_{pico} - V_{CC}} \quad [1]$$

Na Equação 1, V_{pico} é a tensão máxima na saída do retificador, V_{CC} é o valor desejado para a tensão de saída e i é a corrente de carga.

Uma regra prática é o uso de 1.000 μF por ampère de corrente de saída. Entretanto, o melhor é dimensionar o capacitor de acordo com a Equação 1 e empregar um valor comercial mais próximo ao

² Disponível no endereço <http://www.hayonik.com/br/0300010022-transformadores_serie_2>.

calculado, sempre que possível, empregando os maiores valores.

A tensão máxima de saída da fonte é limitada pela tensão do secundário do transformador, lembrando que a tensão na saída do circuito retificador deve ser multiplicada por $\sqrt{2}$ e subtraída da queda de tensão produzida pelos diodos. Desta forma, com uma saída de 15 V, os capacitores terão tensão máxima de 19,8 V ($15\sqrt{2} - 1,4$). O que de acordo com a Equação 1 resulta na Equação 2.

$$C = \frac{4.170 \cdot 0,8}{19,8 - 16,5}$$

$$C = 1.011 \mu F \quad [2]$$

Mostrando que a fonte (Figura 2) está com os capacitores dimensionados corretamente.

A tensão retificada e filtrada é utilizada por reguladores de tensão para gerar as tensões fixas: +5 V, +12 V e -12 V, empregando os CIs 7805, 7812 e 7912, respectivamente. A tensão de 5 V é usada também para alimentar o microcontrolador. As tensões de 12 V foram geradas para dar maior autonomia à fonte e, caso desejado podem ser suprimidas do projeto.

A parte funcional para o ajuste da tensão é o circuito amplificador (Q_1 , Q_2 e Q_3 da Figura 2). Ele é baseado em um circuito transistorizado, estável e com ganho fixo de 5,7, que é dado pela Equação 3 (HOROWITZ, 1989).

$$G = \frac{R_3 + R_2}{R_3} \quad [3]$$

A tensão de saída do circuito é determinada pela tensão de entrada aplicada ao transistor Q_1 , a qual é controlada pelo microcontrolador. Essa tensão poderia ser controlada via potenciômetro, fazendo-se assim, uma fonte analógica, controlada manualmente.

A tensão da carga é lida pelo microcontrolador através de um divisor resistivo (R_4 e P_1 no circuito da Figura 2) e é regulada pelo *trimpot* multivolta de 10 k Ω (P_1). A corrente da carga é lida através de um resistor *shunt* de 1 Ω (potência deve ser ≥ 1 W).

De acordo com as tensões e correntes lidas e com base na tensão desejada de saída, configurada pelo usuário da fonte, o microcontrolador ajusta a tensão empregando um conversor digital/analógico simples, feito com um sinal PWM e um filtro RC de 2ª ordem. Assim, é gerada a tensão analógica de controle.

Como interface de saída é utilizado um LCD alfanumérico de 16 caracteres por 2 linhas, onde são apresentados os valores de tensão, corrente e potência da carga, e o limite máximo desejado de corrente.

Os ajustes são feitos através de 3 botões, um de seleção, um de decremento e outro de incremento. Também, foi deixado espaço no *layout* da placa de circuito impresso (PCI), para outro botão, permitindo a implementação futura de outras funcionalidades, com a de uma fonte de corrente, por exemplo.

1.2. Microcontrolador

O sistema é controlado por um microcontrolador ATmega88 (Atmel), com as seguintes características principais (ATMEL, 2011a):

- memória Flash de 8 kB, RAM de 1 kB e EEPROM de 512 B.
- frequência de trabalho de 20 MHz;
- conversor A/D com seis canais de 10 bits;
- interfaces seriais: USART, I²C e SPI;
- temporizadores/contadores: 2 de 8 bits e 1 de 16 bits;
- 6 canais PWM;
- 23 pinos de entrada e saída.

Na PCI projetada, esse microcontrolador pode ser substituído por uma ATmega168 ou ATmega328, os quais diferem basicamente pelo tamanho da memória de programa, permitindo o desenvolvimento de programas maiores.

Para efetuar correções e cálculos de forma mais rápida, o microcontrolador trabalha na sua máxima frequência (20 MHz).

2. CONTROLE

O controle digital é feito através da análise da tensão da carga e correspondente correção na tensão de controle do circuito amplificador de saída. Foi empregado um controle proporcional e integral, adequado ao problema de ajuste do projeto.

O diagrama do controle clássico PID (Proporcional Integral e Derivativo) do qual se retira o controle PI, é dado pela Equação 4, com K_p sendo o ganho proporcional, K_i o ganho integral, K_d o ganho derivativo, $e(t)$ o erro (valor desejado – valor lido). Os ganhos são os valores de ajuste do controle e necessitam ser determinados (OGATA, 2005).

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad [4]$$

Para exemplificação, na Figura 3 é apresentado o diagrama esquemático de um controle PID.

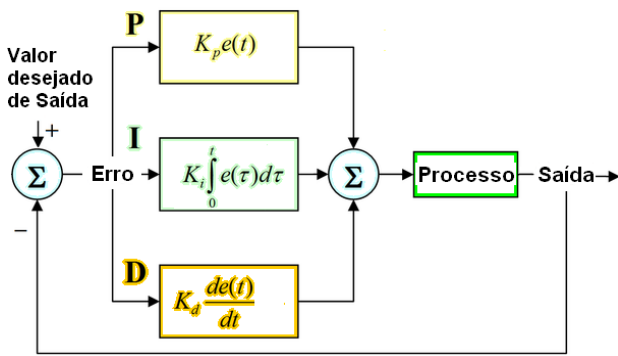


FIGURA 3 – Controle PID. Adaptado de Wikipedia (2011).

O controle é composto por 3 fatores de correção:

Proporcional (P): a correção é diretamente proporcional ao erro encontrado, possui uma constante K_p , que serve para ponderar quanto o erro proporcional irá interferir no controle. É um controle direto e lógico, conforme o erro encontrado, linearmente se aplica uma correção ponderada.

Integral (I): a correção depende do histórico acumulado do erro, ponderado por uma constante K_i . O erro é sempre somado e atua no sentido de acelerar a correção do sistema.

$$U_n = U_{n-1} + K_p E_n + K_i \sum_0^n E_n \Delta t + K_d \frac{E_n - E_{n-1}}{dt} \quad [5]$$

$$U_n = U_{n-1} + K_p E_n + K'_i \sum_0^n E_n + K'_d \cdot (E_n - E_{n-1}) \quad [6]$$

Com $K'_i = K_i \Delta t$ e $K'_d = \frac{K_d}{\Delta t}$

Para o controle PI, basta suprimir o termo derivativo da Equação 6.

3. LEITURA DE TENSÃO E CORRENTE

São empregados dois canais A/D do ATmega88, um para a leitura da tensão da carga e outro para a corrente.

A tensão de referência para o A/D foi de 1,1 V, interna do microcontrolador, o que limita a corrente máxima de carga a 1,1 A devido ao emprego de um resistor *shunt* de 1 Ω. Assim, o valor da corrente da carga é diretamente proporcional à tensão sobre esse resistor.

A tensão é lida através de um divisor resistivo, que possui um resistor fixo (R_4) e um *trimpot* (P_1), Figura 2. O ajuste da tensão lida é feita com o emprego de um multímetro (escala de tensão) e do *trimpot* (P_1).

A programação foi realizada para limitar a tensão de ajuste de saída em 15 V. Este limite pode

Derivativo (D): atua com a derivada do erro do sistema, ou seja, com a taxa de variação do erro. Quanto maior essa taxa, maior é a atuação desse fator de correção, é ponderado pela constante K_d . Diminui a oscilação da resposta de saída.

De acordo com o problema no qual o controle irá atuar é feita a determinação de qual tipo de controle será empregado. Para este trabalho, o controle mais adequado foi o PI, proporcional e integral. O uso do termo derivativo não foi efetivo e, portanto, foi descartado.

2.1. Controle discreto

O controle apresentado na seção anterior é expresso na forma analógica, para trabalho em sistemas digitais é necessário a discretização das equações. Desta foram a Equação 4, resulta na Equação 5.

Na equação 5, os termos são discretos, e são programados com o uso de vetores, com n representando o índice deles. O dt , analógico, passa a ser Δt , um valor conhecido de tempo. Assim, considerando-se um Δt sempre constante, a Equação 5 pode ser simplificada para a Equação 6.

ser alterado, com a mudança do transformador e da programação.

Com o emprego do resistor *shunt* de 1 Ω, a tensão da carga é calculada de acordo com a Equação 7.

$$V_{carga} = V_{saída} - I_{carga} \cdot 1$$

$$V_{carga} = V_{saída} - V_{shunt} \quad [7]$$

3.1. Sobreamostragem para o conversor A/D

O conversor A/D do ATmega88 possui 10 bits de resolução e ± 2 LSB de precisão. Desta forma, considerando-se o *hardware*, a tensão deverá excursionar entre 0 e 1,1 V (*trimpot* P_1), correspondendo a valores entre de 0 e 16 V. A tensão de 16 V é a máxima tensão na saída do amplificador para uma corrente de 1 A (limite teórico estipulado para o controle). Então, de acordo com a Equação 7 a tensão para a carga seria de 15 V (limite da fonte). Com isso, se determina a

resolução fornecida pelos conversores A/D na medição de tensão (Equação 8) e corrente (Equação 9).

$$Resolução_{V10bits} = \frac{16 V}{1.023} = 15,6 mV \quad [8]$$

$$Resolução_{I10bits} = \frac{1 A}{1.023} = 978 \mu A \quad [9]$$

Para melhorar a resolução do conversor A/D foi aplicada a sobreamostragem³. A teoria indica que a cada diminuição de 4 vezes na frequência de amostragem, a resolução do conversor A/D aumenta um bit (ATMEL, 2011b). Desta forma, foi realizada uma sobreamostragem para aumentar a resolução do conversor A/D em 2 bits. Assim, a frequência de amostragem do conversor A/D foi dividida 16 vezes e a sua resolução passou para 12 bits, resultando nas resoluções para medição de tensão (Equação 10) e corrente (Equação 11), apresentadas.

$$Resolução_{V10bits} = \frac{16 V}{4.095} = 3,91 mV \quad [10]$$

$$Resolução_{I10bits} = \frac{1 A}{4.095} = 244 \mu A \quad [11]$$

O decréscimo na taxa de amostragem do conversor A/D é perfeitamente aceitável, pois se está trabalhando com sinais com pequena variação em frequência. Desta forma se aumentou consideravelmente a resolução do conversor A/D permitindo maior precisão nos valores lidos de tensão e corrente.

4. CONVERSOR DA

O sistema digital efetua o controle da tensão de saída após a leitura da tensão e corrente da carga e cálculo do erro. Isto é feito alterando-se a tensão do amplificador. Para tal, é necessário um conversor digital/analógico. A solução empregada foi a implementação de um conversor D/A, que, com base em um sinal PWM e um filtro RC de 2ª ordem, produz um sinal DC variável (LIMA, 2010).

Foi utilizado um sinal PWM com 1.000 pontos de resolução, período de 50µs (20 kHz), o que, considerando uma tensão de saída de 0 a 16 V, resulta num ajuste com passo dado pela Equação 12.

$$Passo_{Vajuste} = \frac{16 V}{1.000} = 16 mV \quad [12]$$

Como esse valor é teórico e existem variáveis não previsíveis, o passo de ajuste para o usuário foi definido em 100 mV.

A frequência de corte de um filtro RC de 1ª ordem é dada pela Equação 13 (BOYLESTAD, 2005), com *R* sendo o valor do resistor e *C* o valor do capacitor.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad [13]$$

Para filtragem adequada, a frequência de corte deve ser pelo menos 10 vezes menor que a frequência do sinal PWM.

Um filtro de 2ª ordem pode ser feito com o emprego de dois filtros de 1ª ordem em cascata. O resistor empregado no projeto foi de 10 kΩ e o capacitor de 100 nF, o que resultou na frequência de corte dada pela Equação 14.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-3}}$$

$$f_c = 159 Hz \quad [14]$$

A frequência expressa na Equação 14 é aproximadamente 125 vezes menor que a frequência do sinal PWM, resultando em um filtro eficiente e na melhor qualidade do conversor D/A.

5. PROGRAMAÇÃO

Um dos pontos críticos da fonte é o programa de controle, ele é responsável pelo desempenho da fonte dentro das capacidades do circuito.

Na Figura 4, é apresentado o fluxograma simplificado do programa desenvolvido.

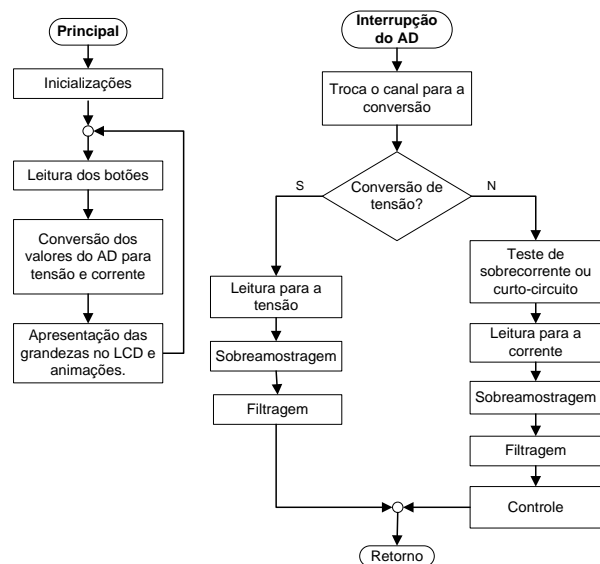


FIGURA 4 – Fluxograma simplificado do programa

No programa principal, são realizadas as inicializações do microcontrolador, tais como: definições das portas de entrada e saída, inicialização do sinal PWM, conversor A/D e LCD.

³ A explicação da teoria da sobre amostragem está além do escopo deste trabalho e pode ser consultada em bibliografia especializada, tais como Oppenheim (1998).

No laço infinito, são realizadas as leituras dos botões, o cálculo dos valores de tensão, corrente e potência, e toda a animação para o LCD.

As configurações de tensão e corrente são armazenadas na memória EEPROM, sendo preservadas após a desenergização do circuito.

Na interrupção do conversor A/D é feita a leitura da tensão e corrente, alternadamente, com sobreamostragem para o aumento da resolução do conversor A/D de 10 para 12 bits.

Para diminuir eventuais ruídos presentes no sinal amostrado, estes foram filtrados por um filtro de média móvel (OPPENHEIM, 1998) com o emprego de 16 amostras. Também, é realizado o controle da tensão de saída com o ajuste do ciclo ativo do sinal PWM, bem como a detecção e proteção contra sobrecorrentes e curtos-circuitos.

O conversor A/D trabalha na frequência de 156,25 kHz, resultando em uma conversão a cada 83,2µs (13 ciclos de *clock*). Como a leitura de tensão e corrente é alternada, ora uma, ora outra, o tempo para a conversão de cada grandeza elétrica é duas vezes maior (166,4µs). Considerando que a sobreamostragem reduz a frequência de amostragem 16 vezes, resulta em um tempo de aproximadamente 2,7ms para a determinação de cada grandeza.

O fator mais importante no programa que trata a interrupção do conversor A/D é que o código não deve ter um tempo maior de execução que o tempo de chamada da interrupção (83,2µs), caso contrário, o controle não funcionará adequadamente e ocorrerão erros nas leituras das grandezas elétricas. Isto implica na limitação do número de instruções que podem ser executadas dentro da interrupção.

O controle PI é efetuado em conjunto com a leitura da variável de corrente, correspondendo a uma correção no sinal PWM aproximadamente a cada 2,7ms.

A avaliação de sobrecorrente ou de curto-circuito é feita dentro da leitura do conversor A/D da corrente, para uma conversão simples de 10 bits, o que resulta em um uma detecção e atuação em um tempo não superior a aproximadamente 167µs.

5.1. Códigos fundamentais do programa de controle

Para ilustrar a aplicação dos conceitos teóricos apresentados, a seguir serão vistos alguns trechos do programa⁴. O objetivo desta seção é também fornecer informações para a compreensão da programação e otimização empregada.

- Trecho da leitura da tensão dentro da interrupção do conversor A/D (mesma lógica para a corrente);

```

1  ADCV12 += ADC;
2  contV--;
3  if(contV==0){
4      i=15;
5      ADCV_F=0;
6      do{
7          ADCV_M[i] = ADCV_M[i-1];
8          ADCV_F += ADCV_M[i];
9          i--;
10     }while(i!=0);
11     ADCV_M[0] = ADCV12 >> 2;
12     ADCV_F = (ADCV_F + ADCV_M[0])/16;
13     ADCV12 = 0;
14     contV=16;
15 }
```

Na linha 1, é feita a sobreamostragem do sinal de tensão, são realizadas 16 somas acumulativas nos valores do conversor A/D de tensão, como os valores do conversor A/D são de 10 bits, a variável ADCV12 é de 16 bits. A variável contV (linha 2 e 14) é utilizada para realizar 16 decrementos, empregada para determinar quando o valor sobreamostrado está pronto para uso (linha 3).

Da linha 6 a 12 é feita a filtragem de média móvel, cada novo valor de tensão entra no somatório da média das amostras na linha 11, na qual o valor somado do conversor A/D é convertido para 12 bits (com uma rotação de 2 bits à direita). Na linha 12, os 15 valores do filtro são somados ao novo e é feita a média deles, resultando na filtragem de 16 amostras.

Linhas 13 e 14 são as inicializações das variáveis empregadas para início de novo ciclo.

A variável i (linha 4 e 9) é utilizada para realizar a média de 15 amostras dentro do laço do-while, a soma é armazenada na variável ADCV_F (linhas 8 e 12), variável de 16 bits. O vetor ADCV_M possui 16 posições de 16 bits cada.

Em resumo, a sobreamostragem é feita com a soma de 16 valores do conversor A/D de 10 bits, após isto, realiza-se a rotação do valor 2 bits à direita. O filtro de média móvel soma sempre 16 valores da tensão (12 bits), a cada nova amostra um valor entra no filtro e um valor é descartado, isto é realizado com um vetor de 16 posições (janela do filtro).

- Controle PI:

```

1  erro = Ajuste_AD - (ADCV_F) +
      ((ADCV_F*11)/80);
2  integral = integral + (erro/4);
3  PI = PI + (erro/64) + (integral/4096);
4  if(PI > 1000)
5      PI=1000;
6  else if(PI < 0)
7      PI=0;
8  OCR1A = (unsigned int)PI;
```

⁴ Para obtenção dos códigos e demais arquivos deste projeto acessar <<http://www.borgescorporation.blogspot.com>>.

Na linha 1, é feito o cálculo do erro da tensão de saída (com base nos valores binários do conversor A/D) de acordo com a tensão desejada de ajuste, conforme Equação 15.

$$Erro = V_{ajuste} - V_{lida} + 2 \cdot V_{shunt} \quad [15]$$

Na linha 2, o fator integral do controle é computado. Na linha 3, é efetuado o cálculo da variável de controle PI.

Entre as linhas 4 e 7, é realizada a limitação na variável de controle para o PWM, para impedir um eventual ajuste fora dos valores corretos.

Na linha 8, o valor para o controle PI é convertido no sinal PWM para o conversor D/A pelo ATmega88.

As variáveis erro, integral e PI são variáveis `signed int` (16 bits com sinal). Desta forma, a excursão de valores se dá entre -32.768 e 32.767. Isto limita a precisão do controle, da mesma forma que o emprego de um sinal PWM com 1000 pontos de resolução. Entretanto, esta solução é

adequada para a precisão desejada e com a limitação de execução para um tempo máximo de 83,2µs (interrupção do conversor A/D).

Os valores de ponderação do controle (1/4, 1/64 e 1/4096) foram determinados empiricamente e procurou-se variáveis múltiplas de 2 para otimização do código, pois a divisão pode ser feita pelo compilador com uma rotação de bits.

Quanto ao tamanho do programa, foram consumidos 2.982 bytes de memória de programa (Flash), 169 bytes de RAM e 2 bytes de EEPROM. Considerando a memória do ATmega88, restou memória para melhorias no programa.

5.2. Protótipo

O protótipo foi montado sobre duas plataformas plásticas e foi empregado um único dissipador de potência na etapa de saída da tensão ajustável (TIP122). Lembra-se que o tamanho do dissipador deve ser dimensionado de acordo com a máxima potência a ser dissipada. O aspecto do protótipo pode ser visto na Figura 5.



FIGURA 5 – Aspecto do protótipo desenvolvido.

O *layout* da PCI, face simples, pode ser visto na Figura 6(a), já foi previsto um botão extra, para implementação de outras funções. Na Figura 6(b) é apresentado o *top silk*.

No desenho da placa de circuito impresso, os reguladores e o TIP122 foram alinhados para permitir o emprego de um único dissipador para todo o conjunto.

5.2.1. Componentes empregados

No desenvolvimento do projeto, foram empregados poucos componentes⁵, uma análise mais minuciosa indicará o emprego de componentes comuns e fáceis de encontrar no mercado nacional.

O preço estimado para os componentes eletrônicos é de aproximadamente R\$ 40,00, incluindo o dissipador de calor. O custo maior está associado ao transformador, que pode ultrapassar o custo desses componentes. Assim, estima-se um custo aproximado total, inferior a R\$ 100,00, incluindo uma caixa plástica para acomodação do protótipo.

Para fins de comparação, uma fonte digital simples da Minipa, modelo MPL-1303, com saída de tensão de 0 a 32V/3A, resolução de tensão de 0,1 V e de corrente de 10 mA, possui um custo aproximado de R\$ 500,00.

6. RESULTADOS

A precisão da fonte foi testada com cargas resistivas. Desta forma, alguns testes foram realizados e os resultados foram comparados com

⁵ A lista de componentes pode ser obtida no endereço <<http://www.borgescorporation.blogspot.com>>.

os obtidos por um multímetro simples. Na Tabela 1 eles são apresentados. Foram empregadas cargas de 33 Ω e 10 Ω.

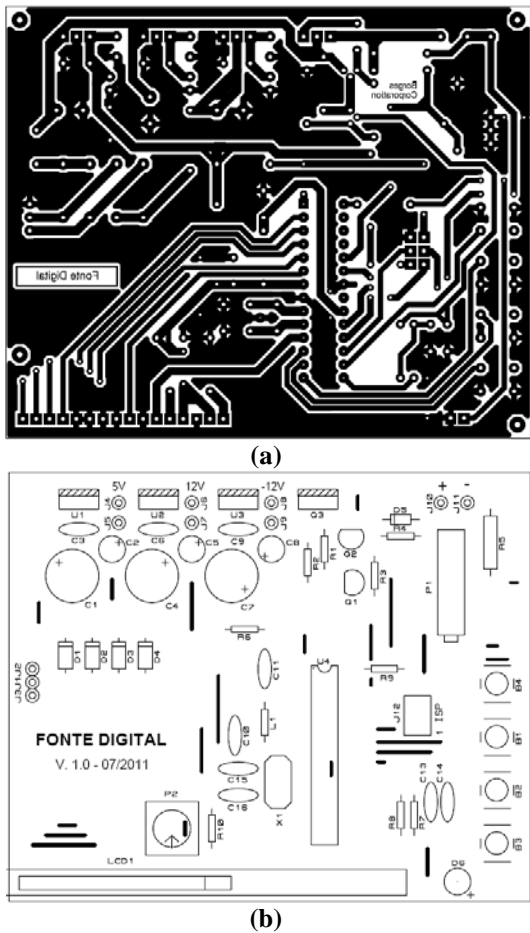


FIGURA 6 – Layout da PCI, com (a) bottom layer e (b) top silk.

TABELA 1 - Análise do protótipo.

Prot.	Sem carga	Carga de 33 Ω		
	Mult.	Mult.	Mult.	Prot.
1,0 V	0,98 V	0,92 V	0,02 A	0,01 A
2,0V	1,98 V	1,97 V	0,05 A	0,05 A
3,0 V	2,98 V	2,99 V	0,08 A	0,08 A
4,0 V	3,99 V	3,98 V	0,11 A	0,11 A
5,0 V	4,98 V	4,90 V	0,15 A	0,14 A
6,0 V	5,99 V	5,98 V	0,18 A	0,18 A
7,0 V	6,98 V	6,93 V	0,21 A	0,21 A
8,0 V	7,98 V	7,96 V	0,24 A	0,24 A
9,0 V	8,97 V	8,94 V	0,27 A	0,28 A
10,0 V	9,98 V	9,96 V	0,30 A	0,31 A
11,0 V	10,98 V	11,02 V	0,34 A	0,35 A
12,0 V	11,98 V	12,06 V	0,37 A	0,38 A
13,0 V	12,98 V	13,10 V	0,40 A	0,41 A
14,0 V	13,99 V	14,07 V	0,43 A	0,45 A
15,0 V	14,99 V	*14,30V	*0,45 A	*0,43A
		Carga de 10 Ω		
7 V	-	7,33 V	0,72 A	0,78 A

* Transformador incapaz de fornecer a corrente exigida pela carga

Com pode ser visto na Tabela 1, para uma saída sem carga, a tensão apresentada pelo protótipo é

praticamente igual à obtida pelo multímetro, sendo que este apresenta uma resolução de 10 mV e o protótipo de 100 mV. Com o uso de uma carga de 33 Ω, para variações de tensão de 1 V até 15 V, o erro máximo de tensão chegou a 0,1 V e de corrente a 20 mA. Uma ressalva se faz aos 15 V, pois o transformador empregado foi incapaz de fornecer a corrente exigida pela carga e o resultado teve de ser desconsiderado.

Para testar o limite de corrente foi empregada uma carga de 10 Ω. Neste caso, o erro máximo de tensão chegou a 0,33 V e a corrente a 60 mA. Este erro deve-se principalmente a precisão do resistor *shunt*, no caso deste trabalho, de 5%. Como todo o controle depende do valor da corrente, quanto maior esta, maior o erro obtido. Conforme a Equação 7, a imprecisão da resistência *shunt* afeta a correta estimativa da tensão da carga e diretamente o cálculo do erro, Equação 15.

Retirando-se a carga, o comportamento da fonte é similar a conexão da carga. O tempo de ajuste da tensão de saída é visível e pode levar poucos segundos, no pior caso.

Algumas vezes a unidade menos significativa da corrente apresentou variação, mudando de valor para uma tensão estável na saída. Este problema precisa ser analisado e pode estar associado à variação dos valores de resistência com o aumento da temperatura, o que não foi avaliado.

7. SUGESTÕES

A precisão da fonte esta limitada ao resistor *shunt* empregado na leitura da corrente, afetando o controle. Se a corrente for obtida através de um sensor de efeito Hall, do tipo que pode ser ligado diretamente ao microcontrolador, a precisão da fonte será melhorada e já poderia ser adequada para o desenvolvimento de um projeto comercial. Esta mudança exigiria um aumento no custo total da fonte e mudanças na programação.

O projeto necessita de um dimensionamento adequado do dissipador de potência, bem como uma caixa adequada e bem dimensionada para acondicionamento do circuito, incluindo o transformador.

Podem ser empregada uma fonte chaveada de tensão para substituir o transformador. Isto é adequado para a reciclagem de fontes chaveadas. O que também diminuiria o tamanho final do projeto.

A programação pode contemplar a funcionalidade de fonte de corrente (existe um espaço para um botão extra na PCI). Da mesma forma, a programação pode ser melhorada para permitir um controle mais eficiente.

8. CONCLUSÕES

Este trabalho mostrou que é possível desenvolver uma fonte digital de tensão funcional, com poucos componentes eletrônicos. Foram apresentados os detalhes do circuito e da programação.

A programação foi exaustivamente corrigida até a obtenção do resultado satisfatório. Entretanto, isto ainda não exclui a exigência de melhorias. Da mesma forma, o circuito necessita de mais testes para verificar sua robustez e funcionalidade.

A precisão do circuito depende do resistor *shunt* empregado, recomenda-se uma precisão de pelo menos 1% no valor da resistência incluindo estabilidade com a variação de temperatura.

Os resultados foram promissores e permitem concluir que a fonte possui precisão suficiente para trabalhar com uma fonte de uso geral, com um custo-benefício interessante comparado à fontes comerciais.

REFERÊNCIAS

ATMEL. **Folha de dados do componente ATmega48/88/168**. Disponível em <http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2545.pdf>. Acessado em 30 jul. 2011a.

ATMEL. **AVR121: Enhancing ADC resolution by oversampling – Application Note**. Disponível

em <http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc8003.pdf>. Acessado em 30 jul. 2011b.

BOYLESTAD, R.L.; NASHELSKY, L. **Dispositivos eletrônicos e teoria dos circuitos**. Prentice Hall do Brasil, 8^a ed, 2005.

HOROWITZ, P.W.H. *The Art of Electronics*. Cambridge University Press, 2nd ed, 1989.

TUXGRAPHICS. *A digital dc power supply (programmable bench power supply unit), hardware version 3.0*. Disponível em <<http://tuxgraphics.org/electronics/201005/bench-power-supply-v3.shtml>>. Acessado em 30 jul. 2011.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. Prentice Hall, 4^a ed, 2005.

OPPENHEIM, A.V.R.W.S. *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice Hall, 2nd ed, 1998.

LIMA, C.B. **Técnicas de projetos eletrônicos com os microcontroladores AVR**. Ed. do Autor, 1^a ed, 2010.

WIKIPEDIA. Disponível em <http://en.wikipedia.org/wiki/PID_controller>. Acessado em 20 jul. 2011.



STEPE – SISTEMA TELEMÉTRICO DE PESAGEM AUTOMOTIVA

Sérgio Luiz Martins Junior¹, Johann Schmittlinger Vieira², Marcelo Vandresen³,
Leandro Schwarz⁴, Jony Laureano Silveira⁵

Resumo: O STePe é um sistema telemétrico de pesagem automotiva distribuído e reconfigurável, idealizado para uso em oficinas mecânicas automotivas de pequeno, médio e grande porte. Cada ilha de pesagem (*pad*) é formada por quatro balanças independentes que utilizam células de carga a *strain gauges* de liga metálica. Um ou mais *pads* são reconhecidos e associados dinamicamente por uma central que coordena remotamente o sistema. Uma estação manual (*handheld*) com display gráfico é utilizada para monitorar e processar as medidas dos *pads*. O sistema se comunica através de uma rede em malha *wireless* no protocolo ZigBee. Este artigo apresenta o projeto e desenvolvimento dos *pads* e os testes de comunicação e montagem da rede ZigBee.

Palavras-chave: Balança Automotiva. Instrumentação Eletrônica. Célula de Carga. ZigBee.

Abstract: *STePe is a telemetry system for automotive weighing with distributed and reconfigurable features, designed for use in automotive workshops of small, medium and large sizes. Each pad is formed by four independent scales using load cells strain gauges of metallic alloys. One or more pads are recognized and dynamically linked by a central device that remotely coordinates the system. A handheld with graphic display is used to monitor and process the measurements of the pads. The system communicates through a wireless mesh network in the ZigBee protocol. This paper presents the design and development of the pads and testing and assembly of the ZigBee communication network.*

Keywords: *Automotive Scale System. Electronic Instrumentation. Load Cell. ZigBee.*

¹ Acadêmico do Curso Técnico Integrado de Eletrônica, DAELN, *campus* Florianópolis, IFSC <jrmartins.sergio@gmail.com>.

² Acadêmico do Curso Técnico Integrado de Eletrônica, DAELN, *campus* Florianópolis, IFSC <johanns.vieira@gmail.com>.

³ Professor do DAMM, *campus* Florianópolis, IFSC <vandresen@ifsc.edu.br>.

⁴ Professor do DAELN, *campus* Florianópolis, IFSC <schwarz@ifsc.edu.br>.

⁵ Professor do DAELN, *campus* Florianópolis, IFSC <jony@ifsc.edu.br>.

1. INTRODUÇÃO

Na avaliação de suspensões de veículos automotivos de uso comum e também na preparação de veículos para competições (automóveis, *karts*, fórmula, etc.) uma ferramenta bastante útil é conhecida como balança automotiva. Ela consiste (Figura 1) em um conjunto de quatro balanças isoladas (comumente referidos como *pads* ou *pallets*), uma para cada semi-eixo do veículo; conectadas a uma unidade central de processamento que centraliza as medidas e fornece as informações necessárias à avaliação do veículo.

As balanças permitem avaliar a força peso independente em cada um dos semi-eixos; o peso resultante no eixo dianteiro; o peso resultante no eixo traseiro; bem como indicar a porcentagem de

peso observado em cada um dos semi-eixos, a resultante no eixo dianteiro e no eixo traseiro. Nos sistemas mais avançados, nos quais se pode inclinar o veículo em seu eixo longitudinal, ainda é possível determinar o centro de gravidade do veículo (HALDERMAN, 2011).

Os dados gerados pelo equipamento são utilizados para avaliar o equilíbrio mecânico do veículo, permitindo a execução de ajustes que proverão aumento na eficiência e consequente redução do consumo e da emissão de poluentes, além do aumento na segurança tanto no movimento retilíneo quanto na execução das curvas.

Estas balanças normalmente não são fabricadas no país e têm um custo bastante elevado quando adquiridas no Brasil, normalmente na faixa dos US\$ 4.000,00 (Figura 2).

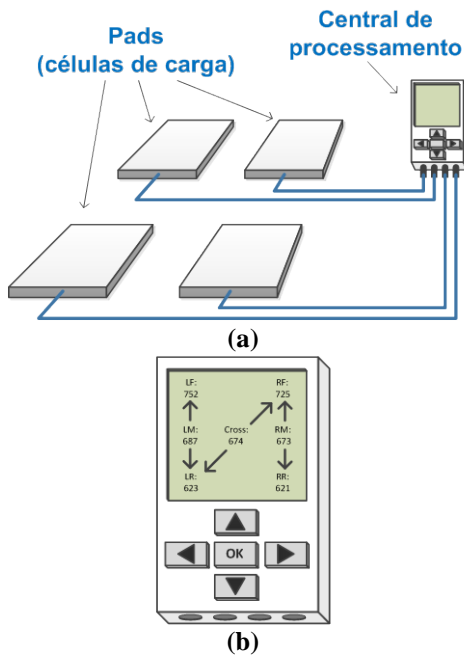


FIGURA 1 - Sistema de balança automotiva apresentando (a) o sistema completo e (b) o detalhe da unidade central de processamento.

Além disso, nos modelos mais acessíveis deste tipo de sistema é necessária a ligação, através de fios, de cada uma das balanças ao sistema de processamento central e desse à fonte de energia o que causa demasiada confusão de cabos no chão de oficina.



FIGURA 2 – Exemplo de balança automotiva importada (PROFORM, 2013).

Desta forma, o desenvolvimento de uma solução nacional com a mesma capacidade técnica dos sistemas de pesagem mais completos apresenta utilização direta nas aulas práticas de cursos de manutenção automotiva, bem como, propiciaria a germinação de um embrião de produto de alto valor agregado e, se viável, a comercialização do mesmo a um custo competitivo e com especificações superiores às dos modelos importados

2. REFERENCIAL TEÓRICO

A intenção deste trabalho é relatar a experiência de projeto e construção de um sistema

de balança multiponto para uso automotivo na qual a ligação entre os pads e a unidade de processamento central (*handheld*) é feita com tecnologia *wireless*. Desta forma, descreve-se sucintamente, a seguir, alguns conceitos necessários à compreensão do sistema desenvolvido.

2.1. Mensuração de força

Existem várias técnicas para medição de força: sensores resistivos, semicondutores, piezelétricos, interferométricos, LVDTs (*Linear Variable Differential Transformers*), entre outros.

Neste trabalho, serão usadas células de carga com múltiplos sensores do tipo piezoresistivos (extensômetros), associados em ponte com compensação de temperatura.

Nos casos em que a medida direta da força peso ou da tensão mecânica σ é de difícil solução, pode-se, alternativamente, medir a deformação elástica ε (Equação 1).

$$\sigma = \frac{F}{A} = Y \cdot \varepsilon \quad [1]$$

Na Equação 1, σ é a tensão mecânica (em pascal, Pa); F é a força (em newton, N); A é a área da seção do material (em metros quadrados, m^2); Y é o módulo de Yong ou de elasticidade (em pascal, Pa); e ε é a deformação elástica dada pela Equação 2.

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} \quad [2]$$

A Figura 3 apresenta um objeto sofrendo deformação elástica sob ação de uma força.

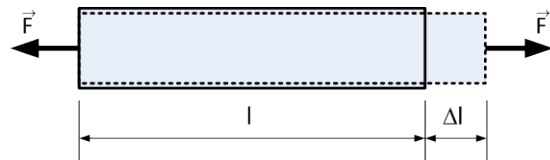


FIGURA 3 – Deformação elástica sob ação de uma força F.

Os sensores do tipo piezoresistivos baseiam-se na variação da resistência com a alteração da resistividade ou de parâmetros dimensionais (efeito piezoresistivo). Assim, desconsiderando-se inicialmente a variação de temperatura, podemos definir a variação da resistência a partir da segunda lei de Ohm (Equação 3).

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad [3]$$

Na Equação 3, R é a resistência elétrica do material (em ohms, Ω); ρ é a resistividade elétrica (em ohm-metros, $\Omega.m$); l é o comprimento do material (em metros, m); e A é a área da seção do material (em metros quadrados, m^2).

Uma vez que o volume do material permanece constante, mesmo que seu comprimento sofra variação (Figura 3), resulta que sua seção transversal também deve sofrer variação. Este fenômeno pode ser inserido na Equação 3, que passa a ser representada pela Equação 4.

$$R = \frac{\rho}{v} \cdot l^2 \quad [4]$$

Na Equação 4, R é a resistência elétrica do material (em ohms, Ω); ρ é a resistividade elétrica (em ohm-metros, $\Omega \cdot m$); l é o comprimento do material (em metros, m); e v é volume do material (em metros cúbicos, m^3). Diferenciando a Equação 4 em relação ao comprimento l , tem-se a Equação 5.

$$\frac{dR}{dl} = 2 \cdot \frac{\rho}{v} \cdot l \quad [5]$$

Pode-se, a partir desta equação, definir “sensibilidade” como a relação entre a variação da resistência elétrica e a variação do comprimento (ou deformação). E, ainda, que esta é diretamente proporcional ao comprimento do material ao longo do eixo de deformação e inversamente proporcional a área da seção transversal deformada (FRADEN, 2004).

Normalizando a Equação 5 em relação a R chega-se à expressão da Equação 6.

$$\frac{dR}{R} = S_e \cdot \varepsilon \quad [6]$$

Na Equação 6, R é a resistência elétrica do material (em ohms, Ω); S_e é conhecido como fator gauge ou sensibilidade; e ε é a deformação elástica.

Para a maioria das ligas metálicas o fator gauge fica próximo de 2, a exceção fica por conta das ligas de platina com fatores gauge na ordem de 4 a 6. Para materiais semicondutores, o fator gauge é bem mais elevado e pode ficar entre 100 e 200.

A Tabela 1 mostra as características de alguns materiais usados comercialmente como sensores de deformação.

A Equação 6 leva em conta apenas deformações unidirecionais, uma análise mais aprofundada pode ser encontrada em Webster (1999) resultando na Equação 7, na qual são consideradas deformações longitudinais e transversais, além da influência da variação de temperatura.

$$\frac{dR}{R} = (S_L \cdot \varepsilon_L) + (S_t \cdot \varepsilon_t) + (S_T \cdot \Delta T) \quad [7]$$

Na Equação 7, R é a resistência elétrica do material (em ohms, Ω); S_L é a sensibilidade longitudinal; S_t é a sensibilidade transversal; S_T é a sensibilidade à temperatura; e ΔT é a variação da temperatura.

TABELA 1 – Características de alguns materiais piezoresistivos.

Material (composição em %)	Fator Gauge (Se)	Coef. de temp. da resistividade [ppm/°C]	Característica importante
Liga Constantan (Cu 55, Ni 45)	2,1	11	Compensação automática de temperatura
Liga Karma (Ni 74, Cr 20, Al 3, Fe 3)	2,1	20	Difícil soldagem
Liga Nichrome V (Ni 80, Cr 20)	2,1 a 2,6	100	Admite altas temperaturas
Liga Isoelastic (Fe 55,5, Ni 36, Cr 8, Mn 0,5)	3,5 a 3,6	170	Maior resistência elétrica (350 Ω)
Platina (Pt 100)	6,1	2500	Admite altas temperaturas
Liga Platina-Iridium (Pt 95, Ir 5)	5,1	1250	Admite altas temperaturas
Liga Platina-Tungsten (Pt 92, W 8)	3,6 a 4,4	240	Admite altas temperaturas
Silício (tipo p)	100 a 170	até 90000	Altas sensibilidade e <i>drift</i>

2.2. Strain gauges

Um *strain gauge* ou extensômetro é um sensor do tipo piezoresistivo que mede a deformação elástica sofrida em corpos sólidos quando submetidos a esforços mecânicos de tração ou compressão.

Strain gauges são formados a partir de uma fita metálica, normalmente disposta na forma de ziguezague (privilegiando apenas um sentido de deformação), fixada à superfície do objeto a ser mensurado através de um substrato isolante (normalmente poliamida – um polímero inerte e

muito resistente), como pode ser visto no exemplar comercial da Figura 4. Os valores de resistência mais comuns são de 120 e 350 Ω .

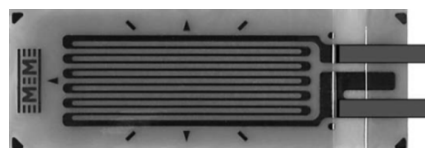


FIGURA 4 – Exemplo de *strain gauge* de padrão linear (VISHAY, 2013).

Devido à sua geometria de construção, os *strain gauges* de ligas metálicas apresentam o

comportamento elétrico apresentado na Figura 5. Pode-se observar que, ao ser traçado e alongar-se no eixo longitudinal, o sensor aumenta sua resistência elétrica; ao contrário, quando o sensor é comprimido na direção do eixo longitudinal, sua resistência elétrica diminui. Trações ou compressões transversais praticamente não alteram a resistência elétrica do sensor.

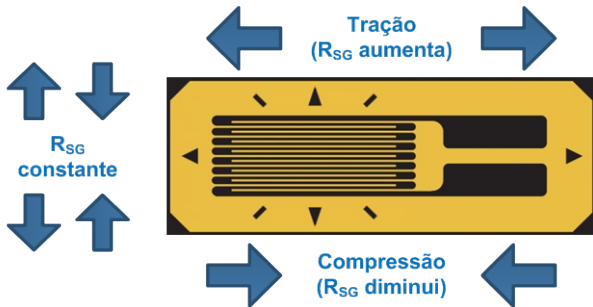


FIGURA 5 – Ações sobre o *strain gauge*.

2.3. Células de carga

As células de carga são dispositivos que convertem força (peso, torque) em sinais elétricos. Elas são comumente usadas para realizar aquisição de peso, por isso, são popularmente chamadas de transdutores de carga. O tipo mais usual é a célula de carga formada por um corpo metálico (frequentemente alumínio, aço ou liga de cobre-berílio) onde estão dispostos um ou mais sensores do tipo *strain gauge*, de forma que as deformações sofridas pelo corpo da célula sejam transmitidas aos sensores. Existem diversas configurações de células de carga disponíveis no mercado, variando de acordo com o material, topologia, aplicação e custo. Normalmente, os sensores fixados no corpo da célula de carga estão ligados de modo a formar uma Ponte de Wheatstone, de modo que pequenas deformações no corpo (e, conseqüentemente, pequenas variações nas resistências dos sensores) possam ser traduzidos em sinais elétricos.

A célula de carga empregada neste trabalho é do tipo *Binocular Dual Bending Beam* (Figura 6). Este tipo de arranjo possibilita a flexão em duas vigas (superior e inferior) de modo a cancelar cargas axiais sobre os sensores e, assim, tornar a célula de carga menos suscetível ao ponto de aplicação da força.

Outra característica importante é a possibilidade de haver sempre duas faces com deformação igual e de sinal contrário o que facilita a implementação de uma Ponte de Wheatstone completa (quatro sensores), simplificando a compensação de temperatura.

A Figura 7 mostra o funcionamento da ponte completa formada pelos sensores da célula de carga. Na Figura 7(a), pode-se verificar que, estando a balança sem carga, não haverá deformação dos

sensores e a ponte estará equilibrada, apresentando tensão aproximadamente nula em sua saída. No entanto, na Figura 7(b), uma carga é aplicada resultando em flexão do corpo da célula nos eixos superior e inferior (*dual bending beam*), causando variação nas resistências dos *strain gauges* (SG_1 a SG_4) e, conseqüentemente, uma tensão se estabelecerá nos terminais de saída da ponte.

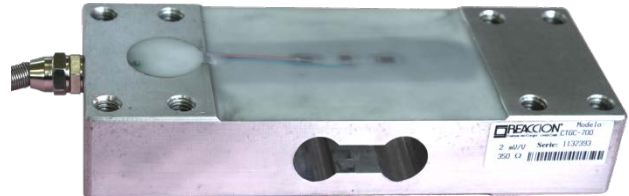


FIGURA 6 – Célula de carga CTGC-700.

A tensão V_S na saída da ponte de Wheatstone pode ser calculada usando-se as diferenças de potencial nos *strain gauges* R_{SG1} e R_{SG4} . Desta forma, tem-se a Equação 8.

Considerando-se igual deformação nas duas vigas da célula de carga e, ainda, que todos os *strain gauges* são casados (especificações idênticas), pode-se reescrever a Equação 8, resultando na Equação 9.

$$V_S = \frac{\Delta R}{R} \cdot V_{CC} \quad [9]$$

E, finalmente, pode-se expressar a saída em tensão V_S como função da deformação sofrida pela célula de carga e da tensão de alimentação da ponte de Wheatstone, assim, aplicando as Equações 2 e 6 na Equação 9, obtém-se a Equação 10.

$$V_S = S_e \cdot V_{CC} \cdot \frac{\Delta l}{l} \quad [10]$$

2.4. ZigBee

ZigBee é um protocolo de comunicação sem fio de alto nível, utilizado globalmente, que abrange a formação de redes de áreas pessoais, isto é, uma rede que une diversos aplicativos computadorizados a curta distância entre si.

O padrão ZigBee é baseado no padrão IEEE 802.15.4, com uma camada de rede acima das camadas do IEEE 802.15.4, oferecendo a possibilidade de definir associações de dispositivos na qual cada módulo não se limita a somente capturar e transmitir seus próprios dados, mas também servir de um ponto de apoio para ampliar o alcance da rede, formando uma rede *mesh routing* (rede em malha).

O padrão ZigBee foi desenvolvido e é mantido e certificado por um grupo de empresas que formam a ZigBee Alliance. A ZigBee Alliance, atualmente, possui mais de 300 empresas desenvolvedoras de tecnologia associadas.

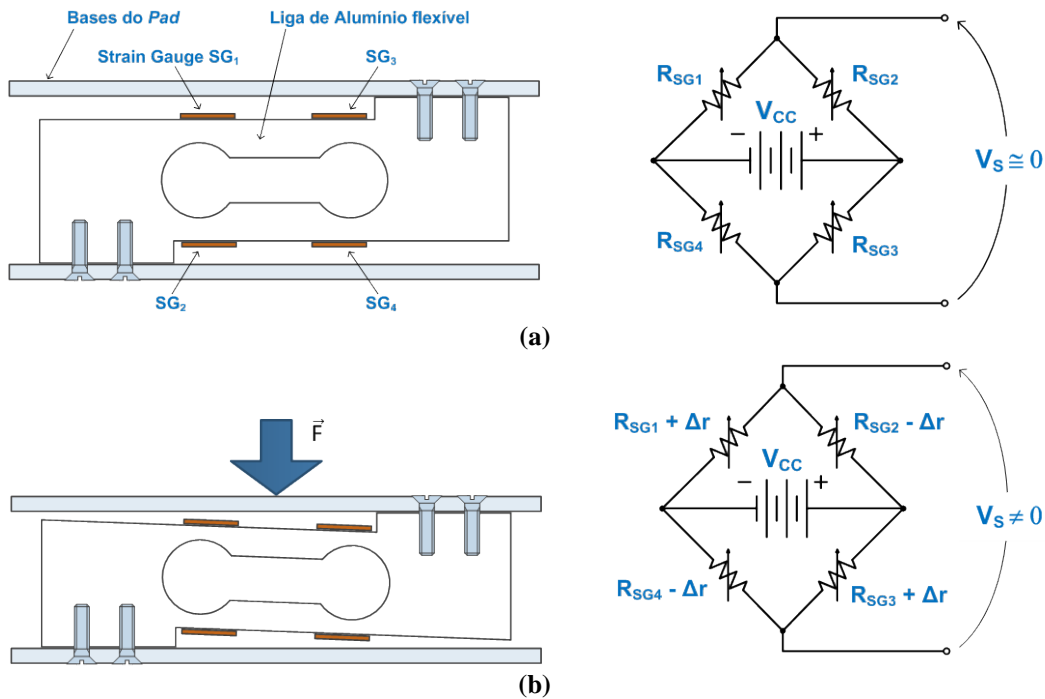


FIGURA 7 – Funcionamento da ponte completa formada pelos sensores da célula de carga com (a) célula em estado de repouso e (b) célula comprimida.

$$V_s = \frac{(R_{SG1} + \Delta R) \cdot V_{CC}}{(R_{SG2} - \Delta R) + (R_{SG1} + \Delta R)} - \frac{(R_{SG4} - \Delta R) \cdot V_{CC}}{(R_{SG3} + \Delta R) + (R_{SG4} - \Delta R)} \quad [8]$$

2.4.1. Modelos

A Digi, empresa membro da ZigBee Alliance, desenvolve os módulos de rádio XBee, que podem se comunicar nos padrões IEEE 802.15.4 ou nos padrões ZigBee e DigiMesh.

2.4.2. Séries

Dentre as séries dos módulos XBee, destacam-se a série XBee 802.15.4 (antiga série 1), que implementa os protocolos IEEE 802.15.4 e DigiMesh, não suportando o protocolo ZigBee e a série XBee ZB (antiga série 2), que possui suporte aos protocolos IEEE 802.15.4, ZigBee e DigiMesh. Ambas as séries operam em frequência de 2,4 GHz.

A Digi ainda apresenta outros módulos de comunicação *wireless* na família XBee, como os módulos XBee-PRO 900HP e XBee-PRO XSC (900 MHz), os módulos XBee-PRO 868 e XBee 868LP (868 MHz), os módulos XBee 865LP (865 MHz) e XBee DigiMesh 2.4. Este módulos, porém, não são suportam o protocolo ZigBee.

2.4.3. Alcance

Os módulos XBee estão disponíveis em duas versões, com diferenças nas potências de transmissão e recepção máximas. Os módulos XBee regulares têm alcance máximo de 40 metros em ambientes urbanos e de 120 metros em visada direta, enquanto que os módulos XBee Pro possuem

alcance máximo de 90 metros em ambientes urbanos e 3.200 metros em visada direta. Além disso, os módulos regulares são menores em tamanho, consomem menos energia e possuem custo mais acessível que os módulos da linha Pro.

2.4.4. Antena

O alcance do módulo também é influenciado pelo tipo de antena a ser utilizada. Os tipos de antenas disponíveis são: antena PCB, antena *chip*, antena *whip*, conector U.FL e conector RPSMA. As antenas são apresentadas na Figura 8.

As antenas do tipo PCB, *chip* e *whip*, são mais econômicas que os conectores U.FL e RPSMA, pois são mais compactas, e não requerem o uso de componentes externos. Entretanto, o diagrama de radiação das antenas PCB e *chip* são pouco omnidirecionais o que pode prejudicar o alcance de módulos posicionados em ângulos específicos. Além disso, juntamente com as antenas *whip*, o posicionamento dos módulos no interior de gabinetes diminui ainda mais o alcance da comunicação e pode até inviabilizá-la no caso de uso no interior de gabinetes metálicos.

Os módulos com conectores U.FL e RPSMA permitem o acoplamento de antenas com amplificação de sinal, permitindo maior alcance e maior omnidirecionalidade. Os módulos com conectores RPSMA devem ser posicionados na placa de modo a permitir o encaixe do conector na

lateral do gabinete. Em contrapartida, os módulos com conectores U.FL. utilizam um cabo chamado *pigtail* para conexão com a antena. Uma vez que o

cabo é flexível, o projetista pode posicionar o módulo no local mais apropriado para a *layout* da placa de circuito impresso.

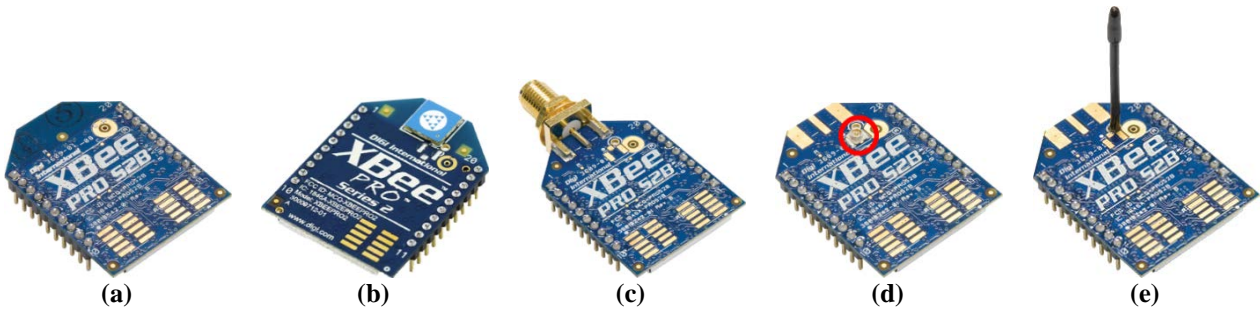


FIGURA 8 – Módulos XBee com (a) antena PCB, (b) antena *chip*, (c) conector RPSMA, (d) conector U. FL., e (e) antena *whip*.

2.4.5. Modo de operação

Os módulos XBee podem ser configurados através de comandos AT ou API. No modo comandos AT, os módulos devem ser primeiramente configurados para estabelecer comunicação entre si antes do envio do conjunto dos dados. Para redes relativamente pequenas, e com baixa taxa de transmissão de dados, o custo computacional para realizar a mudança do endereçamento dos dados não é significativo. Além disso, o modo AT não possui verificação da integridade dos dados transmitidos, nem informa de qual módulo os dados recebidos foram originados.

O modo API (*Application Programming Interface*), em contrapartida, possui uma estrutura bem mais complexa, baseada no encapsulamento

dos dados a serem transmitidos em um pacote com as informações do endereço de origem e destino, tamanho do pacote e um caractere de verificação da integridade dos dados através de *checksum*. Adicionalmente, para cada pacote transmitido, é possível configurar-se a recepção de um pacote informando o estado da transmissão. Desta forma, apesar de mais trabalhoso, o modo API apresenta-se como uma solução mais indicada para redes com grande número de dispositivos ou para redes que necessitem de maior segurança.

2.4.6. Papel na rede ZigBee

Dentro do protocolo ZigBee, um módulo pode assumir três papéis com funções específicas na rede: coordenador, roteador ou *end device*, apresentados na Figura 9.

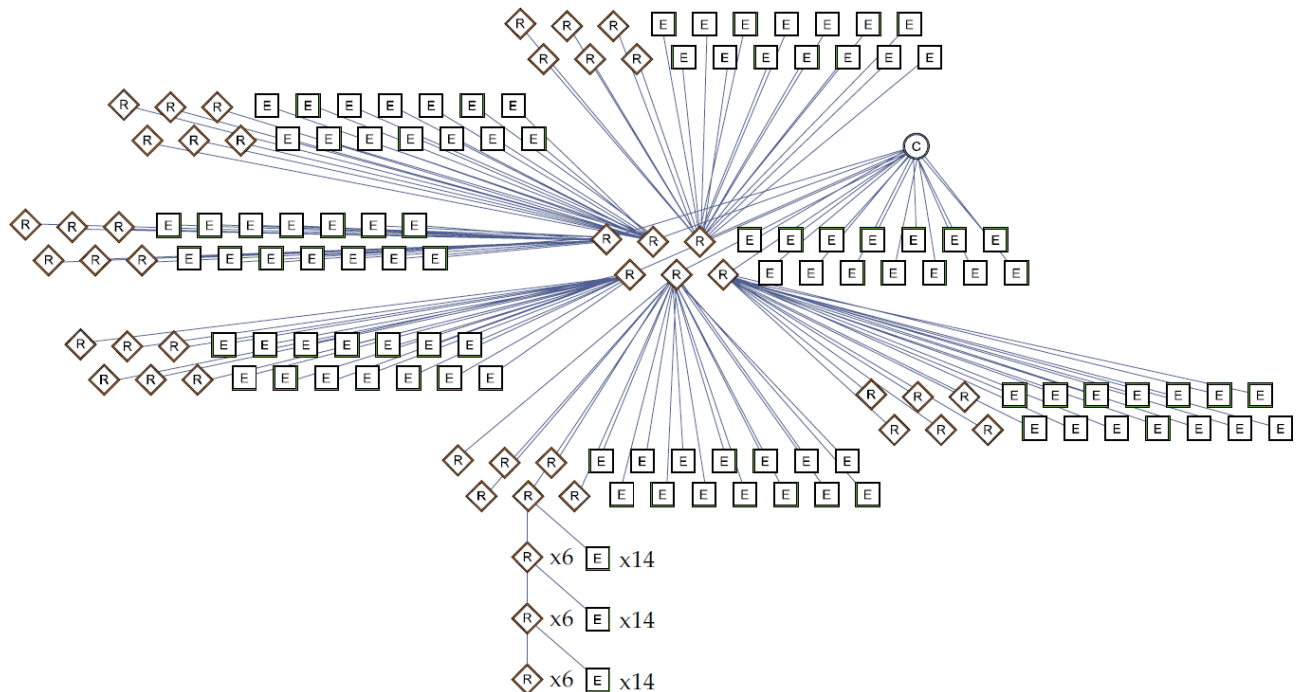


FIGURA 9 – Máxima abrangência da rede ZigBee (MAXSTREAM, 2006).

O coordenador é o dispositivo que irá criar e manter a rede de comunicação. Ele define um número único para a rede de comunicações, chamado PAN ID. Este valor é um número de 16 bits que define os limites da rede. O coordenador periodicamente busca e associa dispositivos com o mesmo PAN ID da rede ou dispositivos com PAN ID genérico 0. Neste caso, o coordenador modifica um PAN ID temporário do dispositivo chamado OPERATION ID para assumir o valor do PAN ID. Uma vez que o OPERATION ID é um valor de 64 bits, ele permite que dois coordenadores com mesmo PAN ID possam coexistir na mesma área de abrangência da rede, resolvendo a ambiguidade da comunicação.

Somente é permitida a existência de um coordenador por rede, e este não pode entrar em estado *sleep*.

O roteador é um dispositivo da rede com funções mais restritas que o coordenador. Ele não é capaz de criar redes, mas pode admitir outros dispositivos na rede, como o coordenador. Ele também é responsável por interconectar outros roteadores e *end devices*, criando caminhos para o roteamento dos pacotes por dentro da rede; por esta razão, ele também não pode entrar em modo *sleep*.

O *end device* é o dispositivo com menor funcionalidade na rede. *End devices* podem se comunicar com o coordenador e com roteadores, porém não podem comunicar-se diretamente com outros *end devices* (os pacotes devem ser roteados

por um roteador ou pelo coordenador). Além disso, eles também não podem associar outros dispositivos na rede. Uma vez que os roteadores mantêm a informação dos *end devices* disponíveis, eles podem entrar em modo *sleep*, sendo configurados para ativarem-se quando contatados.

3. MATERIAIS E MÉTODOS

A pesquisa inicial consistiu em uma pesquisa de mercado para verificação de possíveis modelos de balanças automotivas já existentes.

Após definida a meta de trabalho voltou-se a pesquisa para funcionamento de células de carga e da transmissão sem fio via ZigBee.

O módulo XBee foi utilizado, pois possui todas as características necessárias ao desenvolvimento do projeto.

O *hardware* e o *firmware* foram projetados e desenvolvidos no Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN) e a estrutura mecânica e os testes de funcionamento do protótipo foram realizados no Departamento Acadêmico de Metal-Mecânica (DAMM), ambos pertencentes ao *campus* Florianópolis, no Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia de Santa Catarina (IFSC).

A balança possui três tipos de estações adaptadas para funções específicas: o controlador do sistema, os *pads* e o *handheld*. O diagrama ilustrativo do funcionamento do sistema é apresentado na Figura 10.

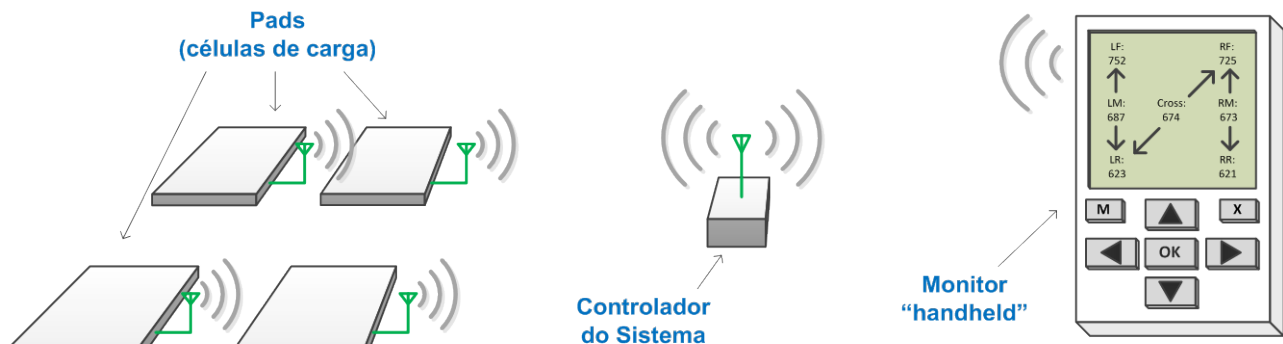


FIGURA 10 – Diagrama ilustrativo dos componentes do sistema (*pads* c/ antena + controlador do sistema + *handhelds*).

3.1. Controlador do sistema

O controlador do sistema é um dispositivo responsável por formar a rede de comunicação. Devido à sua importância, é vital que ele esteja sempre disponível de modo a manter a rede configurada. Desta forma, o dispositivo foi conectado à rede elétrica. Seu diagrama em blocos é apresentado na Figura 11.

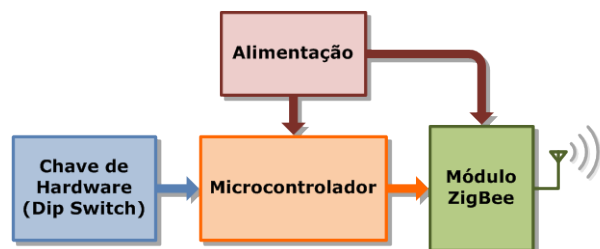


FIGURA 11 – Diagrama em blocos do controlador do sistema.

Uma vez que o sistema foi idealizado para uso em oficinas mecânicas e demais estabelecimentos comerciais com demanda variável, projetou-se o sistema de modo que mais de uma balança possam ser utilizadas simultaneamente. Logo, para cada balança em funcionamento é necessário quatro *pads*

e um *handheld*. Uma vez que o número de *handhelds* em funcionamento a cada momento é variável, faz-se necessário o uso de uma estação que faça a montagem da rede. A Figura 12 apresenta o sistema criado a partir do controlador, no qual vários subsistemas de pesagem podem coexistir.

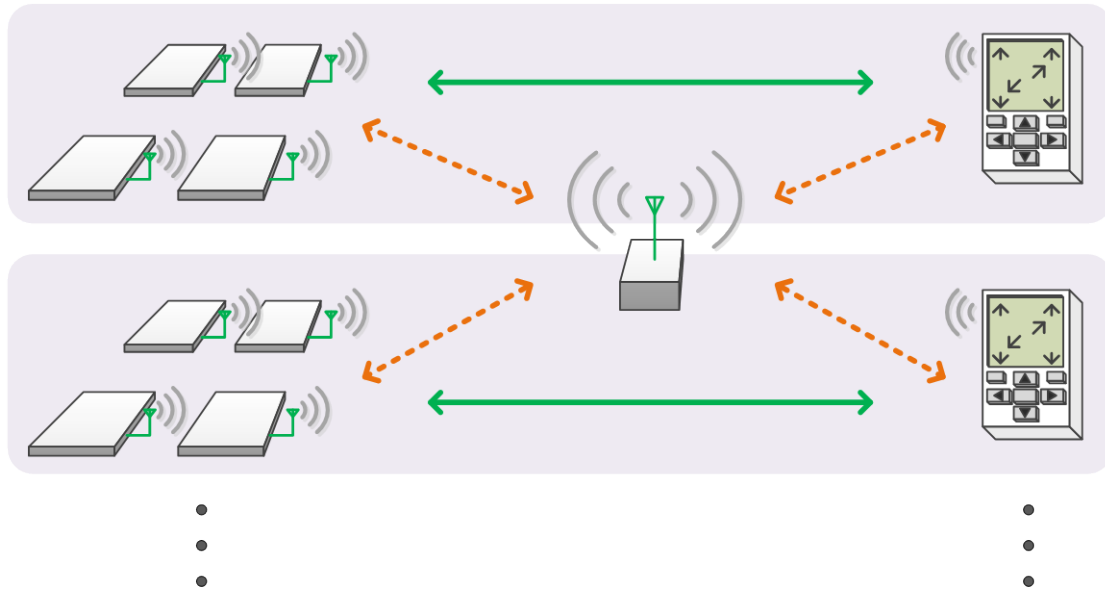


FIGURA 12 – Sistema com mais de uma balança automotiva: Estabelecimento do sistema (em linha tracejada; Fluxo de dados de cada subsistema (em linha contínua).

O controlador do sistema é a estação responsável pela criação e manutenção da rede ZigBee. Ele possui um microcontrolador ATmega328P e um módulo XBee Pro ZB com antena externa de 2,1 dBi. O controlador da rede possui um regulador de tensão interna e é alimentado através de uma fonte de 9 a 12 V.

O módulo de rádio XBee do controlador do sistema foi configurado como coordenador e, portanto, deve ser mantido energizado o tempo todo. Desta forma, quando os *pads* e os *handhelds* forem ativados, o controlador do sistema irá identificá-los automaticamente e associá-los à rede.

3.2. Pad

O *pad* é o responsável pela aquisição do sinal da célula de carga, pelo seu condicionamento e digitalização. Seu diagrama em blocos é apresentado na Figura 13.

Cada balança é formada por quatro *pads*, dois *pads* para os semi-eixos dianteiros e dois para os traseiros. Cada *pad* possui um microcontrolador ATmega328P, um módulo XBee ZB e um amplificador de instrumentação INA125. O *pad* é alimentado por uma bateria de 9 V. A alimentação da célula de carga é proveniente de um circuito baseado na referência de tensão disponibilizada pelo próprio amplificador de instrumentação.

Para melhor entendimento do *pad*, a descrição do mesmo foi dividida nas três partes abordadas na

sequência: mecânica; condicionamento de sinal; e eletrônica digital e radiotransmissão.

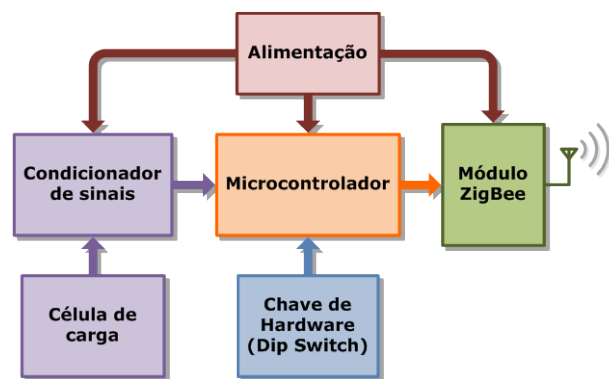


FIGURA 13 – Diagrama em blocos do pad.

3.2.1. Construção mecânica

Para servir de suporte mecânico à célula de carga, foi projetado um conjunto de chapas metálicas com capacidade para sustentar o peso do veículo.

Inicialmente, foi projetado um molde em poliuretano das duas chapas que formam a parte mecânica da balança. Com base nestas peças, foram confeccionados os moldes para a injeção de alumínio fundido, processo realizado em fundição especializada.

O *pad* é constituído por duas placas quadradas de alumínio fundido com 38 cm de lado e espessura

de 1,2 cm. Depois de montado (as duas chapas e a célula de carga) possui 6,6 cm de altura. As chapas são fixadas à célula de carga através de oito parafusos Allen de 8 mm de diâmetro. A mecânica do *pad* desenvolvido é apresentada na Figura 14.

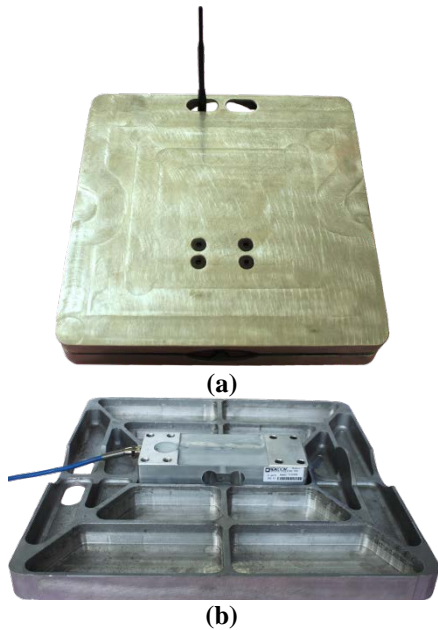


FIGURA 14 – *Pad* (a) completo e (b) desmontado, apenas com a célula de carga.

Em cada *pad* foi utilizada uma célula de carga da fabricante ITX, configurada em ponte de Wheatstone. Para os *pads* destinados aos semi-eixos dianteiros, foram utilizadas células de carga do tipo CZCB-700 de 700 kg, com sensibilidade de 2 mV/V, e para os *pads* destinados aos semi-eixos traseiros, foram utilizadas células de carga do tipo CZCB-500 de 500 kg, com igual sensibilidade.

3.2.2. Condicionamento e radiotransmissão

Uma vez que o sinal da célula de carga possui baixa amplitude, foi necessário realizar o condicionamento analógico do sinal através de um amplificador de instrumentação.

O amplificador de instrumentação utilizado foi o INA125. Este amplificador possui baixa alteração de sinal com aumento da temperatura, baixo consumo, especialmente em modo *sleep*. Para o protótipo, as grandes vantagens são a possibilidade de alimentação assimétrica em 9 V e referências de tensão integradas que permitem a alimentação da célula de carga.

O diagrama esquemático do circuito do amplificador de instrumentação é apresentado na Figura 15.

Após o condicionamento do sinal da célula de carga, o valor do peso é medido através do conversor analógico-digital de 10 bits do microcontrolador.

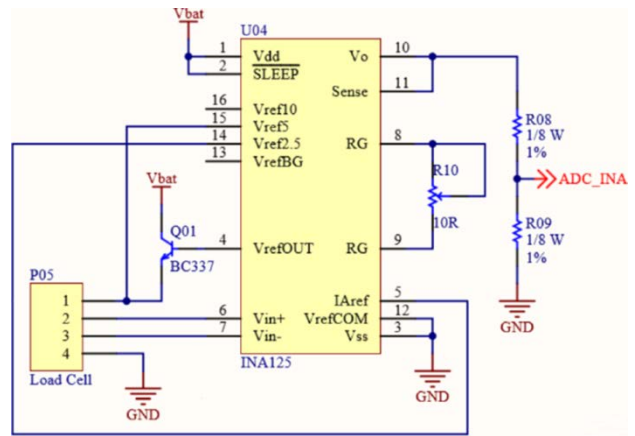


FIGURA 15 – Esquemático do circuito do amplificador de instrumentação.

O microcontrolador do *pad* foi programado para permanecer em modo *sleep*, desta forma, o *pad* otimiza o uso da bateria para máxima duração. Ao comando do *handheld*, o *pad* ativa-se e inicia uma conversão A/D. Finalizada a conversão, o *pad* responde à solicitação com o valor adquirido e retorna ao modo *sleep*.

O módulo XBee do *pad* foi configurado como *end device*.

A Figura 16 mostra o *pad* aberto com a célula de carga e o circuito de condicionamento e radiotransmissão.

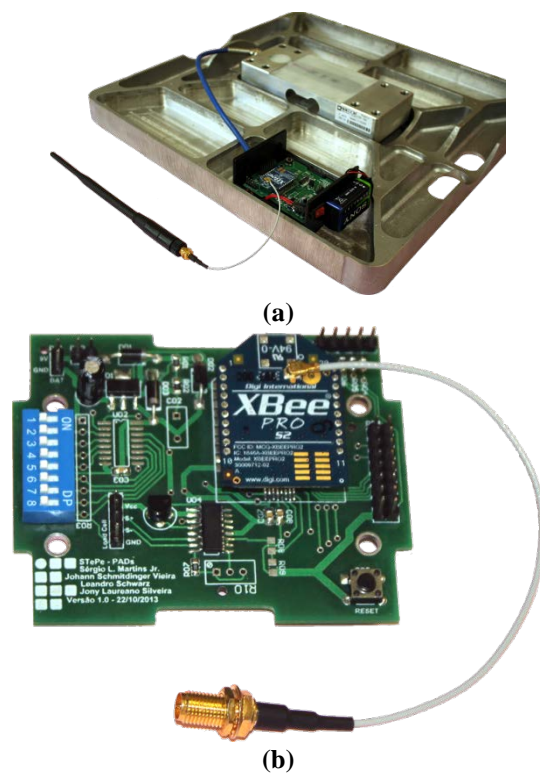


FIGURA 16 – Placa de condicionamento e radiotransmissão. (a) posicionamento do *pad* na placa e (b) detalhe da placa com o módulo XBee Pro.

3.3. Handheld

O *handheld* é responsável pela interface entre usuário e sistema. Seu diagrama em blocos é apresentado na Figura 17.

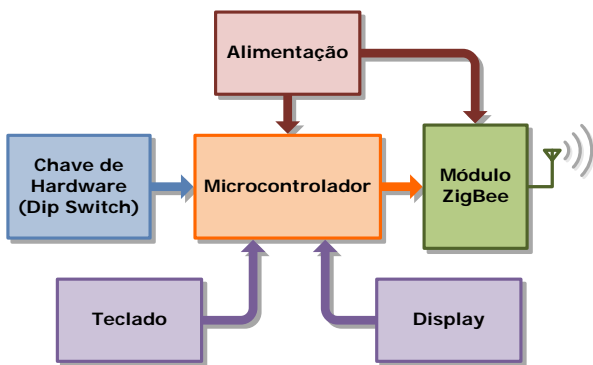


FIGURA 17 – Diagrama em blocos do *handheld*.

Cada balança possui um *handheld*, composto por um microcontrolador ATmega328P, um módulo XBee, um *display* LCD gráfico e sete botões de comando. Desta forma, as funcionalidades do sistema são acessadas pelo usuário através do *handheld*. Quando o sistema está em funcionamento o *handheld* é o responsável por solicitar aos *pads* o valor do peso em cada semi-eixo. Ao receber os dados, ele os processa e os converte em peso de eixos, peso diagonais e peso total, informando-os ao usuário no *display* LCD.

O sistema foi projetado para permitir o intercâmbio entre *handhelds* e *pads*. Logo, há uma configuração no *handheld* que permite ao usuário informar ao sistema qual *pad* está posicionado em cada semi-eixo do veículo. Visando a facilidade de utilização do sistema, a última configuração utilizada é gravada na memória do *handheld* e carregada automaticamente quando o mesmo é ativado.

O controlador do sistema identifica os *handhelds* e *pads* automaticamente no momento em que são acionados e os associa à rede, destinando-os o mesmo PAN ID. Desta forma, várias balanças podem ser utilizadas simultaneamente no mesmo ambiente. Quando o *pad* é destinado a um *handheld*, o controlador do sistema guarda a informação que o *pad* já está em uso. Em intervalos de tempo definidos, *pads* e *handhelds* informam ao controlador do sistema seu estado de funcionamento, desta forma, se a balança for desativada, o controlador libera os *pads* para uso por outro *handheld*.

3.4. Firmware

3.4.1. Microcontrolador

A programação do microcontrolador ATmega328P foi realizada através do *software*

AVR Studio 4.1 da Atmel e a gravação do *firmware* foi feita com o *software* AVRdude-GUI.

Para acelerar o desenvolvimento do *firmware* do microcontrolador foi utilizada a biblioteca Library Source (LS) da R2R Tecnologia, empresa júnior do Departamento Acadêmico de Eletrônica. A biblioteca foi criada e é mantida pela empresa júnior como parte de um projeto *open-source*.

3.4.2. XBee

Para a programação dos módulos XBee foi utilizado o *software* da Digi X-CTU. Para gravação dos *firmwares* nos módulos XBee através do *software*, foi utilizado o *kit* de desenvolvimento CON-USBEE XPlus da Rogercom, apresentado na Figura 18.

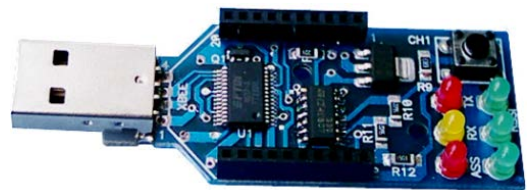


FIGURA 18 – Adaptador CON-USBEE utilizado para gravação dos *firmwares* nos módulos XBee.

O X-CTU permite a gravação de *firmwares* tanto em modo de operação AT quanto em modo API em todos os modelos de módulos XBee ZB. O *firmware* gravado já possui a função específica de coordenador, roteador ou *end device*. Além disso, o *software* permite ao usuário fazer as configurações iniciais dos *firmwares* através de uma interface gráfica amigável. Ressalta-se também, que todas as configurações que o *software* realiza também podem ser feitas remotamente através de comandos AT ou API dos próprios elementos da rede.

Optou-se gravar os *firmwares* em modo de operação API em todas as estações do sistema, uma vez que a rede de comunicação mínima possui seis estações (um controlador do sistema, um *handheld* e quatro *pads*).

Desta forma, para permitir a melhor utilização do modo de operação API, desenvolveu-se uma biblioteca, em linguagem C, com funções específicas para configuração e tratamento dos pacotes de dados recebidos e enviados pelos rádios XBee.

A biblioteca desenvolvida integra-se à biblioteca LS, formando o módulo LS_ZigBee, especializado no trabalho com módulos XBee que suportem protocolo de comunicação ZigBee através de pacotes API. A formação de um pacote API é ilustrada na Figura 19.

Por ser responsável por criar e manter a rede do sistema utilizou-se no módulo XBee do controlador do sistema um *firmware* de coordenador.

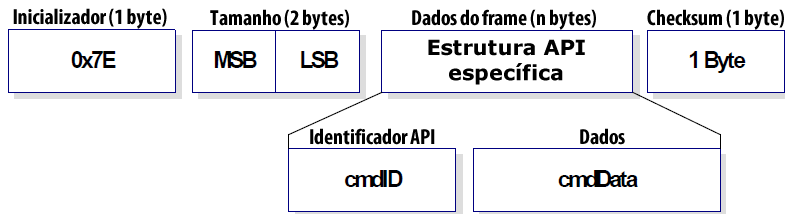


FIGURA 19 – Estrutura básica de um pacote API. Modificado de Digi (2003).

É responsabilidade do coordenador adicionar novos módulos a rede e retirar algum possível módulo que não deveria estar incluso no sistema.

Devido à importância de se economizar energia nos *pads*, para diminuir o intervalo entre a troca de baterias dos mesmos, foi empregado nesses módulos a configuração de *end device*. Desta forma, entre os intervalos de aquisição de dados e transmissão de pacotes, os *pads* podem entrar em modo *sleep*.

O *handheld* precisa se comunicar tanto com o controlador quanto com os *pads*, para rotear as informações do sistema. Portanto, foi escolhido para esta estação, o *firmware* roteador.

4. RESULTADOS

Após a montagem de cada um dos componentes já citados, passou-se aos testes de funcionamento dos blocos e de integração do sistema.

4.1. Pads de pesagem

Os primeiros testes nos *pads* foram feitos apenas com a célula de carga e o condicionamento de sinal, desconsiderando, assim, o circuito de radiotransmissão. Os *pads* foram calibrados usando-se um conjunto de pesos previamente conhecidos. A Figura 20 mostra a roda de um veículo de passeio sobre o *pad* no momento do teste de medição após a calibração.



FIGURA 20 – Roda posicionada sobre o *pad* durante o teste da célula de carga.

4.2. Rede

Para o teste da rede de comunicação, foi utilizado um osciloscópio MSO-2014B, conectado na USART entre o rádio e o microcontrolador do *handheld* e do *pad*. A Figura 21 apresenta uma imagem dos pacotes sendo transmitidos pelos rádios aos microcontroladores.

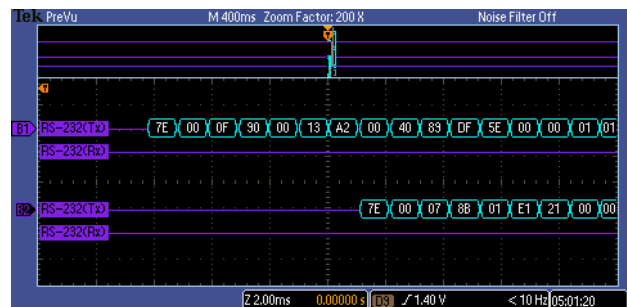


FIGURA 21 – Imagem do osciloscópio apresentando a comunicação USART entre o módulo de rádio e microcontrolador do *handheld* (B1) e do *pad* (B2).

O *handheld* é o responsável por solicitar os dados dos *pads* e concentrá-los para gerar os valores de peso desejados. Isto é feito através de um protocolo desenvolvido para o projeto baseado em um conjunto de comandos e suas respostas. Por exemplo, quando o *handheld* deseja receber os dados de um *pad*, ele envia para o seu módulo de rádio um pacote como o da Figura 22(a).

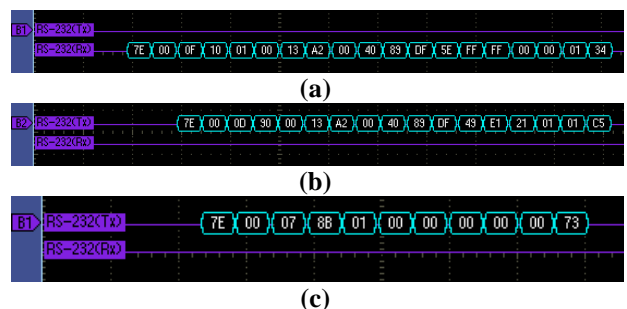


FIGURA 22 – Pacotes de dados gerados na comunicação entre *handheld* e *pad*.

Ao receber os dados, o rádio do *pad* repassa a informação ao seu microcontrolador através do pacote de dados da Figura 22(b) e uma resposta de confirmação é retornada ao *handheld* através do pacote de dados da Figura 22(c). Esta confirmação de recebimento é gerada pelos roteadores da rede

(não necessariamente pela estação destino da mensagem). Desta forma, mesmo que a estação destino esteja inacessível ou desligada, uma resposta (no caso negativa) será retornada ao *handheld*.

Ao receber o pedido de dados do *handheld*, o *pad* inicia um novo ciclo de comunicação, transmitindo o dado de peso atual de volta para o *handheld*, conforme apresentado nas Figura 23.

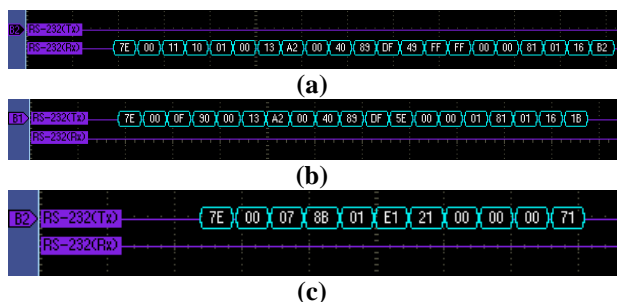


FIGURA 23 – Pacotes de dados gerados na comunicação entre *pad* e *handheld*.

O novo ciclo de comunicação inicia com o *pad* enviando uma solicitação de transmissão para o rádio com os dados a serem enviados para o *handheld* (Figura 23(a)). Na sequência, os dados são recebidos pelo *handheld*, resultando em um pacote de recepção de dados (Figura 23(b)) e em pacote de confirmação de recebimento (Figura 23(c)).

5. CONCLUSÕES

Este documento relatou o desenvolvimento de um sistema de pesagem automotiva distribuída e reconfigurável para oficinas mecânicas automotivas de pequeno, médio e grande porte, com maior ênfase no projeto dos *pads*. Foram montadas quatro balanças independentes utilizando células de carga a *strain gauges* de liga metálica para 700 e 500 kg, um monitor do tipo *handheld* com *display* gráfico, e um controlador de sistema para o estabelecimento

da rede ZigBee. Estes componentes desenvolvidos são capazes de constituir um subsistema de pesagem.

Após a execução de vários testes o sistema foi considerado funcional e atendeu às especificações propostas para este projeto.

Considera-se importante a montagem de, pelo menos mais um subsistema (outras quatro balanças e outro monitor) para verificar a segurança do sistema, bem como sua viabilidade de uso em oficinas de maior porte.

REFERÊNCIAS

DIGI. *XBee / XBee-PRO ZB RF Modules*. 2013. Disponível em <<http://digi.com/>>. Acessado em 23 mai. 2013.

FRADEN, J. *Handbook of Modern Sensors: Physics, designs, and applications*. 3th ed. New York: Springer-Verlag, p. 64-65, 2004.

HALDERMAN, J. D. *Automotive Technology: Principles, diagnosis, and service*. 4th ed. New Jersey: Prentice Hall, 2011.

MAXSTREAM. *XBee / XBee-PRO OEM RF Modules - Product Manual v8.x1x Beta - ZigBee Protocol*. 2006.

PROFORM SPECIALTY AUTO PARTS U.S.A. **5000lb Vehicle Weighing Scale**. Disponível em <http://www.proformparts.com/product-exec/product_id/280/nm/>. Acessado em 23 mai. 2013.

VISHAY PRECISION GROUPS. *Precision Strain Gages - Micro-Measurements Interactive Data Book (VMM-DB0103-1011)*. Disponível em <<http://www.vishaypg.com/docs/50003/precsg.pdf>>. Acessado em 18 jun. 2013.

WEBSTER, J.G. *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*. Boca Raton: CRC Press LLC, p. 22.1-22.19, 1999.



IMPLEMENTAÇÃO DE UMA REDE INDUSTRIAL PARA CÉLULAS DE SOLDAGEM ROBOTIZADAS UTILIZANDO O PROTOCOLO MODBUS

Álvaro Schmitt¹, Erwin Werner Teichmann², Roberto Alexandre Dias³, Reginaldo Steinbach⁴, Bernardo João Rachadel⁵

Resumo: A grande maioria dos equipamentos utilizados em sistemas de soldagem robotizada no Brasil é importada, isto ocorre devido à necessidade de uma estreita comunicação entre o robô e a máquina de solda para permitir o funcionamento adequado da célula de soldagem, tanto do ponto de vista da sincronização de parâmetros de soldagem, quanto dos aspectos relacionados à segurança de operação. Apesar de existirem fabricantes de fontes de soldagem modernas no Brasil, esta comunicação ainda não foi implementada para a maioria delas. Com intuito de suprir essa lacuna, neste trabalho foi desenvolvida uma célula de soldagem automatizada a arco voltaico que inclui uma rede industrial. Para permitir a comunicação entre robô e fonte de soldagem, criou-se uma infraestrutura para emular esta interface. Esta infraestrutura está baseada em um PC, um módulo de controle padrão MODBUS (desenvolvido no IFSC) e a interface IO digital do robô. Para o desenvolvimento de *software*, foi utilizado um kit composto de uma placa de controle de uma fonte de soldagem. O *software* recebe através de uma interface RS-485 os comandos MODBUS, e os interpreta para que ela realize a função necessária. Num protótipo inicial, foi escrito um *software* em C# para o PC que emula a interface da máquina com um CLP ou robô, permitindo monitorar a tensão e corrente da máquina, abrir e fechar o arco voltaico, trocar os programas de solda durante a soldagem e desligar a fonte de soldagem.

Palavras-chave: MODBUS. Soldagem robotizada. Rede industrial.

Abstract: *The majority of the welding sources applied in robotic welding systems in Brazil are imported, this occurs due to the need for close communication between the robot and the welding machine to allow proper operation of the welding cell, both in terms of synchronization of welding parameters, and aspects related to the operator's safety. Although there are manufacturers of modern welding sources in Brazil, this communication has not been implemented for most of them. In order to overcome this gap, in this work was implemented an automated arc welding cell that uses an industrial network. A PC was used to create an infrastructure to emulate the interface (communication) between the source and the welding robot. This system is based on a standard MODBUS control module (developed by the IFSC) and the IO standard digital interface of the robot. For software development, was used a kit consisting of a control board provided by the welding source manufacturer. The software receives MODBUS commands via an RS 485 interface and interprets them in order to perform the required function. In an initial prototype, was written software in C# for the PC that emulates the interface of the machine with a PLC or robot, allowing the monitoring of the voltage and current of the welding machine, opening and closing the arc, exchanging of welding jobs during welding and switching off the welding source.*

Keywords: MODBUS. Robot welding. Industrial networking.

¹ Tecnólogo em Mecatrônica <alvaroschmitt1@gmail.com>.

² Professor do Departamento Acadêmico de Metal-Mecânica (DAMM), *campus* Florianópolis, IFSC <erwin@ifsc.edu.br>.

³ Professor do Departamento Acadêmico de Metal-Mecânica (DAMM), *campus* Florianópolis, IFSC <roberto@ifsc.edu.br>.

⁴ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), *campus* Florianópolis, IFSC <reginaldo.steinbach@ifsc.edu.br>.

⁵ Professor do Departamento Acadêmico de Metal-Mecânica (DAMM), *campus* Florianópolis, IFSC <rachadel@ifsc.edu.br>.

1. INTRODUÇÃO

Atualmente, quase 100% dos equipamentos utilizados em sistemas de soldagem robotizada no Brasil são importados, isto ocorre devido à necessidade de uma estreita comunicação entre o robô e a máquina de solda para permitir o funcionamento adequado da célula de soldagem, tanto do ponto de vista da sincronização de parâmetros de soldagem, quanto dos aspectos relacionados à segurança de operação.

Apesar de existirem fabricantes de fontes de soldagem modernas no Brasil, esta comunicação ainda não foi implementada para a maioria deles. Diante disso, foi proposto um projeto de pesquisa junto ao CNPq, visando à implementação de uma rede industrial para uma célula de soldagem.

Esta rede baseia-se na utilização de um protocolo MODBUS, de larga aplicação na indústria, particularmente em robôs e CLPs de fabricantes renomados.

2. TRABALHOS RELACIONADOS

No mercado, está disponível uma gama de fontes de soldagem de fabricantes renomados que oferecem a possibilidade de se utilizar redes industriais para a comunicação com os demais equipamentos de uma célula ou linha de soldagem. Todos os fabricantes são estrangeiros, entre eles pode-se destacar as fontes da linha TPS da Fronius e da linha Aristo da ESAB. Ambos os equipamentos dispõem de interfaces que são compradas separadamente para a integração com robôs de diferentes fabricantes. É importante ressaltar que mesmo no caso destes fabricantes, as soluções apresentadas não respondem a todas as necessidades dos clientes, o que reforça a necessidade de sistemas abertos e customizáveis.

Os protocolos padrão mais utilizados industrialmente são o DEVICENET e o Profibus. Algumas empresas oferecem ainda, protocolos proprietários, diminuindo a flexibilidade de troca de informações e reduzindo o leque de equipamentos que pode ser utilizado para desenvolver a rede industrial.

A seguir são citados alguns trabalhos relacionados ao processo de soldagem automatizada que demonstram a importância científica do tema.

Silva (2008) apresenta uma proposta de gerenciamento de processos de automação de soldagem empregando ferramentas computacionais desenvolvidas em linguagem Java. Neste trabalho, no entanto não foram privilegiadas plataformas e protocolos padrão de indústria, como no presente trabalho, o que dificulta o seu aceite em soluções de produção. A proposta se concentra no

gerenciamento administrativo dos processos sem muita ênfase dos parâmetros de soldagem.

Em Rippey (2003), é apresentada uma revisão bibliográfica do esforço de padronização das redes de comunicação para integração de dispositivos empregados em uma célula de soldagem. Este trabalho sugere que elementos como fontes e robôs de soldagem sejam integrados com redes digitais de comunicação de dados e utilizem protocolos padrão da indústria como o DEVICENET. Na presente proposta de trabalho, foi empregado para validação inicial da proposta o MODBUS, um protocolo padrão de indústria. No entanto, os esforços de continuidade do trabalho estão direcionados para inclusão do protocolo DEVICENET como mais uma alternativa de protocolo de comunicação.

Rippey e Falco (1997) propõe, em um trabalho precedente, uma plataforma de testes para avaliação automática da qualidade de soldagem. Nesta proposta é apresentada uma arquitetura de *hardware* e *software* composta de robôs manipuladores, sistemas de controle inteligentes, sensores, alimentadores de arame, controladores de vazão de gás, ferramentas CAD e uma base de conhecimento de informações de soldagem para avaliação e melhoria do processo de soldagem MIG/MAG.

Estes três artigos serviram de base para a fundamentação teórica no desenvolvimento do projeto.

3. CÉLULA DE SOLDAGEM ROBOTIZADA PROPOSTA

A célula robotizada proposta neste trabalho consiste de um Robô FANUC M-10i A (FANUC, 2010) e uma fonte de soldagem IMC Digiplus A7 (IMC, 2010).

O robô FANUC M-10i A é um robô de manipulação de alto desempenho com 6 eixos. O modelo M-10i A, apresenta um alcance máximo de 1,42 m e capacidade de carga 10 kg. A alta rigidez do braço e a tecnologia avançada de servo-motores, permite alcançar altas velocidades e acelerações.

A fonte de soldagem IMC Digiplus A7 de 800 A, é uma fonte de soldagem multiprocesso, transistorizada chaveada no secundário do transformador, o que confere à mesma um excelente controle dos parâmetros de soldagem. O equipamento permite a utilização dos seguintes processos de soldagem: MIG/MAG convencional e pulsado; eletrodo revestido; TIG/Plasma com corrente alternada ou contínua, pulsada ou não e possibilita controles sinérgicos e adaptativos. A multiplicidade de processos de soldagem confere grande flexibilidade à célula, uma vez que, pode-se desenvolver procedimentos em praticamente todas as modalidades de soldagem a arco aplicada industrialmente na atualidade. A fonte é

microprocessada e utiliza um processador de arquitetura AMR7 32 bits, modelo LPC2148 da Phillips.

A integração entre a fonte de soldagem e o robô permite:

- envio de comando pelo robô para que a fonte de soldagem realize a troca do programa de solda pré-armazenado, de acordo com o ponto da trajetória percorrida pelo robô;
- abrir e fechar o arco voltaico;
- desligar a fonte de soldagem.

A Figura 1 mostra a visão geral da integração do sistema.

O robô FANUC M10i atua como controlador *master* do sistema. Como o robô disponível não possui uma porta de comunicação MODBUS, foram utilizadas as saídas digitais do mesmo. Os sinais provenientes destas saídas são capturadas pelo PC, interpretadas e, então, enviadas à fonte de soldagem via MODBUS.

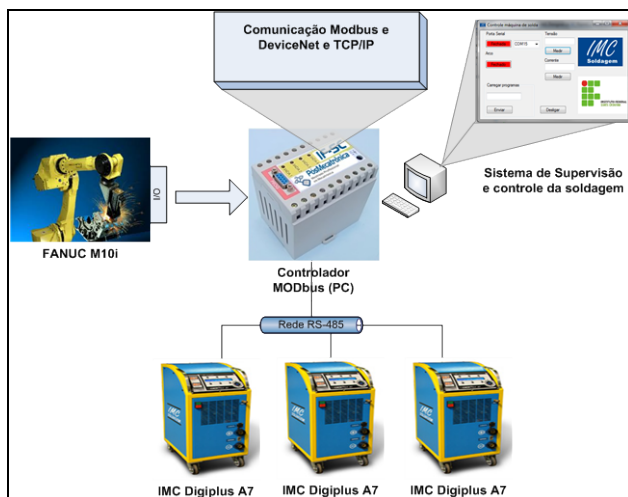


FIGURA 1 - Visão geral da célula de soldagem automatizada.

Para validar a arquitetura de comunicação proposta, o robô envia um código de 7 bits através das suas saídas de dados digitais ao longo da trajetória de soldagem. Uma interface paralela do controlador MODBUS implementado em um computador converte este sinal para o padrão MODBUS e o envia à fonte de soldagem. Este código corresponde ao programa de soldagem previamente armazenado na fonte IMC Digiplus A7. Além disso, o robô coloca em nível lógico alto uma de suas saídas digitais toda vez que um novo programa de soldagem deve ser ativado. Esta saída permite o monitoramento do comando de troca de programa.

A fonte de soldagem não possui comunicação no padrão de protocolo MODBUS, de forma que para viabilizar os objetivos, foi necessário implementar esse protocolo em seu *software*. Para isso, em uma etapa inicial foi utilizado um *kit* composto por uma placa de controle da fonte Digiplus A7, o que permitiu fazer toda a implementação em laboratório. Após se ter obtido uma versão funcional, foi feita a substituição do *software* da fonte de soldagem Digiplus A7 para testes práticos.

Ao receber o pedido MODBUS a máquina processa o mesmo e ativa o programa solicitado e retorna uma resposta MODBUS de confirmação.

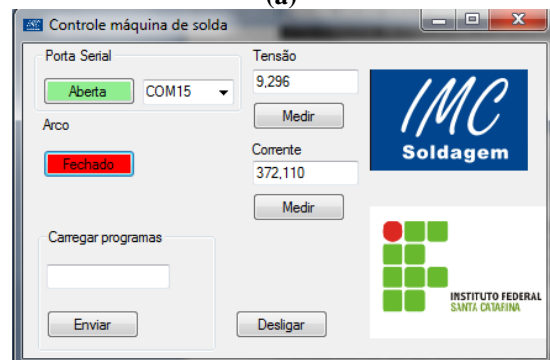
Foi desenvolvida uma aplicação simples de supervisão e controle, em linguagem C#, que envia comandos MODBUS para a fonte IMC Digiplus A7, e permite:

- abertura e fechamento do arco voltaico;
- carga manual de programas;
- leitura de tensão e corrente do arco voltaico;
- desligamento da fonte de soldagem.

A Figura 2(a) mostra uma foto da célula de soldagem montada e a Figura 2(b) mostra a tela do aplicativo de supervisão e controle da máquina.



(a)



(b)

FIGURA 2 - (a) Célula de soldagem automatizada e (b) software de supervisão/controle em C#.

3.1. Protocolo MODBUS na Fonte IMC Digiplus A7

A implementação do MODBUS na fonte IMC Digiplus A7 permite que a máquina receba, via serial, uma sequência de quadros, que são analisados e interpretados pelo equipamento. Há dois tipos de sequências: o pedido que a máquina deve interpretar e a resposta que ela deve produzir.

No pedido, deve-se enviar o endereço da máquina a qual se quer comunicar, um número que define se deseja-se ler ou colocar um valor em um registrador da máquina, o valor da memória na qual se encontra o dado desejado, a quantidade de

memórias que serão lidas e, por fim, o CRC. O CRC é composto de dois números gerados a partir da mensagem. Estes números servem para verificar se a mensagem enviada é a mesma recebida, já que há a possibilidade de haver perda de dados durante a transferência.

A resposta deve conter o endereço da máquina que a está enviando, o número de leitura, a quantidade de dados que serão enviados, os dados e, por fim, o CRC.

A Tabela 1 mostra o formato do *frame* MODBUS de pedido e a Tabela 2 o formato do *frame* MODBUS de resposta.

TABELA 1 - *Frame* MODBUS de pedido.

Nome do campo	Exemplo (HEX)	ASCII	RTU
Leitor		: (dois pontos)	Nenhum
End. do escravo	14	1 4	00010100
Função	06	0 6	00000110
End. inicial alto	9C	9 C	10011100
End. inicial. baixo	40	4 0	01000000
n° de reg. alto	00	0 0	00000000
n° de reg. baixo	01	0 1	00000001
Checgagem de erro		LRC (2 chars.)	CRC (16 bits)
Trailer		CR LF	Nenhum
Total de bytes		17	8

TABELA 2 - *Frame* MODBUS de resposta.

Nome do campo	Exemplo (HEX)	ASCII	RTU
Leitor		: (Dois pontos)	Nenhum
End. do escravo	14	1 4	00010100
Função	03	0 3	00000111
Cont. de Bytes	04	0 4	00000100
Dado alto	01	0 1	00000001
Dado baixo	0A	0 A	00001010
Dado alto	00	0 0	00000000
Dado baixo	02	0 2	00000010
Checgagem de erro		LRC (2 chars)	CRC (16 bits)
Trailer		CR LF	Nenhum
Total de bytes		19	9

Para melhor compreender, um exemplo de mensagem seria 14 06 9C 40 00 01 00 1B na qual 14 é o endereço da fonte de soldagem, 06 é o código de função de escrita em registrador, 9C 40 é o valor do registrador correspondente ao código de programa de soldagem a ser selecionado na fonte de solda. O valor 00 01 é o dado a ser armazenado no registrador e 00 1B é o CRC. Neste caso carregou-se o programa de solda número 01 na fonte de soldagem. Todos os valores estão em base hexadecimal.

Outro exemplo seria uma mensagem de pedido 14 03 9C 42 00 01 53 1B na qual 14 é o endereço da fonte de soldagem, 03 o número que indica que será lido um valor de registrador, 9C 42 é um registrador correspondente ao valor da corrente do arco voltaico atual da fonte, 00 01 é a quantidade de registradores a serem lidos e 53 1B é o CRC. Para

este pedido a máquina gerou a resposta 14 03 0E 00 33 00 37 00 32 00 2C 00 31 00 31 00 30 15 7C, na qual 14 é o endereço da fonte, 03 o número que indica que foi lido um valor de uma memória, 07 é a quantidade de dados enviados, 00 33 00 37 00 32 00 2C 00 31 00 31 00 30, são os dados, correspondentes à corrente elétrica do arco voltaico e 15 7C é o CRC. Neste exemplo foi pedido o valor de corrente da máquina e ela respondeu 372,110 A.

Como se pode observar na Figura 1, a arquitetura do sistema permite a integração de várias fontes de soldagem em rede industrial RS-485. Considerando que atualmente o robô não dispõe de uma interface de comunicação em protocolo MODBUS, está prevista aquisição de um módulo de comunicação com protocolo DEVICENET. Isto demandará a implementação deste protocolo na fonte IMC Digiplus A7. Com

isto, o sistema permitirá a supervisão e controle de múltiplas unidades de soldagem automatizadas em rede industrial.

Ensaio de desempenho da comunicação permitiram verificar que o tempo médio entre o envio de um pedido e a resposta MODBUS é de 2ms. Isto demonstra a viabilidade de uso de uma interface de comunicação digital para o controle da soldagem.

4. RESULTADOS

Para verificar o desempenho da célula de soldagem automatizada desenvolvida, foram feitos cordões de solda com dois programas de soldagem diferentes.

A Figura 3 mostra um cordão de solda executado com dois programas diferentes.

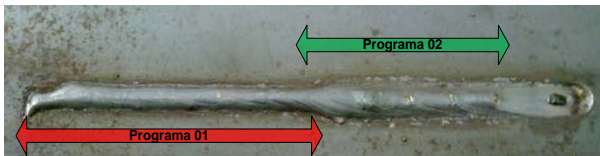


FIGURA 3 - Exemplo de cordão de soldagem realizado na célula robotizada.

O trecho do cordão correspondente ao “Programa 01” foi executado com o processo de soldagem MIG/MAG sinérgico, modo corrente, não térmico, com 145 A de corrente média. Já o trecho correspondente ao “Programa 02” foi executado com o mesmo processo, mas com um valor de corrente média de 200 A. Os ensaios foram realizados por simples depósito sobre chapa de 3 mm de espessura, velocidade de deslocamento de tocha constante de 80 cm/min, arame eletrodo ER70S6 de 1,2 mm de diâmetro e gás de proteção composto de uma mistura de Argônio com 15% de CO₂.

A Figura 3 mostra que a transição entre o “Programa 01” e o “Programa 02” foi suave, sem discontinuidades, demonstrando a eficiência da comutação entre dois programas de soldagem diferentes.

Para avaliar a resposta da comutação entre os dois programas de soldagem, foram adquiridos os sinais da corrente do arco e de comutação de programa. Um sistema de aquisição de sinais IMC modelo SAP V4 foi utilizado para a coleta destes dados. A Figura 4 mostra a forma de onda da corrente do arco voltaico de soldagem e o sinal de comando para troca de programa em função do tempo.

Como pode ser observado na Figura 4, a comutação entre os dois programas foi suficientemente rápida de forma a não perturbar a estabilidade do processo. Em vários ensaios semelhantes, o tempo médio de comutação entre os

programas foi de 9,4ms. Este tempo corresponde ao tempo necessário para a fonte de soldagem decodificar uma requisição de mudança de programa enviado pelo controlador MODBUS e processar os novos parâmetros de soldagem.

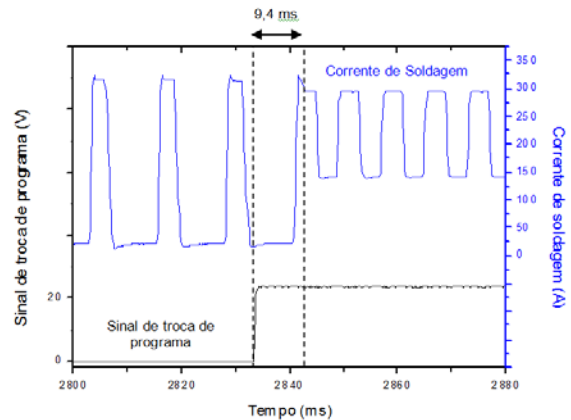


FIGURA 4 - Forma de onda da corrente elétrica do arco voltaico durante a mudança de programa.

Desta forma, fica comprovada a eficiência da comutação entre dois programas de soldagem, justificando a suavidade da transição entre os dois programas no cordão de solda apresentado na Figura 3.

5. CONCLUSÕES

Este trabalho mostrou o esforço de desenvolvimento conjunto de alunos e pesquisadores de uma instituição de ensino e pesquisa e engenheiros de uma empresa privada, demonstrando uma efetiva integração entre escola e empresa.

A incorporação de uma interface de comunicação MODBUS, não existente na fonte de soldagem, permitiu sua integração a um módulo de controle através de rede industrial, favorecendo sua integração com o robô manipulador de tocha.

Os resultados permitiram visualizar que o desempenho da aplicação de soldagem automatizada foi satisfatório, permitindo a utilização desta abordagem nos processos de soldagem comumente encontrados no mercado.

5.1. Trabalhos futuros

Como trabalhos futuros pretende-se incluir novas funcionalidades à plataforma desenvolvida que permitam monitorar em tempo real os parâmetros de soldagem. Este monitoramento tem por objetivo verificar a conformidade dos parâmetros de soldagem com limites pré-estabelecidos. Além disso, tem-se por objetivo transmitir estes dados para uma base corporativa de forma a possibilitar o rastreamento dos parâmetros de soldagem das peças produzidas.

Além disso, para manter compatibilidade com a maior parte dos robôs industriais existentes no mercado será incorporada à fonte de soldagem da IMC, além da interface MODBUS, uma interface DEVICENET.

Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer postumamente ao Sr. Sérgio Schmitt, que apesar de não ter participado diretamente na elaboração do trabalho, teve fundamental importância na sua realização, como grande fonte de incentivo e motivação ao seu filho, Álvaro Schmitt. Gostaríamos de agradecer ao CNPq pelo apoio financeiro e também a empresa IMC, na pessoa do seu diretor o Sr. Raul Gohr Jr., pelo apoio material (fornecimento de placas) e disponibilidade para acompanhamento do projeto.

REFERÊNCIAS

- FANUC ROBOTICS AMERICA, INC. **Folha de dados**. Disponível em <<http://www.fanucrobotics.com/file-repository/DataSheets/Robots/M-10iA-Series.pdf>>. Acessado em 12 mai. 2010.
- IMC SOLDAGEM. **Manual de Instruções DIGIPlus A7**. Florianópolis, IMC, 2009.
- RIPPEY, W.G.; FALCO, J.A. *The nist automated arc welding test bed*. In: **7th International Conference on Computer Technology in Welding**, 1997, San Francisco, CA, USA, 1997.
- RIPPEY, W.G. *Network communications for weld cell integration – status of standards development*. In: **13th International Conference on Computer Technology in Welding**, 2003, Orlando, Florida, USA, 2003.
- SILVA, V. **Sistema de gerenciamento de equipamentos e documentos do processo de soldagem**. 2008. Dissertação (Especialização em Informática Empresarial), Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2008.



PLATAFORMA INTEGRADA PARA RASTREAMENTO DE PARÂMETROS DE SOLDAGEM A ARCO VOLTAICO

Reginaldo Steinbach¹, Roberto Alexandre Dias², Erwin Werner Teichmann³

Resumo: O monitoramento em tempo real dos parâmetros envolvidos com o processo de soldagem é crucial para o controle de qualidade das peças produzidas nas várias áreas da indústria. Neste contexto, a aferição dos parâmetros elétricos gerados por uma fonte de soldagem permite o acompanhamento em tempo de execução da conformidade do processo de soldagem, seja ele manual ou automatizado. Este trabalho propõe uma solução de aquisição em tempo real dos parâmetros elétricos de soldagem a arco voltaico e a integração dos mesmos, via *web* para sistemas de informação gerencial corporativos. Os dados são capturados por um sistema microcontrolado, que faz a requisição dos parâmetros à fonte de soldagem utilizando o protocolo MODBUS sobre uma rede RS-485. Os dados são então processados e enviados, por uma interface Ethernet, a um Serviço *Web*, que faz o armazenamento destes parâmetros coletados no banco de dados. A inovação do sistema é a utilização das boas práticas de desenvolvimento de sistemas definidas na Arquitetura Orientada a Serviços. O resultado do trabalho foi um protótipo funcional da plataforma de rastreamento.

Palavras-chave: Sistemas Inteligentes em Sistemas de Manufatura. Rastreamento de Soldagem. Soldagem.

Abstract: *Real-time monitoring of welding process parameters is crucial to assure the quality of the produced parts on a variety of industrial applications. In that regard, the measurement of electrical parameters generated by a welding source allows a quality-assurance of the welding process in real-time, in both cases, manual or automated. This paper proposes a solution for a real-time acquisition system for the arc welding electrical parameters, integrating them on the corporate management systems, over the web. The data is captured by a microcontroller that requests the welding data to the power-source using the MODBUS protocol over an RS-485 network. The data is then processed and transmitted through Ethernet interface to a Web Service where these parameters are stored in the database. The innovation of the system is the use of best practices for systems development defined in the SOA. The result of this work was a prototype of the traceability/monitoring platform.*

Keywords: *Intelligent Systems in Manufacturing Systems. Traceability. Welding.*

¹ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), *campus* Florianópolis, IFSC <reginaldo.steinbach@ifsc.edu.br>.

² Professor do Departamento Acadêmico de Metal-Mecânica (DAMM), *campus* Florianópolis, IFSC <roberto@ifsc.edu.br>.

³ Professor do Departamento Acadêmico de Metal-Mecânica (DAMM), *campus* Florianópolis, IFSC <erwin@ifsc.edu.br>.

1. INTRODUÇÃO

De acordo com Miller (2002), o monitoramento em tempo real dos parâmetros envolvidos com o processo de soldagem industrial é crucial para o controle de qualidade das peças produzidas nas várias áreas da indústria. Neste contexto, a aferição dos parâmetros elétricos gerados por uma fonte de soldagem permite o acompanhamento em tempo de execução da conformidade do processo de soldagem, seja ele manual ou automatizado.

Os processos de soldagem a arco voltaico devem respeitar a EPS (Especificação do Procedimento de Soldagem) que define o “gabarito elétrico” que deve ser seguido durante o processo, onde parâmetros elétricos, como tensão e corrente do arco, devem ser seguidos ao longo da trajetória da soldagem.

Os operadores dos processos de soldagem manual, normalmente executam a atividade de forma intuitiva, onde a regulagem dos equipamentos segue critérios mais pessoais de calibração, o que muitas vezes pode fugir à EPS

estabelecida para a peça a ser soldada. Mesmo em processos automatizados, os parâmetros elétricos podem variar em função de erros de configuração (*setup*) dos sistemas de soldagem ou variação de condições externas (ruídos e oscilações de tensão de alimentação, variações nos valores dos componentes eletrônicos das fontes de soldagem, variação de temperatura, alterações na peça a ser soldada, *etc.*). Além disso, em processos de soldagem complexos e com múltiplas trajetórias de soldagem, o rastreamento dos parâmetros elétricos é uma demanda urgente da indústria, a fim de que se possa garantir e verificar a qualidade do processo (RIPPEY, 2004).

Um caso típico para a aplicação do rastreamento está relacionado com a indústria automobilística, onde cada automóvel contém diversas peças que são produzidas, empregando-se soldagem por arco voltaico. Em cada peça podem ser realizadas diversas tarefas de soldagem, com processos e parâmetros de soldagem específicos. Se for verificada a ocorrência de um defeito em uma série produzida, o rastreamento dos parâmetros utilizados em cada soldagem pode auxiliar na identificação do problema e na tomada de decisão para a convocação dos proprietários dos veículos para um *recall*.

Segundo Sampaio (2010), monitorar a qualidade de um processo produtivo é cada vez mais necessário, tendo em vista que no atual contexto mundial a interligação entre qualidade, produtividade e competitividade são fatores que geralmente determinam o sucesso ou o fracasso de determinada empresa, processo ou produto. Este monitoramento pode ser feito de forma individualizada ou por amostragem. Quando se realiza a verificação individualizada, cada produto é testado, podendo ser aprovado, rejeitado ou enviado para retrabalho. A verificação por amostragem é realizada coletando uma amostra de um lote produzido, onde a não conformidade com as especificações podem levar a rejeição de todo o lote.

Nos processos de soldagem, um fator que torna o seu monitoramento imperativo é a forte relação entre a qualidade da solda com os aspectos de segurança e confiabilidade, pois em muitas áreas a falha na solda de um componente pode levar a acidentes graves. As exigências relacionadas à segurança faz com que indústrias, como a automobilística, utilize muitas vezes ensaios destrutivos para se obter informações confiáveis a respeito da qualidade da solda, no entanto, geram um elevado custo e uma falha no processo pode ser identificada apenas após a finalização do lote de produção (SAMPAIO, 2010).

Sendo assim, analisando a necessidade existente no mercado de soldagem por arco voltaico, desenvolveu-se uma plataforma que permite o monitoramento, em tempo real, dos parâmetros elétricos de soldagem, com verificação instantânea destes parâmetros com gabaritos pré-estabelecidos. Além disso, os parâmetros elétricos de soldagem são integrados utilizando protocolos padronizados e abertos, com sistemas de informação gerencial das indústrias, na forma de uma assinatura digital do processo de soldagem. Desta forma, será possível em qualquer tempo, o rastreamento dos parâmetros de soldagem de uma determinada peça para fins de controle de qualidade de pós-produção.

No mundo, existem poucas empresas que disponibilizam sistemas de monitoramento voltados à soldagem, com nenhuma representação no Brasil. Após pesquisa junto aos principais fornecedores de fontes de soldagem, a fim de obter informações sobre como fazem o monitoramento de seus processos, constatou-se que nenhum deles oferece uma maneira de monitorar os parâmetros durante a soldagem, pois poucas fontes de soldagem tem interface de comunicação externa, e as que possuem necessitam de drivers específicos, o que dificulta a sua integração com os sistemas de supervisão.

2. RASTREAMENTO DE SOLDAGEM

Como apresentado anteriormente, os parâmetros elétricos tem relação direta com o resultado do processo de soldagem. Deste modo, pode-se concluir que a variação, de forma não programada, destes parâmetros durante o processo de soldagem pode resultar em uma solda que não atende aos requisitos de qualidade previamente especificados.

Vários fatores externos podem levar a variação destes parâmetros: um ajuste mal executado pelo operador, defeitos no eletrodo, trancamento do eletrodo durante o processo, falhas na peça. Todos estes eventos podem não ser perceptíveis ao operador ou supervisor de soldagem.

Então, o monitoramento da tensão e corrente de soldagem em tempo real, durante o processo de soldagem, de forma automatizada, atribui um maior controle da qualidade à soldagem, permitindo ações de correção imediatas ou a investigação de falhas em peças soldadas devido a processos executados fora dos parâmetros especificados.

A utilização de protocolos e interfaces de comunicação padronizadas para a realização do rastreamento dos parâmetros de soldagem vai ao encontro da atual demanda mundial por comunicação e apresenta uma nova área de desenvolvimento de soluções utilizando o paradigma da Internet das Coisas.

3. JUSTIFICATIVA

Segundo Hillen *et al.* (2010) a aquisição de dados dos processos de soldagem é importante em várias situações, e apresenta, como exemplo, o desenvolvimento de um novo algoritmo de soldagem, onde o engenheiro de soldagem deve monitorar os parâmetros de tensão e corrente de modo a ter uma visão do que está ocorrendo no processo.

Em muitas indústrias, como a aeroespacial, têm se tornado comum aos fabricantes adquirir e armazenar os dados de soldagem e associá-la ao número de série do componente, de modo que, este dado possa ser acessado posteriormente para analisar uma anomalia na peça em questão (HILLEN *et al.*, 2010).

Atendendo a esta necessidade da indústria, várias patentes têm sido apresentadas propondo métodos diferentes de monitorar a qualidade dos processos de soldagem.

Vaidya *et al.* (2000) apresentam um modelo de gestão de qualidade do processo de soldagem, onde se adquire a média de corrente elétrica consumida, o tempo gasto na soldagem, o tempo gasto entre os processos de soldagem (quando o operador está preparando outra peça ou fora do posto de trabalho), o tipo de gás utilizado na soldagem, e alguns outros parâmetros, como período do dia. De posse destes valores, é proposto um algoritmo que relaciona os gastos com o processo de soldagem e a forma de minimizá-los.

D'Angelo *et al.* (2011) apresentam um método e um aparato de monitoramento da qualidade do processo de soldagem, onde são monitorados os sinais de tensão e corrente do arco. A partir destes valores são gerados gráficos que são comparados com valores padronizados, obtidos a partir de soldagens realizadas com qualidade.

Hillen *et al.* (2010), apresentam um sistema de aquisição de dados de soldagem, capaz de oferecer ao usuário, por meio de uma aplicação “cliente” através de uma rede de dados TCP/IP, informações em tempo real dos parâmetros de um processo de soldagem.

Observando esse contexto, que caracteriza ainda mais a necessidade de soluções para o monitoramento da qualidade dos processos de soldagem, a IMC soldagem, fabricante da fonte de soldagem utilizada no projeto, desenvolveu um sistema de monitoramento denominado Sistema de Aquisição Portátil – SAP-4 (IMC, 2012). Este sistema permite a inspeção do processo durante a soldagem, onde por meio de oscilogramas e histogramas podem-se verificar os parâmetros elétricos da solda com uma amostragem de 5.000 pontos por segundo, além de dados de produtividade e transferência metálica.

Por ser um produto já testado e homologado para a realização de inspeção de soldagem, o SAP-4 foi utilizado como instrumento padrão de medição e os dados gerados por ele foram confrontados com os obtidos pela plataforma proposta.

4. SOLUÇÃO PROPOSTA

Com base no discutido, desenvolveu-se uma plataforma para o rastreamento de parâmetros de tensão e corrente de uma fonte de soldagem. Para isto, optou-se primeiramente por modelar a plataforma de rastreamento com os componentes, interfaces e protocolos necessários para a sua implementação. A Figura 1 apresenta de forma geral o modelo da plataforma.

Em termos gerais, a plataforma deve funcionar da seguinte maneira: um módulo microcontrolado solicita para a fonte de soldagem, durante o processo e em tempos pré-definidos, os parâmetros de tensão e corrente da soldagem, processa os parâmetros e transmite para um servidor na rede que armazenará os dados em banco de dados para visualização futura.

Para a comunicação entre a fonte de soldagem e o módulo microcontrolado, definiu-se a utilização do protocolo MODBUS e de uma interface de rede serial RS-485.

Para a comunicação entre o módulo microcontrolado e o servidor que armazenará os dados, desenvolveu-se um *middleware* (camada de *software* de intermediação) utilizando Serviços *Web*⁴ por meio de uma rede TCP/IP, e utilizando a interface de rede Ethernet.

4.1. Implementação do protocolo MODBUS na fonte de soldagem

Segundo Siemens (2012), o protocolo MODBUS é uma estrutura de mensagem desenvolvida pela Modicon em 1979, para que seus Controladores Lógicos Programáveis (CLP) pudessem se comunicar de forma padronizada no modo mestre-escravo / cliente-servidor. Este protocolo tornou-se um padrão devido a sua qualidade e simplicidade, o que levou vários fabricantes a disponibilizarem este protocolo em seus dispositivos.

Outra característica importante no padrão MODBUS é a sua simplicidade, podendo ser implementado desde microcontroladores e CLPs até sensores inteligentes (SIEMENS, 2012).

⁴ Serviços *Web* são serviços disponíveis através da Internet usando um sistema padrão XML para troca de mensagens, independente do tipo de sistema operacional ou linguagem de programação (CERAMI, 2002). Proposto inicialmente pela Microsoft, adotado e regulamentado pela *The World Wide Web Consortium* (W3C), os Serviços *Web* fornecem padrões abertos à comunicação entre aplicações de diferentes.

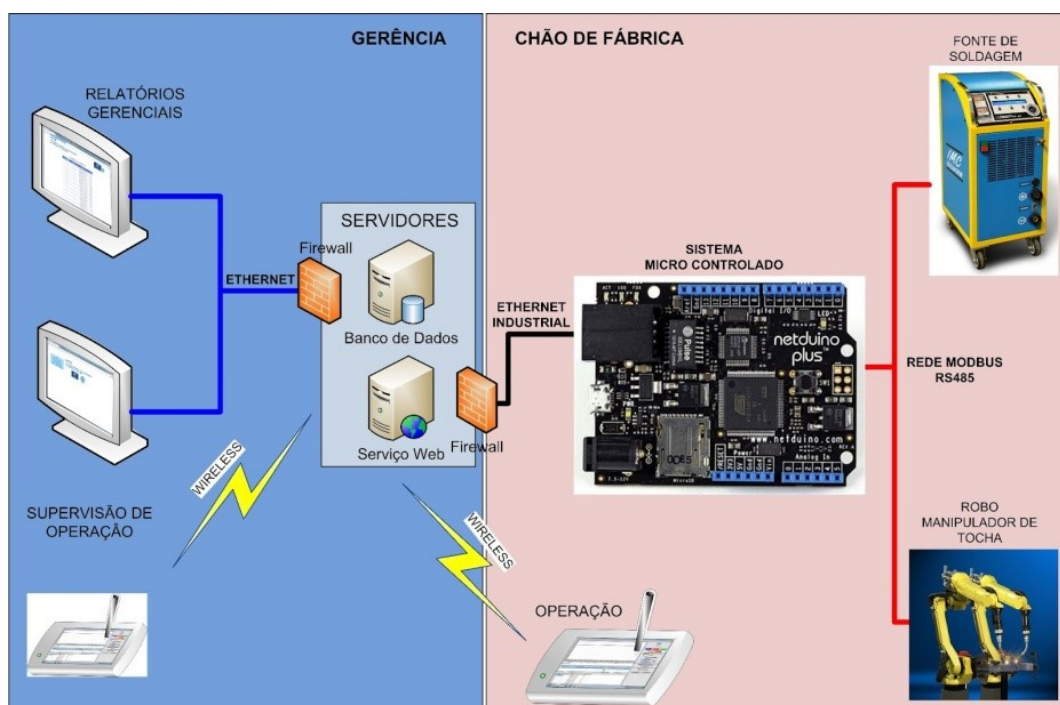


FIGURA 1 - Modelo da Plataforma Proposta.

O protocolo MODBUS prevê dois modos de transmissão, o modo ASCII e o modo RTU.

No modo de transmissão ASCII, dois caracteres são enviados como dados de 8 bits, sua principal vantagem é permitir um atraso de até 1 segundo entre os dados, por esta razão ele pode ser aplicado em redes mais lentas (SIEMENS, 2012).

O modo de transmissão RTU (Unidade de Terminal Remota), permite o envio de dados de forma mais rápida que o modo ASCII, além disso, os dados podem ser transmitidos num fluxo contínuo de dados, e cada dado de 8 bits representam dois caracteres hexadecimais de 4 bits cada (SIEMENS, 2012).

O protocolo MODBUS incorporado à fonte de soldagem possui duas funções principais e estas permitem uma série de funcionalidades de configuração, comando e monitoramento, que serão descritas a seguir.

As funções implementadas na fonte de soldagem são: *read holding register*, *preset single register* e gerador de CRC. Estas funções permitem selecionar um programa de soldagem, abrir e fechar o arco voltaico, ler os valores de tensão e corrente do processo de soldagem e desligar a fonte de soldagem (SCHMITT, 2011).

As duas principais funções utilizadas neste trabalho são leitura de tensão e de corrente de operação da fonte de soldagem.

4.2. Middleware de comunicação e integração

Middleware é definido como uma camada de software que não constitui diretamente uma aplicação, mas que facilita o uso de ambientes ricos em tecnologia da informação. A camada de

middleware concentra serviços como identificação, autenticação, autorização, diretórios, certificados digitais e outras ferramentas para segurança. Aplicações tradicionais implementam vários destes serviços, tratados de forma independente por cada uma delas. As aplicações modernas, no entanto, delegam e centralizam estes serviços na camada de *middleware*. Ou seja, o *middleware* serve como elemento que aglutina e dá coerência a um conjunto de aplicações e ambientes (RNP, 2006).

Pode-se concluir a partir da definição da Rede Nacional de Ensino e Pesquisa, que *middleware* é a interface que faz a mediação entre os dados de diversos serviços, organizando-os.

Para o presente trabalho *middleware* funciona como uma interface para comunicação com quaisquer sistemas externos que sejam capazes de consumir Serviços Web.

O módulo microcontrolado troca informações com o *middleware*, assim como qualquer outra aplicação de gerência ou supervisão, que tenha capacidade de se comunicar utilizando o padrão de Serviço Web, pode acessar a plataforma RASTER utilizando o *middleware*.

Para facilitar a abstração e diminuir a complexidade do sistema, este foi desenvolvido através de uma divisão dos serviços em camadas. Ele serve para que as camadas mais externas (interfaces) não precisem ter conhecimento das mais internas (informações e regras) e vice-versa.

4.3. Módulo Microcontrolado

O módulo microcontrolado foi desenvolvido para realizar a coleta dos parâmetros de soldagem e a transmissão destes para o Serviço Web.

Decidiu-se utilizar um módulo de desenvolvimento baseado em um ARM7, um processador de 32-bit RISC ARM, que inclui vários periféricos além de um Ethernet MAC padrão 802.3 e controlador CAN, escolha de módulo foi devido ao fato de ele suportar a aplicação e de tornar simples a integração dos dados coletados com Serviços *Web*.

O módulo microcontrolado inicia realizando a configuração de seu endereço IP, o qual pode ser configurado para funcionar no modo DHCP, onde ele requisita a um servidor na rede o endereço que deverá utilizar pra se comunicar na rede, ou no modo estático, onde se configura previamente qual deve ser o endereço do módulo.

Para o rastreamento dos parâmetros de soldagem, torna-se necessário que os mesmos possuam uma identificação precisa do horário em que foram obtidos de modo a ligá-lo precisamente ao processo. Para obter-se a hora precisa, utilizou-se o relógio interno do sistema microcontrolado, e optou-se por utilizar o protocolo NTP (*Network Time Protocol*). Para sincronizar uma aplicação utilizando o protocolo NTP, é necessário que a aplicação possua um cliente NTP, e que um servidor NTP esteja acessível na rede. Como para este trabalho o módulo microcontrolado está conectado à Internet se está utilizando um servidor NTP que fornece o horário padrão para o Brasil.

Antes de iniciar a leitura da interface RS-485, verifica-se se algum dado não foi enviado ao servidor, se todos os dados foram enviados o módulo microcontrolado fica analisando a porta RS-485 a espera de um sinal de abertura de arco. Quando o módulo recebe um sinal de abertura de arco ele começa a requisitar da fonte de soldagem os dados de tensão e corrente até que receba um sinal de arco fechado, quando este ocorre ele volta a analisar a porta de comunicação, esperando um sinal de arco aberto.

5. RESULTADOS

Para avaliação do funcionamento do sistema, proposto foi utilizada uma placa de processamento da Fonte Digiplus A7, fabricada pela IMC, de modo que os ensaios de validação prévios puderam todos ser realizados sem a necessidade de realizar soldagens, não ocasionado gastos com material de soldagem para a realização dos primeiros ensaios.

Além disso, para simular os comandos enviados pelo robô à fonte de soldagens, utilizou-se um aplicativo desenvolvido em .NET e C# que permite enviar através da rede MODBUS os mesmos comandos enviados pelo robô para a fonte de soldagem, através de uma interface *web*.

A plataforma mostrou-se totalmente funcional, e puderam-se validar todas as etapas. Verificou-se

que o sistema microcontrolado quando recebe a informação de abertura de arco, solicita à fonte de soldagem os valores de tensão e corrente, cria uma mensagem contendo o valor de tensão e outra com o valor da corrente, e as envia ao Serviço *Web*, que recebe as mensagens e as armazena no banco de dados.

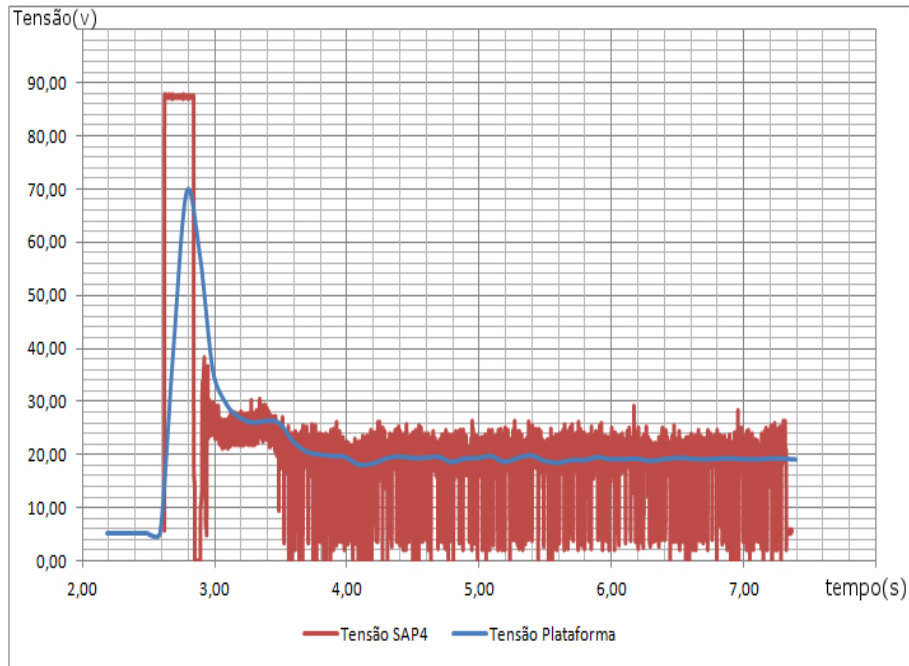
5.1. Ensaios com a fonte de soldagem

Após validar a comunicação e o funcionamento do sistema na plataforma de testes, realizou-se o rastreamento de uma soldagem real. Para se poder comparar os dados adquiridos com os dados reais, utilizou-se o Sistema de Aquisição Portátil SAP-4 da IMC.

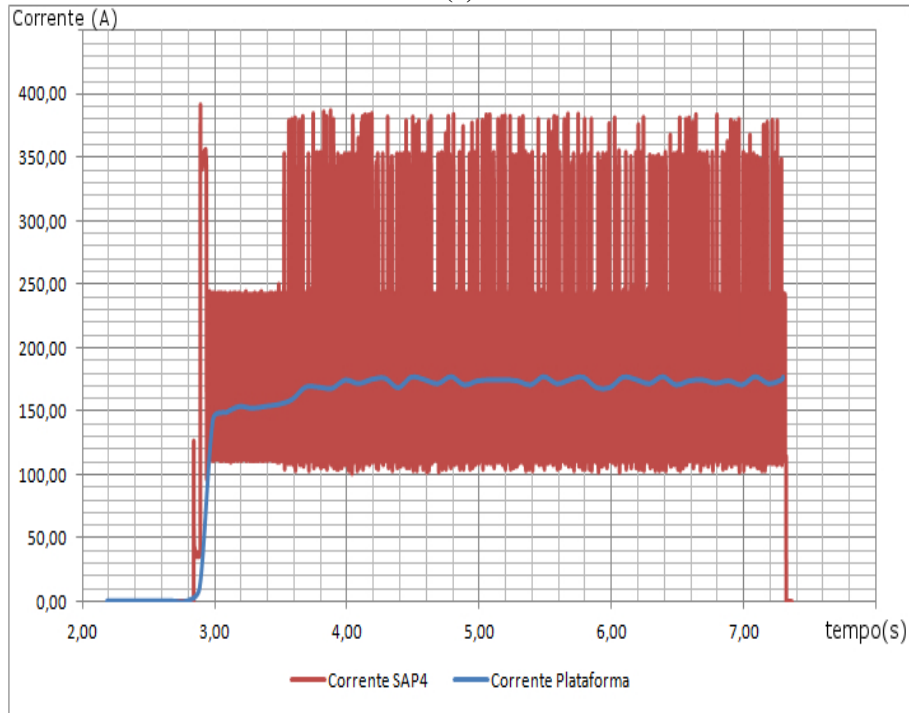
O sistema SAP4 possui uma frequência de amostragem de 5 kHz. Esta velocidade de aquisição mostra-se adequada à dinâmica encontrada nos processos de soldagem quando se pretende fazer uma análise detalhada, tanto em laboratório, quanto em campo. Para a análise de qualidade e repetitividade do processo de soldagem, no entanto, as frequências de aquisição de dados e os parâmetros registrados devem ser adaptados a este fim. Ou seja, deverão ser registrados os valores médios de alguns parâmetros chave no processo, como por exemplo: corrente média, tensão média e velocidade de arame média. Estes parâmetros podem indicar interrupções ou irregularidades que podem certamente resultar em problemas no componente soldado. A associação deste pacote de parâmetros ou informações registradas a uma peça fabricada e rastreável pode ser de grande valia, por exemplo, na fabricação de componentes automobilísticos. No caso de um *recall*, pode-se facilmente ligar um problema ocorrido na linha de produção a uma peça defeituosa. Esta é uma informação valiosa para determinar a causa do problema e o tamanho do lote afetado, reduzindo os custos que muitas vezes podem ultrapassar a casa dos milhões de reais.

A Figura 2(a) e a Figura 2(b) apresentam uma comparação entre os valores coletados com o SAP-4 e os adquiridos com a plataforma proposta.

Como pode ser observado, a velocidade com que os dados são coletados com o sistema SAP-4, 5000 amostras por segundo, é muito superior à do sistema proposto neste trabalho, 10 amostras por segundo. Como a fonte de soldagem envia para a plataforma os valores médios de tensão e corrente, para poder comparar os valores coletados pela plataforma com os do SAP-4, utilizou-se a ferramenta de medição, presente no SAP-4, que permite medir os valores de tensão e corrente médios em um determinado intervalo.



(a)



(b)

FIGURA 2 - Gráficos da (a) tensão em função do tempo e (b) corrente em função do tempo.

A Figura 3 apresenta a ferramental de medidas do SAP-4 utilizada para se obter os valores médios de tensão e corrente.

A partir dos dados apresentados pôde-se perceber que apesar da amostragem da plataforma proposta ser muito inferior à do SAP-4, os valores representam de forma satisfatória os valores de tensão e corrente durante o processo de soldagem, pois as tendências das curvas foram mantidas. Deste modo os resultados apresentados demonstram o

funcionamento de forma satisfatória da plataforma proposta por este trabalho.

6. CONCLUSÃO

Como pôde ser observado no presente trabalho, o rastreamento dos parâmetros de soldagem é de grande importância para o controle da qualidade dos processos de soldagem. Como foi apresentado, a tensão e a corrente de arco têm grande influência no resultado final do processo. Estas características

justificam o rastreamento em tempo real dos parâmetros de soldagem.

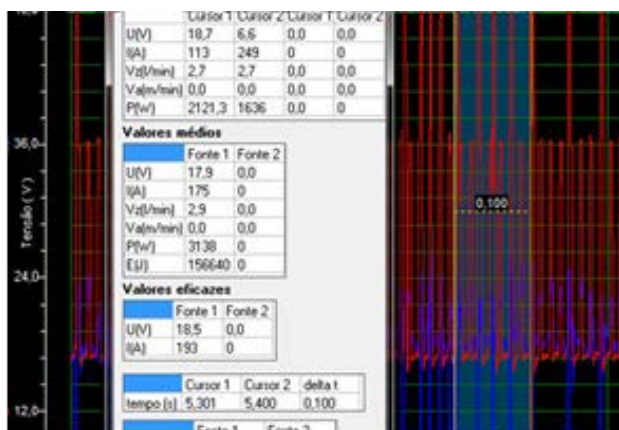


Figura 3 - Ferramentas de medida SAP-4.

O fato de se estar utilizando uma infraestrutura já presente na maioria das indústrias e equipamentos, a rede RS-485, bem como a não necessidade de um *hardware* de monitoramento externo em cada fonte de soldagem, pois o monitoramento é realizado por um concentrador presente no barramento, são fatores que diferenciam a plataforma proposta das soluções atuais presentes no mercado.

Como neste trabalho foram priorizados padrões e protocolos bem difundidos e executados nas mais diversas áreas da indústria, conclui-se que a metodologia utilizada para o rastreamento dos parâmetros de soldagem pode ser empregada no rastreamento de outras grandezas físicas que se fizerem necessárias nas mais diversas áreas de desenvolvimento.

O presente trabalho apresentou, mais do que uma solução para o rastreamento dos parâmetros de soldagem, uma metodologia de rastreamento que pode ser aplicada, realizando-se as devidas modificações, em outras aplicações industriais.

Ainda no campo da soldagem, pode-se implementar o rastreamento de alguns parâmetros que não foram abordados neste trabalho. Dentre eles, pode-se destacar a velocidade do arame de soldagem e a vazão do gás.

Do ponto de vista do Módulo Microcontrolado e do Serviço *Web* desenvolvidos para o presente trabalho, o acréscimo de variáveis a rastrear não representa uma alteração significativa, tendo em vista que o mesmo foi preparado para que tais parâmetros pudessem ser acrescentados.

Os requisitos básicos estabelecidos para o rastreamento dos parâmetros de soldagem foram atendidos, de modo que o conceito de rastreamento aplicado na proposta pode ser validado por meio dos dados apresentados no capítulo de resultados.

A frequência de coleta dos dados, como foi apresentada, é um fator que apesar de não interferir

na correta interpretação das tendências dos dados, pode ser melhorada para que pequenos transitórios não sejam perdidos.

REFERÊNCIAS

- CERAMI, E. *Web Services Essentials*. 1ª ed. Sebastopol: O'Reilly & Associates, v. I, 2002. 288 p. ISBN: 0-596-00224-6.
- D'ANGELO *et al.* *IT, System for Monitoring Arc Welding Process and Corresponding Monitoring Method*. B23k 9/10. US 2011/0192828 A1. 10 fev 2010; 11 ago 2011.
- HILLEN *et al.* OH (US), *Weld Data Acquisition*. B23K 9/095; B23K 9/00. US 2010/0230393 A1. 25 mai 2010; 16 set 2010
- KOSTENKO, M.; PIOTROVSKY, L. *Electrical Machines, part 2*, Mir, Russia, 1970.
- IMC. **SAP – V 4.01: Manual do Sistema**. Disponível em <http://www.imc-soldagem.com.br/manuais/manual_sap_v40.pdf>. Acessado em 07 mai. 2012.
- MILLER, M. *et al.* *Development of automated real-time data acquisition system for robotic weld quality monitoring*. **Mectronics Journal**. Atlanta, USA 2002.
- RNP – REDE NACIONAL DE ENSINO E PESQUISA. **O que é middleware?**, 2006. Disponível em <<http://www.rnp.br/noticias/2006/not-060926.html>>. Acessado em 29 abr. 2012.
- RIPPEY, W.G. *A welding data dictionary*. Gaithersburg, Us: National Institute Of Standards And Technology, 2004.
- SCHMITT, A. *et al.* Implementação de uma rede industrial para células de soldagem robotizadas utilizando o protocolo MODBUS. In: **CONSOLDA 2011 - XXXVII Congresso Nacional de Soldagem, 2011**, Natal – RN, 2011.
- SAMPAIO, D.J.B.S. **Automação do monitoramento da qualidade do processo de solda a ponto resistiva**. 2010. 173 f. Tese (Doutorado) - Departamento de Engenharia Mecatrônica e Sistemas Mecânicos, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2010.
- SIEMENS. **MODBUS Information**. Disponível em <<http://www.sea.siemens.com/us/SiteCollectionDocuments/WSSResources/Internet/Products/MODBUSInformation.pdf>>. Acessado em 21 abr. 2012.
- VAIDYA, C.A. *et al.* **Methods and apparatus for weld-ing performance measurement**. B23K 9/095. US 6051805 A. 20 jan 1998; 18 abr 2000.



DESENVOLVIMENTO DE UM LOCALIZADOR DE FALTAS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO UTILIZANDO A BEAGLEBOARD

Willian Henrique¹, André Luís Dalcastagnê²

Resumo: Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um localizador de faltas em linhas de transmissão que utiliza a plataforma de desenvolvimento Beagleboard. O sistema implementado usa registros de oscilografia em padrão COMTRADE como dados de entrada. Ele é composto por quatro módulos básicos, programados em linguagem Python, e também por uma interface gráfica para entrada de dados e apresentação de resultados. São adotados três casos de faltas reais e um caso de falta simulada com o *software* ATP em testes de avaliação. Os resultados obtidos comprovam a eficiência do localizador de faltas desenvolvido.

Palavras-chave: Localização de faltas. Linhas de transmissão. BeagleBoard.

Abstract: *This paper presents the development of a transmission line fault locator using the Beagleboard platform. The fault locator uses COMTRADE files as input data and is composed by four basic modules, written in Python language, and by a graphical interface. It is used three actual fault cases and a simulated fault case to perform evaluation tests. The results show the effectiveness of the developed fault locator.*

Keywords: *Fault location. Transmission lines. BeagleBoard.*

¹ Tecnólogo em Sistemas Eletrônicos <willian2005@gmail.com>.

² Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), campus Florianópolis, IFSC <andredl@ifsc.edu.br>.

1. INTRODUÇÃO

As linhas de transmissão (LTs) são os componentes de um sistema de potência mais vulneráveis a falhas, devido às suas grandes dimensões e por estarem expostos a toda sorte de intempéries. Inicialmente, as faltas em LTs eram localizadas através de uma simples inspeção visual. Porém, os sistemas de potência se tornaram estruturas complexas com o passar dos anos, com muitas LTs percorrendo grandes distâncias. Além disso, as faltas acontecem frequentemente sob condições meteorológicas adversas, no final da tarde ou durante a noite bem como em locais de difícil acesso. Tais fatores complicam ainda mais a localização visual do ponto defeituoso. A fim de reduzir o tempo de restabelecimento de uma LT faltosa, diversos algoritmos de localização de faltas vêm sendo desenvolvidos desde a década de 1950.

A principal consequência de uma falta são as interrupções do fornecimento de energia. Além disso, uma falta também pode causar uma variação de tensão de curta duração, fenômeno relacionado

com a qualidade de energia (QE), área que vem ganhando uma crescente atenção nos últimos anos. No caso de uma interrupção do fornecimento de energia, é evidente a importância de localizar o ponto da LT sob falta de forma rápida. Mesmo que tal interrupção não ocorra, uma LT inoperante reduz a confiabilidade do sistema de potência, exigindo assim uma localização rápida do ponto da LT sob falta. Além disso, existe atualmente uma tendência mundial de desregulamentação. Em ambientes desregulamentados, as empresas de transmissão são controladas por um agente regulador, que estipula penalidades de acordo com o tempo que uma LT fica inoperante. Logo, um sistema localizador de faltas pode reduzir substancialmente o tempo de restabelecimento da LT e, conseqüentemente, as penalidades impostas à empresa de transmissão.

Levando em conta a atualidade e importância do tema localização de faltas em LTs, este trabalho tem por objetivo desenvolver um módulo de localização de faltas em LTs de baixo custo, utilizando a BeagleBoard (BeagleBoard-xM Rev A2 System Reference Manual, 2010), que é um *kit*

adequado para o desenvolvimento de protótipos de sistemas eletrônicos. O intuito é desenvolver um sistema completo, que possua as funcionalidades básicas de um localizador de faltas comercial: leitura dos arquivos de oscilografia gravados no formato COMTRADE (IEEE Standard Common Format for Transient Data Exchange (COMTRADE) for Power Systems, 1999) (provenientes de registradores de perturbações e relés digitais de proteção, por exemplo), identificação do instante de ocorrência de uma falta, estimação dos fasores de frequência fundamental de tensão e corrente dos dois terminais da LT, aplicação de algoritmos de localização de faltas e apresentação dos resultados.

O restante deste artigo está dividido da forma a seguir. A Seção 2 apresenta a notação adotada para uma LT sob condição de falta. A Seção 3 apresenta as principais ferramentas utilizadas ao longo do desenvolvimento deste trabalho. A Seção 4 descreve as etapas de desenvolvimento do módulo de localização de faltas proposto. A Seção 5 apresenta os resultados obtidos. Finalmente, a Seção 6 apresenta as conclusões do trabalho.

2. NOTAÇÃO

O diagrama unifilar mostrado na Figura 1 apresenta a notação usada neste artigo. Considera-se que uma LT homogênea de comprimento ℓ sofre uma falta de resistência R_F no ponto F , localizado a uma distância d do terminal local S e $\ell - d$ do terminal remoto R . As fontes E_S e E_R com impedâncias Z_S e Z_R representam os equivalentes Thévenin dos circuitos em cada terminal da LT. Os parâmetros da LT por unidade de comprimento são R_u , L_u e C_u (a condutância *shunt* é desconsiderada). A impedância série da LT é Z_u e a sua admitância *shunt* é Y_u , ambas por unidade de comprimento.

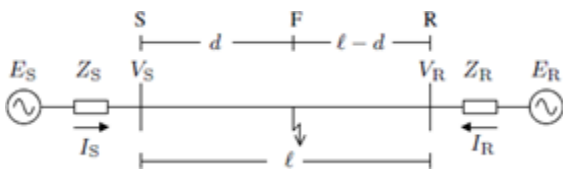


FIGURA 1 – Notação adotada para uma linha de transmissão sob condição de falta.

Os fasores de tensão e corrente de S e R são representados, respectivamente, por V_S , I_S , V_R e I_R . Para avaliar o desempenho dos métodos de localização de faltas, define-se o erro de localização de falta ε , dado pela Equação 1.

$$\varepsilon = \frac{\hat{d} - d}{\ell} \cdot 100 \quad [1]$$

Na Equação 1, \hat{d} representa a estimativa de localização de falta.

3. FERRAMENTAS UTILIZADAS

3.1. BeagleBoard

A BeagleBoard é um kit de desenvolvimento de baixo custo e baixo consumo de energia, desenvolvido pela Texas Instruments em parceria com a Digi-Key. Neste trabalho, foi utilizada a versão xM, que possui um processador ARM @ Cortex TM -A8 com clock de 1 GHz e memória extra de 512 MB DDR RAM, além dos seguintes periféricos: DVI-D (HDMI resolução máxima de 1280x1024); S-Video; USB OTG (mini AB); quatro portas USB; interface Ethernet; entrada para cartão MicroSD/MM; saída de áudio estéreo; porta RS232; JTAG; soquete de alimentação (5 V); porta para câmera; porta de expansão. Devido ao seu baixo consumo (até 2 W), a BeagleBoard pode ser alimentada tanto por uma porta USB quanto por uma fonte de alimentação, não necessitando de dissipadores de calor.

Este kit de desenvolvimento foi escolhido por uma série de fatores: baixo custo, aproximadamente US\$ 149,00 em <http://beagleboard.org>; possui um vasto material para referência disponível na rede; apresenta portabilidade para sistemas operacionais tais como Ubuntu TM, Android TM, MeeGo TM, WinCE TM, QNX TM, Angstrom, Symbian TM, Debian e Gentoo; possui código aberto, tanto em termos de *hardware* quanto de *software*.

3.2. Angström

Angström é uma distribuição do Linux desenvolvida inicialmente por um pequeno grupo de programadores que trabalhavam no OpenEmbedded, OpenZaurus e OpenSimpad. Eles juntaram esforços com o objetivo de desenvolver uma distribuição estável e de fácil utilização, com aplicação focada principalmente em produtos tais como *set-top boxes*, *smartphones* e *network-attached storages*.

Uma das grandes vantagens do Angström é a sua capacidade de operar tanto em dispositivos de baixo poder de armazenamento, tais como dispositivos com 4 MB de memória Flash, quanto em equipamentos com terabytes de armazenamento tipo RAID.

3.3. Qt

Qt é um *framework* multiplataforma desenvolvido inicialmente pela empresa Trollteche e lançado em 1992. Em 2009, o Qt foi adquirido pela Nokia, que desejava criar uma ferramenta de desenvolvimento para o seu sistema operacional Symbian. Atualmente, o Qt é largamente utilizado para desenvolver aplicações com interface gráfica. Em alguns casos, ele também é usado para

aplicações em linha de comando e consoles para servidores e para sistemas embarcados.

O Qt apresenta várias qualidades. Dentre elas, pode-se citar: portabilidade oficial para os sistemas operacionais Linux/X11, Mac Os X, Windows, Embedded Linux, Windows Ce Mobile, Symbian e Maemo; ferramenta de fácil utilização; disponibilidade de uma rica referência; grande poder de desenvolvimento. Neste projeto, ele foi utilizado especialmente na interface gráfica, sendo útil também em parte do processamento de dados.

3.4. Linguagem Python

Python é uma linguagem de propósito geral, interpretada e de alto nível, que vem ganhando grande espaço no mercado de desenvolvimento. A sua filosofia enfatiza a reusabilidade combinada com uma sintaxe muito simples e limpa. A primeira versão do Python foi lançada em 1991, tendo Guido van Rossum como principal autor.

Atualmente, o Python é frequentemente utilizado como linguagem de *script* para desenvolvimento *web* e desenvolvimento de *software* para *desktops*. Algumas distribuições do Linux possuem instaladores escritos em Python. Além disso, ele vem como padrão em várias versões de sistemas operacionais, como Windows, Linux/Unix e Mac OS X.

O Python foi adotado neste trabalho devido às suas facilidades, por possuir rica referência bibliográfica e apresentar fácil mobilidade de sistema operacional.

3.5. Padrão COMTRADE

COMTRADE é um padrão de arquivo padronizado pelo IEEE que foi aprovado em 1991 (IEEE Standard Common Format for Transient Data Exchange (COMTRADE) for Power Systems, 1991) e lançado uma nova versão em 1999 (IEEE Standard Common Format for Transient Data Exchange (COMTRADE) for Power Systems, 1999), utilizado por registradores digitais de perturbação e relés digitais de proteção para a gravação, por exemplo, de dados de oscilografia,

que são medidas de tensão e corrente tomadas ao longo do tempo. No padrão COMTRADE, cada registro de oscilografia gera três arquivos: arquivo de cabeçalho (extensão HDR), criado pelo originador dos dados; arquivo de configuração (extensão CFG), que contém informações necessárias para interpretar corretamente os dados gravados, tais como taxa de amostragem, frequência de operação do sistema e número de canais; arquivo de dados (extensão DAT), que contém o valor de cada amostra dos sinais medidos em cada canal do sistema.

3.6. Scilab

Scilab é uma linguagem de programação juntamente com um *software* que tem finalidades científicas. É uma ferramenta de código aberto, sendo assim uma opção ao *software* comercial Matlab. O seu uso vem se difundindo entre os laboratórios de pesquisa do mundo todo e é destinado à computação numérica para simulações de resultados. Foi criado em 1990 pelos pesquisadores do INRIA (*Institut National de Recherche en Informatique et en Automatique*) e ENPC (*École Nationale des Ponts et Chaussées*). Atualmente, ele é mantido pelo consórcio Scilab, que vem atualizando, trazendo melhorias e novas funcionalidades para o *software*.

Essa linguagem de programação vem sendo utilizada em várias áreas. Dentre elas, destacam-se processamento de sinais, análise estatística, dinâmica dos fluidos, processamento de imagens, modelagem e simulações. O Scilab foi utilizado neste projeto de pesquisa com o intuito de validação dos resultados obtidos. Todo o projeto foi desenvolvido inicialmente nesse ambiente, cuja programação é mais rápida e fácil.

4. DESENVOLVIMENTO DO PROJETO

O módulo de localização de faltas desenvolvido pode ser dividido em cinco partes principais, mostradas no diagrama de blocos da Figura 2. Esta seção detalha cada um desses blocos.

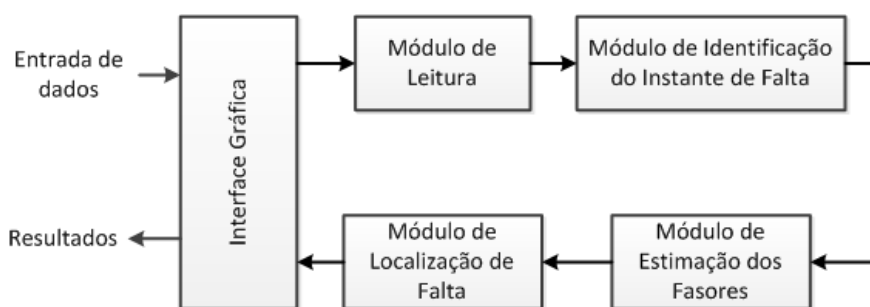


FIGURA 2 – Diagrama de blocos do *software* do Localizador de Faltas.

4.1. Interface gráfica

A interface gráfica faz a ligação entre o usuário e o localizador de faltas implementado na BeagleBoard. Ela foi desenvolvida utilizando a ferramenta Qt descrita anteriormente.

Como explicitado anteriormente, o padrão COMTRADE exige dois arquivos para cada registro de falta ocorrida. Sendo assim, foi criado neste trabalho um padrão composto por apenas um arquivo, o que facilita o processo de localização e cria facilidades de desenvolvimento. Este arquivo foi chamado de “arquivo padrão”.

Para se definir o local de uma falta é necessário entrar primeiramente com os arquivos COMTRADE que armazenam os dados dessa falta. Isso é feito na aba de “Geracao de arquivos padrao”, como pode ser observado na Figura 3.

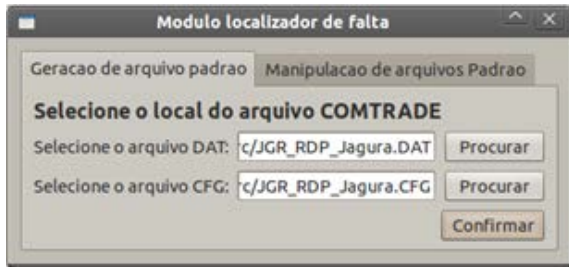


FIGURA 3 – Aba “Geracao de arquivo padrao”.

Após selecionar os arquivos COMTRADE e confirmar, é necessário selecionar as linhas desejadas, uma vez que esses arquivos possuem informações de varias linhas de transmissão. Esta etapa pode ser observada na Figura 4.



FIGURA 4 – Seleção das linhas de transmissão.

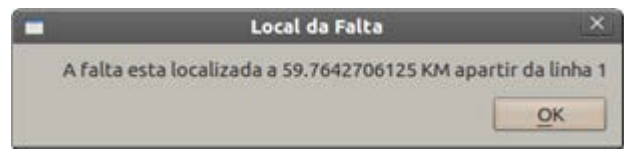
Após a confirmação, é requisitada uma confirmação e cria-se então o arquivo padrão, que contém as informações necessárias para se obter a informação final.

Na aba “Manipulacao de arquivo Padrao”, selecionam-se os arquivos padrão e informam-se os seguintes dados da linha de transmissão: capacitância por quilômetro, resistência por quilômetro, indutância por quilômetro e comprimento. Esta etapa pode ser visualizada na Figura 5.

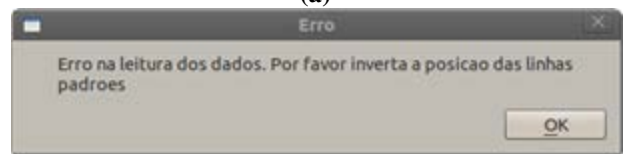


FIGURA 5 – Seleção dos arquivos padrão.

Após acionar o botão “Confirmar” na Figura 5, o programa verifica se foi possível determinar a posição da falta na linha de transmissão, informando ao usuário a distância da falta a partir de uma das extremidades da linha. No exemplo aqui apresentado, o resultado obtido é mostrado na Figura 6(a).



(a)



(b)

FIGURA 6 – Janelas exemplo apresentando o resultado do programa para (a) o local da falta e (b) a mensagem de erro.

Caso os dados sejam apresentados de forma errada o programa exibe uma mensagem de erro, pedindo que se troque a ordem dos dados, conforme apresentado na Figura 6(b).

4.2. Módulo de leitura

O módulo de leitura é responsável por ler os dados dos arquivos COMTRADE e configuração, respeitando toda a norma e assim gerando o arquivo padrão que serve como base para todos outros módulos. Além disso, este módulo também faz a leitura do arquivo padrão na aba “Manipulação de arquivo Padrão”.

4.3. Módulo de identificação do instante de falta

Este módulo é de grande importância devido ao fato de definir o momento de ocorrência da falta, dividindo as informações contidas no arquivo COMTRADE em dados de pré-falta e dados de pós-falta.

Faltas causam distorções nas oscilografia das linhas de transmissão tanto em magnitude quanto em fase. Para identificar o instante dessas distorções, foi utilizado um método descrito por Macedo e Coury (2003), que consiste em comparar as amostras de corrente das três fases com as amostras do ciclo anterior. Se houver uma variação maior que 6% em três comparações consecutivas, esse instante é caracterizado como sendo o momento de ocorrência da falta. As três comparações consecutivas são realizadas para evitar que uma distorção de oscilografia, tal como um erro de leitura, não seja considerada erroneamente como uma falta em linha de transmissão.

4.4. Módulo de estimação dos fasores

Como o próprio nome sugere, este módulo é responsável por extrair os fasores de frequência fundamental (magnitude e fase) dos dados de oscilografia (tensão ou corrente) do arquivo padrão. Este módulo é baseado na Transformada Discreta de Fourier (DFT) descrito no trabalho de Ehrensperger (EHRENSPERGER, 2004), que é baseado nas Equações 2 a 5.

$$X = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2}{N} \cdot (X_C - j \cdot X_S) \quad [2]$$

$$X_C = \sum_{k=1}^N x_k \cdot \cos(k \cdot \theta) \quad [3]$$

$$X_S = \sum_{k=1}^N x_k \cdot \sin(k \cdot \theta) \quad [4]$$

$$\theta = \frac{2\pi}{N} = 2\pi f \tau \quad [5]$$

Nas equações, N é o número de amostras em um ciclo de frequência fundamental e τ é o período de amostragem.

4.5. Módulo de localização de falta

Definidos os fasores, parte-se para o Módulo de Localização de Falta. Neste trabalho, são implementados dois algoritmos de localização de faltas bastante precisos, que utilizam uma modelagem a parâmetros distribuídos para a LT e não fazem aproximação alguma para estimar a localização da falta. O primeiro método, conhecido por método de Johns/Jamali, proposto em Johns e Jamali (1990), necessita de sincronismo, obtido via utilização de um sistema GPS, entre as medidas tomadas nos dois terminais da LT. Por isso, um segundo método, proposto em Dalcastagnê (2007) também é disponibilizado. Tal abordagem possui a mesma modelagem do método de Johns/Jamali com a vantagem de não requerer sincronismo entre as medidas tomadas nos dois terminais da LT. Como desvantagem, tal método é iterativo, mas tal característica não inviabiliza o seu uso neste projeto, pois o algoritmo apresenta um baixo esforço computacional, convergindo geralmente em apenas duas ou três iterações. Com esses dois métodos, cobrem-se tanto aplicações em que há sincronismo entre medidas dos dois terminais da LT quanto aquelas em que tal característica não é verificada. O objetivo é que o usuário escolha qual método deseja utilizar de acordo com as suas necessidades. Este é o último módulo do localizador de faltas desenvolvido. Assim, finalizado o processo de localização, volta-se à interface gráfica inicial, na qual são apresentados os resultados obtidos, como mostrado na Figura 2.

5. RESULTADOS

Neste trabalho, foram considerados quatro casos de faltas: um simulado e três casos reais. O caso ideal (simulado) serve apenas para provar que sob condições ideais (fasores e parâmetros da LT isentos de erros), o erro do localizador de faltas proposto é desprezável, resultado apenas de um erro numérico.

Para simplificar a nomenclatura, convencionou-se aqui que o método I representa o algoritmo de Johns/Jamali, proposto em Johns e Jamali (1990), o método II se refere ao algoritmo proposto por Dalcastagnê (2007) e o método III se refere ao resultado obtido no programa, que utiliza o mesmo método proposto em Dalcastagnê (2007), com a diferença de que a escolha da amostra utilizada para realizar a localização de falta é feita automaticamente pelo algoritmo computacional, obtendo-se muitas vezes melhores resultados. Este algoritmo faz uma varredura entre as 90 amostras

(tensão e corrente) pós-falta e obtém uma estimativa de localização de falta para cada uma dessas 90 amostras. Feito isso, o programa busca a menor variação entre três estimativas de localização de falta consecutivas. Assim, a estimativa final de localização de falta é a média aritmética entre essas três estimativas consecutivas.

5.1. Estudo do Caso Ideal

O caso ideal aqui considerado foi obtido a partir de simulação com o *software* ATP (Alternative Transient Program, User Manual and Rule Guide (1989)), que é capaz de estimar automaticamente os fasores de tensão e corrente em qualquer ponto de uma LT. Neste trabalho, o que importa são os fasores de tensão e corrente de pós-falta medidos nos terminais S e R da LT (das três fases). Tais dados são extraídos em regime permanente para que os calculados feitos pelo ATP sejam considerados absolutamente corretos, não dando margem para erros nos dados simulados. Os

parâmetros da linha simulada são mostrados na Tabela 1.

TABELA 1 – Parâmetros da linha de transmissão simulada.

Parâmetro	Valor
Resistência	0,0255 Ω/km
Capacitância	0,87 mH/km
Indutância	0,0129 μF/km
Nível de tensão	500 kV
Comprimento	161 km
Tipo de falta	Fase-terra

A partir dos fasores obtidos após a simulação no ATP, são aplicados os três algoritmos descritos anteriormente, cujos resultados são mostrados na Tabela 2. Como esperado, os três algoritmos apresentam apenas erros numéricos, uma vez que tanto os fasores quanto os parâmetros da LT são perfeitos. Com isso, comprova-se que o localizador de faltas desenvolvido apresenta erro nulo se os parâmetros de entrada forem isentos de erros.

TABELA 2 – Resultados obtidos para o caso ideal.

Parâmetros	Método I	Método II	Método III
Estimativa de <i>d</i>	64,3988 – 0,00034j	64,3990 km	64,3990 km
Erro	7,453E-4%	6,211E-4%	6,211E-4%

5.2. Estudo do caso real 1

A primeira condição de falta real estudada neste trabalho (Caso Real 1) ocorre em uma LT de 500 kV com 342,71 km de extensão. Na realidade, os Casos Reais 2 e 3 também ocorrem nessa LT, como mostrado na sequência. Os demais parâmetros do Caso Real 1 são descritos na Tabela 3.

TABELA 3 – Parâmetros do Caso Real 1.

Parâmetro	Valor
Comprimento	342,17 km
Nível de tensão	500 kV
Distância <i>d</i>	76 km
Tipo de falta	Fase-terra
Causa	Queimada

A Tabela 4 apresenta os resultados obtidos a partir da aplicação dos métodos I, II e III na localização dessa condição de falta real. Nota-se que o método III, apesar de usar o mesmo algoritmo do método II, apresenta um erro de localização de falta menor, devido ao algoritmo definido pela média de três estimativas de localização de falta consecutivas.

5.3. Estudo do Caso Real 2

Como já mencionado, a segunda condição de falta real estudada neste trabalho (Caso Real 2) ocorre na mesma LT do Caso Real 1. Os parâmetros do Caso Real 2 são descritos na Tabela 5.

TABELA 4 – Resultados obtidos para o Caso Real 1.

Método	Estimativa (km)	Erro ε
Método I	63,6794 + j31,3588	-3,5950%
Método II	57,9485	-5,2614%
Método III	59,7642 km	-4,7449%

TABELA 5 – Parâmetros do caso real 2.

Parâmetro	Valor
Comprimento	342,17 km
Nível de tensão	500 kV
Distância <i>d</i>	55 km
Tipo de falta	Fase-terra
Causa	Queimada

A Tabela 6 apresenta os resultados obtidos a partir da aplicação dos métodos I, II e III. Pode-se verificar que a magnitude do erro de localização das três técnicas é substancialmente menor do que aqueles verificados no Caso Real 1 (ver Tabela 4). Novamente, o resultado obtido pelo método III apresenta maior precisão em relação ao do método II, apesar de ambos utilizarem o mesmo método de localização.

TABELA 6 – Resultados obtidos para o Caso Real 2.

Método	Estimativa (km)	Erro ε
Método I	64,3586 + j13,7918	2,7307%
Método II	52,1900	-0,7398%
Método III	53,5211	-0,4322%

5.4. Estudo do caso real 3

Como já mencionado, a terceira condição de falta real estudada neste trabalho ocorre na mesma LT dos Casos Reais 1 e 2. Os parâmetros do Caso Real 3 são descritos na Tabela 7.

TABELA 7 – Parâmetros do caso real 3.

Parâmetro	Valor
Comprimento	342,17 km
Nível de tensão	500 kV
Distância d	317 km
Tipo de falta	Fase-terra
Causa	Descarga atmosférica

Os resultados obtidos pelos três métodos aqui considerados são mostrados na Tabela 8.

TABELA 8 – Resultados obtidos para o Caso Real 3.

Método	Estimativa (km)	Erro ϵ
Método I	330,770 + j10,5622	4,0181 %
Método II	329,539	3,6590 %
Método III	324,505	2,1935%

Como também foi observado nos Casos 1 e 2, o método III apresenta uma estimativa de localização de falta mais precisa do que a do método II.

6. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um localizador de faltas em linhas de transmissão utilizando o kit de desenvolvimento Beagleboard. O localizador usa como dado de entrada dados de oscilografia armazenados no formato COMTRADE. Foram desenvolvidos módulos de leitura dos dados de arquivos COMTRADE, de identificação do instante de falta, de estimação dos fasores de frequência fundamental e de localização de falta, todos em linguagem Python. Também foi criada uma interface gráfica, desenvolvida utilizando-se a ferramenta Qt. O localizador utiliza tanto o método proposto em Johns e Jamali (1990) quanto o Dalcastagnê (2007) como métodos de localização de falta, com a vantagem adicional de usar uma técnica numérica para definição do melhor instante para o cálculo da localização de falta, resultando em menores erros de localização de falta. Foram feitos quatro testes de avaliação: um com uma falta simulada com o software ATP e três casos de faltas reais. Os resultados obtidos comprovaram a eficiência do localizador de faltas desenvolvido.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao CNPq pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- BEAGLEBOARD. *BeagleBoard-xM Rev A2 System Reference Manual*, San Francisco, 2010.
- BLANCHETTE, J.; SUMMERFIELD, M. *C++ GUI Programming with Qt 4*, Second Edition. Westford: Prentice Hall, 2008.
- DALCASTAGNÊ, A.L. **Método iterativo para localização de faltas em linhas de transmissão a partir de fasores não-sincronizados**. 2007, 185 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.
- EHRENSPERGER, J G. **Sistemas de medição fasorial sincronizada: Análise do Estado da Arte e Aplicações no Monitoramento de Sistemas de Energia Elétrica**. 2004. 83 f. Dissertação (Mestrado Engenharia Elétrica) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.
- HETLAND, M.L. *Beginning Python: From Novice to Professional*, Second Edition. Berkeley: Apress, 2008.
- IEEE. *IEEE Standard Common Format for Transient Data Exchange (COMTRADE) for Power Systems*, (IEEE C37.111-1991):New York, 1991.
- IEEE. *IEEE Standard Common Format for Transient Data Exchange (COMTRADE) for Power Systems*, (IEEE Std C37.111-1999):New York, 1999.
- JOHNS, A.T.; JAMALI, S. *Accurate fault location technique for power transmission lines*,. **IEE Proceedings**, v. 137, n. 6, pp. 395-402, 1990.
- MACEDO, R. A.; COURY, D. V. Um esquema completo para proteção rápida de linhas de transmissão com o uso de equações diferenciais. **Revista Controle e Automação**, Porto Alegre, v. 14, n. 2, pp.176-186, 2003.



OFICINA DE SOLDA EM PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO UTILIZANDO DRAWDIO

Fernando Pedro H. Miranda¹, Leonardo O. Silva², Luiz A. de Azevedo³, Fernando S. Pacheco⁴, Luis Carlos M. Schlichting⁵

Resumo: Este artigo relata a execução de um projeto de extensão na Semana Nacional de Ciência e Tecnologia de 2013 (SNCT-2013). O objetivo deste projeto foi difundir conhecimento sobre a área de eletrônica através de oficinas de solda para alunos do ensino fundamental das escolas da grande Florianópolis. Foram produzidas placas de circuito impresso (PCIs), semimontadas, restando apenas alguns pontos de soldas para serem realizados nas oficinas. O circuito eletrônico selecionado para o projeto é chamado de DRAWDIO, que gera áudio em diferentes frequências através da variação da resistência do grafite de um lápis.

Palavras-chave: DRAWDIO. SNCT-2013. PCI. Música.

Abstract: This paper reports the implementation of an extension project during the National Week of Science and Technology 2013 (SNCT 2013). The main objective of this project has been to increase the awareness of the electronics area soldering workshops for elementary students of Florianópolis schools were run. We produced printed circuit boards (PCBs) and the participants of the workshops should finish the board, soldering a few points. The electronic circuit selected for the project is called DRAWDIO that generates audio at different frequencies by varying the resistance of pencil graphite.

Keywords: Welding. DRAWDIO. NWST-2013. PCB. Music.

¹ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), *campus* Florianópolis, IFSC <fernando.miranda@ifsc.edu.br>.

² Acadêmico do Curso Técnico Integrado em Eletrônica, DAELN, *campus* Florianópolis, IFSC <los.oliveirasilva@gmail.com>.

³ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), *campus* Florianópolis, IFSC <lazevedo@ifsc.edu.br>.

⁴ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), *campus* Florianópolis, IFSC <fspacheco@ifsc.edu.br>.

⁵ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), *campus* Florianópolis, IFSC <schlicht@ifsc.edu.br>.

1. INTRODUÇÃO

O ponto de partida da execução do projeto é a compreensão de que uma sociedade somente valoriza suas instituições educacionais a partir do momento que as compreende. Nesse sentido, a Semana de Ciência e Tecnologia do *campus* Florianópolis desponta como um momento ímpar para que profissionais da educação e alunos do *campus* Florianópolis possam desenvolver uma atividade dialógica e interativa com segmentos da comunidade da Grande Florianópolis, desenvolvendo a partir desta, uma reflexão sobre a sua ação como um sujeito social-educador. Neste sentido foi selecionado e desenvolvido circuito DRAWDIO, que é um circuito eletrônico interativo, de grande atração para este público alvo.

1.1. DRAWDIO

DRAWDIO é um dispositivo que permite fazer música utilizando apenas papel e lápis. Este dispositivo é licenciado através da Creative Commons (CC BY-SA 3.0). Seu esquemático, croqui de montagem e modo de funcionamento são ilustrados na Figura 1. Ele é composto por um circuito eletrônico que gera diferentes frequências, criando assim diversos tons musicais. O principal componente eletrônico utilizado no DRAWDIO e responsável pela geração destas frequências variadas é o circuito integrado 555. O esquemático do circuito está representado na Figura 1(a).

O circuito integrado 555 foi configurado para atuar como um multivibrador astável, utilizando para a modulação da frequência a resistência variável formada entre o grafite do lápis e o corpo

da pessoa que desenha. Então, quando é realizado um desenho no papel, as variações de pressão e espessura dos traços provocam variações na frequência do sinal elétrico de saída do circuito integrado 555, gerando também variações no som (em um alto-falante) e criando assim notas musicais. Foi utilizado um lápis com grafite 6B para a montagem deste dispositivo, pelo fato de apresentar propriedades de dureza inferiores aos HB e consequentemente promover uma maior condução no desenho (deposição de uma maior quantidade de grafite no papel). Sua forma de montagem pode ser verificada na Figura 1(b).

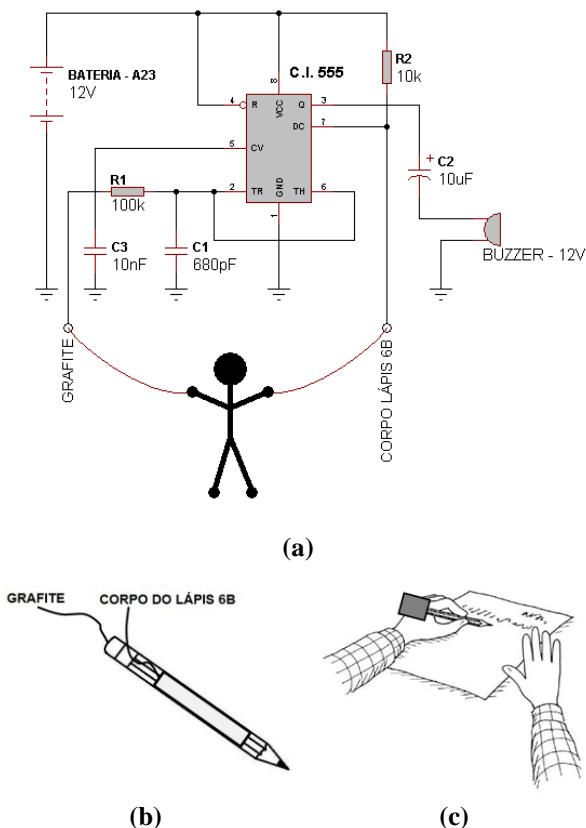


FIGURA 1 – Dispositivo eletrônico DRAWDIO: (a) Esquemático do circuito; (b) montagem do lápis 6B; e (c) modo de funcionamento. Adaptado de Web Educadores (2013) e How Stuff Works (2013).

Para o correto funcionamento do DRAWDIO, é necessário que o corpo do usuário do dispositivo seja a passagem de corrente elétrica (corrente elétrica na ordem de 2 μ A). Assim, é necessário manter um de seus dedos em uma parte do desenho e o lápis em outra parte, completando a então a condução necessária. Esta condição é ilustrada na Figura 1(c) (DRAWDIO, 2013).

1.2. O Multivibrado Astável com o Circuito Integrado 555

Como descrito anteriormente, o circuito eletrônico que compõe o DRAWDIO utiliza a

configuração de um multivibrador astável com o circuito integrado 555, como mostra a Figura 2(a). Os circuitos multivibradores astáveis possuem as seguintes características:

- Não apresentam estados estáveis;
- Não necessitam de um terminal para disparo de gatilho;
- Os estados variam constantemente, gerando um sinal oscilante na saída.

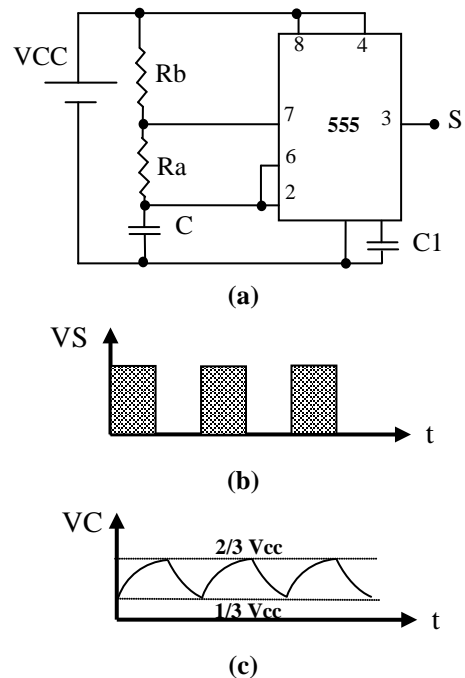


FIGURA 2 – Circuito Multivibrador Astável com o circuito integrado 555: (a) gráfico da tensão de saída circuito; (b) gráfico da tensão no capacitor C; e (c) esquemático de montagem do circuito. Boylestad (2013, p. 610).

O gráfico da Figura 2(b) mostra o comportamento do sinal de saída no multivibrador astável, que possui uma forma de onda quadrada.

O esquemático do circuito multivibrador astável é ilustrado na Figura 2(a) e seu funcionamento, conforme Boylestad (2013) consiste basicamente na carga e descarga do capacitor C, através de R_b e R_a , conforme a Figura 2(b). Quando o capacitor está descarregado tem-se tensão inferior a $1/3$ de V_{CC} nos pinos 2 e 6, condição que ativa um *flip-flop* interno no circuito integrado 555, e a saída Q deste *flip-flop* apresentará nível lógico alto. O transistor de descarga, também existente dentro do circuito integrado 555, estará cortado, permitindo assim que o capacitor C carregue através de R_b e R_a . Neste instante, a saída S do circuito estará no nível lógico alto.

Assim que o capacitor atingir um valor superior a $2/3$ de V_{CC} , o potencial dos pinos 2 e 6 comutarão a saída Q do *flip-flop* para o nível lógico baixo. Por

este motivo, o transistor de descarga será acionado entrando na região de saturação, e, conseqüentemente, interligará o resistor R_a ao terminal GND, iniciando o processo de descarga do capacitor C. Todo o processo descrito de funcionamento do multivibrador astável será reiniciado após o valor de tensão no capacitor C atingir novamente o valor que é inferior a 1/3 de V_{CC} . Para determinar a expressão que representa a carga do capacitor deve-se levar em consideração a igualdade apresentada na Equação 1 (BOYLESTAD, 2013).

Para

$$V_c = V_{CC}/3$$

, tem-se a Equação 1.

$$\frac{V_{CC}}{3} = V_{CC} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad [1]$$

Logo, obtém-se o tempo

$$t = 0,4055 \cdot RC$$

Como a carga e descarga do capacitor C acontece entre os períodos de 1/3 de V_{CC} e 2/3 de V_{CC} , pode-se considerar a igualdade da Equação 2.

$$t_{carga} = t_{alto} = 1,0986 \cdot RC - 0,4055 \cdot RC$$

$$t_{alto} = 0,6931 \cdot RC$$

$$t_{alto} = 0,6931 \cdot (R_a + R_b) \cdot C \quad [2]$$

Para a descarga do capacitor C também considera-se os períodos da carga, porém esse evento ocorrerá somente em R_a . A expressão do tempo de descarga é dada pela Equação 3.

$$t_{descarga} = t_{baixo} = 0,6931 \cdot RC$$

$$t_{baixo} = 0,6931 \cdot R_a \cdot C \quad [3]$$

Desta forma, com os tempos em alto e baixo, é possível também determinar-se a frequência de operação do multivibrador astável conforme a Equação 4.

$$f_{osc} = \frac{1}{0,6931 \cdot (2 \cdot R_a + R_b) \cdot C}$$

$$f_{osc} = \frac{1,4428}{(2 \cdot R_a + R_b) \cdot C} \quad [4]$$

Na Figura 2(c), é verificado o comportamento de carga e descarga do capacitor e sua influência no potencial aplicado nos pinos 2 e 6 do circuito integrado 555.

No caso do multivibrador astável que foi configurado para o DRAWDIO, a resistência R_a é composta por um resistor de 100 k Ω , mais a resistência do corpo do usuário do dispositivo.

2. ESTRATÉGIA PEDAGÓGICA

A estratégia utilizada pelo grupo de professores para fundamentar o trabalho da oficina de solda em placas de circuito impresso foi definida a partir da busca de uma fundamentação conceitual que possibilitasse reunir e integrar os seguintes domínios:

- conhecimentos gerais sobre processos de soldagem em placas de circuito impresso;
- concepções pedagógicas e didáticas para processos de ensino e de aprendizagem e;
- apropriações tecnológicas, com vistas a dar suporte aos processos de soldagem e compreensão sobre os mesmos.

Campos e Silva (2011), discutindo o desenvolvimento de processos de ensino e de aprendizagem em cursos de engenharia, entendem que esses devem ser conduzidos a partir de uma perspectiva projeto, ou seja, cabe ao professor planejar, gerir e realizar seus processos de ensino e de aprendizagem mediante uma abordagem baseada em projetos. Os autores argumentam que é preciso mudar a abordagem educacional, não a base de conhecimento, na premissa de que o professor aja no sentido de estimular “a mudança de atitude do aluno”, de forma que este venha a “trabalhar arduamente, efetivamente e com entusiasmo” (CAMPOS; SILVA, 2011, p. 1).

Há de se considerar que no procedimento pedagógico abordado por Campos e Silva (2011), o aluno é o centro do processo, não um determinado recorte epistemológico; necessita ser ativo, cooperativo, integrado e orientado para que o aluno possa superar a visão tradicional de aprendizagem e imergir num contexto encharcado de experiências, decorrentes de uma participação colaborativa e sociável, em face da imprescindibilidade de despertar o aluno para a construção da sua aprendizagem.

Nesse sentido, observa-se a superação de um modelo que vê o aluno como um receptáculo a ser preenchido com conhecimentos, vendo-os como agentes passivos, submissos e apêndices de processos de ensino e de aprendizagem, levando-os, inclusive, a torna-los submissos, ou seja, menos questionativos. A proposta de uma aprendizagem baseada em projetos interpreta o aluno como um agente ativo do processo e o recorte de conhecimento como uma parte de um todo, que será utilizado para que o aluno desenvolva uma determinada competência porque educar não apenas transmitir conhecimentos.

Escrivão Filho e Ribeiro (2009, p. 28) enaltecem os seguintes objetivos de uma

aprendizagem ativa, “em comparação às aulas expositivas”, decorrente da manifestação de alunos:

- 1) incentivo ao estudo autônomo e à pesquisa;
- 2) desenvolvimento de habilidades de trabalho em equipe;
- 3) promoção de habilidades comunicativas;
- 4) maior participação dos alunos em sala de aula;
- 5) maior interação professor-aluno e aluno-aluno;
- 6) maior envolvimento e comprometimento com a disciplina;
- 7) promoção da diversidade de visões sobre os temas do programa;
- 8) maior contato com situações da prática profissional e aproximação da teoria com a prática;
- 9) maior empoderamento dos alunos sobre a disciplina, conseguido principalmente pelo sistema de avaliação adotado.

3. ORGANIZAÇÃO E EXECUÇÃO DAS OFICINAS DE SOLDA NA SNCT-2013

A oficina de solda em PCI foi planejada com o objetivo de desenvolver com a comunidade da Grande Florianópolis, em especial com os alunos do ensino básico, uma experiência profissional na área de eletrônica. A escolha do circuito eletrônico DRAWDIO para ser confeccionado nas oficinas foi realizada principalmente pelo motivo de ser um dispositivo musical, elemento bastante atrativo para este público que visita a SNCT.

Após esta escolha do circuito foram realizadas as seguintes etapas para a organização das oficinas de solda em PCI:

- prototipagem do DRAWDIO;
- *layout* da PCI;
- confecção e montagem das PCIs;
- elaboração de *folder* e *banner*;
- seleção de alunos-monitores;
- realização das oficinas na SNCT-2013.

3.1. Prototipagem do DRAWDIO

O circuito eletrônico DRAWDIO foi inicialmente montado em uma matriz de contatos para verificar principalmente o desempenho do mesmo com as alterações necessárias de valores dos componentes eletrônicos, aperfeiçoando o projeto do dispositivo, originalmente obtidos segundo Drawdio (2013). Além da escolha do encapsulamento do circuito integrado 555 em SMD, também foram utilizados uma bateria de 12 V (A23) e um *buzzer* de 12 V, reduzindo, no levantamento

de preços realizado, custo e também o tamanho do dispositivo.

Na Figura 3, pode ser verificado o croqui de montagem do DRAWDIO.

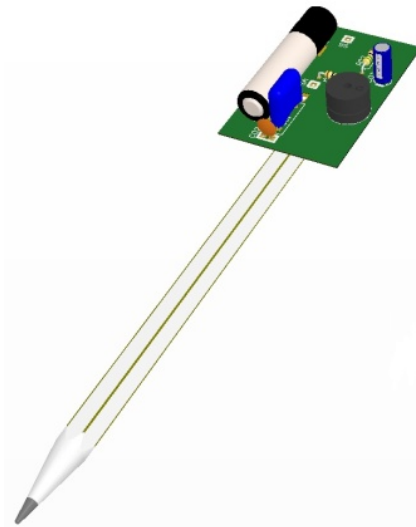


FIGURA 3 – Croqui de montagem do dispositivo eletrônico DRAWDIO.

3.2. Layout da PCI

O *layout* da PCI foi elaborado no *software* Altium DXP Designer, utilizando as dimensões físicas dos componentes eletrônicos escolhidos para o circuito. Foi utilizada a biblioteca de componentes eletrônicos para o Altium elaborada pela R2R Tecnologia (R2R TECNOLOGIA). Neste *layout* foram levadas em consideração as seguintes características: menor dimensão da PCI e melhor fixação da PCI no lápis. A Figura 4 ilustra o *layout* da PCI para o DRAWDIO.

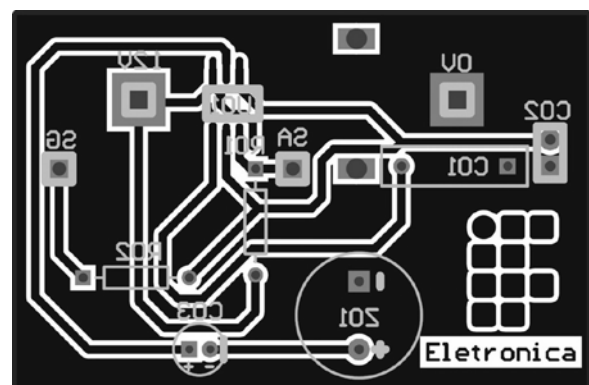


FIGURA 4 – Layout da PCI do circuito eletrônico DRAWDIO.

3.3. Confeção e Montagem das PCIs

As PCIs do circuito DRAWDIO foram confeccionadas na fresa CNC existente do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) vinculado à Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC).

Foram considerados dimensão de trilha 30 mils de espaçamento entre trilhas de 20 mils (valores definidos para facilitar a soldagem dos componentes eletrônicos). As dimensões da placa são de 55 x 36 mm.

Após a finalização da etapa de confecção das PCIs, foi iniciada a montagem destas com a inserção e soldagem dos componentes eletrônicos, mantendo somente um destes fora da PCI. Este componente eletrônico seria soldado pelos participantes da oficina da SNCT-2013. Inicialmente este componente eletrônico fora da PCI foi o capacitor eletrolítico de 10 μ F, sendo posteriormente alterado para o *buzzer* de 12 V, pois se notou que facilitaria a execução de soldagem dos participantes das oficinas.

O processo de montagem das PCIs contou com o auxílio dos alunos da 6ª fase do Curso Técnico Integrado de Eletrônica. O projeto contou com o apoio financeiro do edital APROEX N° 02/2013 do IFSC e também da empresa Arrow Electronics Inc. A Figura 5 mostra o dispositivo DRAWDIO já montado com todos os componentes.

Em paralelo com a montagem das placas foram elaborados também materiais de apoio para divulgação da oficina. Foi elaborado um *folder* que

descrever o funcionamento do DRAWDIO e os passos para uma soldagem em PCI.

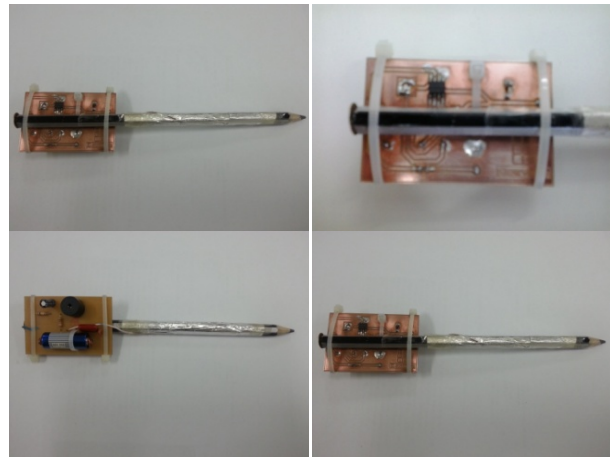


FIGURA 5 – Fotos do dispositivo DRAWDIO montado.

3.4. Elaboração de *folder* e *banner*

Outro material elaborado foi o *banner* que ficou exposto no estande onde ocorram as oficinas. A Figura 6 mostra o *folder* produzido para o evento.

Semana de Ciência e Tecnologia do IFSC – 2013.

DRAWDIO – Um lápis que escreve música



Você pode imaginar um instrumento musical que utiliza basicamente papel e lápis? O DRAWDIO é um dispositivo eletrônico que permite fazer justamente isto. Ele é composto por um circuito eletrônico gerador de frequências variadas e que são responsáveis por gerar os tons musicais. O grafite do lápis e o seu corpo, que conduzem eletricidade, são usados para alterar as características elétricas deste gerador de frequências. Então, quando é feito um desenho no papel, as variações nele provocam também variações na frequência do som, criando música.

Para o correto funcionamento do DRAWDIO, é necessário fechar um circuito eletrônico passando pelo corpo. Assim, você deve manter um de seus dedos em parte do desenho e o lápis em outra parte, completando a condução elétrica necessária.

Este circuito eletrônico e outros mais complexos são estudados nos Cursos Técnicos integrado e subsequente em Eletrônica, no Curso Superior de Tecnologia em Sistemas Eletrônicos, no curso de Engenharia Eletrônica e no curso de Especialização em Desenvolvimento de Produtos Eletrônicos, todos existentes no Instituto Federal de Santa Catarina (Campus Florianópolis). Informações estão disponíveis em <http://eletronica.florianopolis.ifsc.edu.br>.



Fontes Bibliográficas:

- MUNDOMAQ. Soldas em placas eletrônicas. Disponível em: <http://www.mundomac.com/soldas_em_placas_eletronicas>. Acesso em: 4 de out. 2013.
- BORGES, C. et al. Placas de Impresso - PCI. Florianópolis: IFSC, 2010. 92 p.
- UNIVERSIDADE FEDERAL DO MATO GROSSO DO SUL. Confecção de Placas de Circuito Impresso Artesanais. Disponível em: <http://pessoal.utfpr.edu.br/illafont/arquivos/PC_L.pdf>. Acesso em: 4 de out. 2013.
- Kanayma, Y. Como Fazer Uma Placa de Circuito Impresso. São Paulo, 2000. 59 p.
- Drawdio: A Pencil that Lets You Draw Music. Disponível em: <<http://web.media.mit.edu/~silver/drawdio/>>. Acesso em: 9 de out. 2013.

APOIO:

PROGRAMA INSTITUCIONAL DE APOIO A PROJETOS DE EXTENSÃO IF-SC

APROEX N° 02/2013/PROEX – CHAMADA 2013

Ministério da Educação





ARROW ELECTRONICS

REALIZAÇÃO:




SOLDAGEM EM PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO



INSTITUTO FEDERAL DE SANTA CATARINA
CAMPUS FLORIANÓPOLIS

DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE
ELETRÔNICA

FIGURA 6 – *Folder* elaborado como materiais de apoio para o evento.

3.5. Seleção de alunos-monitores

Foram selecionados para atuar nas oficinas os alunos da 6ª fase do Curso Técnico Integrado de Eletrônica e também os alunos da 2ª fase do Curso Superior de Tecnologia em Sistemas Eletrônicos. Estes alunos ficaram responsáveis pela monitoria dos participantes das oficinas, demonstração do funcionamento do DRAWDIO e organização das inscrições destes participantes. Esta participação nas oficinas realizadas durante os três dias da SNCT-2013 foi de grande relevância para o aprendizado destes alunos.

Além da efetiva execução da confecção destes circuitos eletrônicos, que promoveu um momento de prática profissional, os monitores também tiveram contato com o público participante do evento e puderam transmitir os seus conhecimentos para pessoas que nunca tiveram contato com a área de eletrônica. A Figura 7 ilustra este momento.



FIGURA 7 – Participação dos alunos-monitores na SNCT-2013.

3.6. Realização das oficinas na SNCT-2013

A SNCT-2013 no *campus* Florianópolis ocorreu entre os dias 21 a 24 de outubro com a exposição de estandes de empresas e dos departamentos de áreas técnicas do IFSC. As oficinas de solda foram realizadas no estande do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), que começaram efetivamente no dia 22 com uma turma de 10 participantes. Ocorreram mais duas oficinas no dia 23, em dois períodos distintos, com 10 participantes cada e mais duas oficinas no dia 24, também em dois períodos com 15 participantes em cada período, totalizando em todas as oficinas um número de 60 participantes. As fotos da realização destas oficinas foram registradas conforme mostra a Figura 8.

4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

A execução destas oficinas representou um momento bastante importante para as pessoas envolvidas neste projeto. Para os participantes da oficina, com o aprendizado técnico de solda em PCIs e o contato inicial com eletrônica. Para os alunos, com a consolidação dos conhecimentos

aprendidos em seus cursos, repassando-os aos participantes. Por fim, para os docentes, com a divulgação da área de eletrônica na comunidade.



FIGURA 8 – Realização das oficinas de solda na SNCT-2013.

Com relação ao dispositivo eletrônico utilizado para este evento, o DRAWDIO, o mesmo obteve um retorno bastante positivo com o público participante das oficinas, por se tratar de um dispositivo musical. Está sendo avaliada a reedição da oficina em momentos futuros, acrescentando novas funções ao circuito que compõem o DRAWDIO, tornando-o ainda mais atrativo para crianças e jovens.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao IFSC pelo apoio fornecido através do APROEX N° 02/2013 e à empresa Arrow Electronics Inc. pelo aporte financeiro. Também agradecem ao Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina (INEP-UFSC) pela confecção das PCIs em sua máquina de fresa CNC e ao Professor Joabel Moia do IFSC, que se responsabilizou por este contato com o INEP.

REFERÊNCIAS

BORGES, C. *et al.* **Placas de Impresso - PCI**. Florianópolis: IFSC, p. 92, 2010.

BOYLESTAD, R.L.; NASHESKY, L.

Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos. Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, p.609-612, 2013.

DE CAMPOS, L.C.; SILVA, J.M. **Aprendizagem Baseada em Projetos: uma nova abordagem para a educação em Engenharia**. **Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia**, 2011. Disponível em <http://www.organizareventos.com.br/_upl/file/SD_LCarlos_JMello.pdf>. Acessado em 20 nov. 2013.

DRAWDIO. ***DRAWDIO - a pencil that lets you draw music***. Disponível em <<http://web.media.mit.edu/~silver/drawdio/>>. Acessado em 9 out. 2013.

ESCRIVÃO FILHO, E.; RIBEIRO, L.R.C. Aprendendo com PBL – Aprendizagem Baseada em Problemas: relato de uma experiência em cursos de engenharia da EESC-USP. **Revista Minerva – Pesquisa e Tecnologia**, v. 6, n. 1, pp. 23-30, 2009. Disponível em <http://educ.fc.ul.pt/docentes/ichagas/observatorio/Teste/PBL_Filho_Ribeiro.pdf>. Acessado em 20 nov. 2013.

HOW STUFF WORKS **Presentes feitos à mão fáceis**. Disponível em <<http://criancas.hsw.uol.com.br/presentes-feitos-a-mao-faceis7.htm>>. Acessado em 11 dez. 2013.

MARCELO, C. *Las tecnologías para la innovación y la práctica docente*. **Revista Brasileira de Educação**, v. 18, n. 52, pp. 25-47, 2013. Disponível

em <<http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=27525615003>>. Acessado em 20 nov. 2013.

MYSHRA, P.; KOEHLER, M.J. *Technological pedagogical content knowledge: a framework for teacher knowledge*. **Teachers College Record**, v. 108, n. 6, pp. 1017-1054, 2006. Disponível em <http://punya.educ.msu.edu/publications/journal_articles/mishra-koehler-tcr2006.pdf>. Acessado em 20 nov. 2013.

R2R TECNOLOGIA. **Biblioteca de componentes eletrônicos para o Altium DXP Design**. Disponível em <<http://www.r2rtecnologia.com.br/>>. Acessado em 15 set. 2013.

WEB EDUCADOR. **WEB EDUCADOR: Apoio pedagógico para projetos educativos**. Disponível em <<http://www.webeducador.com/album/objetos/lapis1cm-jpg/>>. Acessado em 11 dez. 2013.



DESENVOLVIMENTO DO BARCO SOLAR DO IFSC

Guilherme Goularte da Silva¹, Rodolfo Levien Correa², Flávio Alberto Bardemaker Batista³, Humberto Reder Gazangi⁴, Marcelo Vandresen⁵, Telles Brunelli Lazzarin⁶, Clovis Antonio Petry⁷

Resumo: A utilização de energias renováveis tem se feito necessária, tendo em vista a quase exclusiva utilização de combustíveis fósseis aplicada no transporte e indústria, e sua consequente poluição excessiva. A energia fotovoltaica apresenta grande potencial sustentável, bom rendimento e baixo índice de poluição se comparada a outras fontes de energias. Com o objetivo de pesquisa e desenvolvimento tecnológico de fontes sustentáveis de energia, neste projeto é explorado o aproveitamento da energia solar para movimentar uma embarcação tripulada, através de um motor elétrico alimentado por duas baterias de Chumbo-Ácido, carregadas por painéis fotovoltaicos distribuídos na superfície do barco. O desenvolvimento de sistemas de controle e gerenciamento eletrônico proposto pela equipe busca a melhor utilização desta energia, afim de participar de competições de alto nível entre instituições de ensino a nível regional, nacional e até internacional. Até o presente momento, não serão apresentados resultados finais, uma vez que a equipe ainda está em fase de testes da embarcação e seus sistemas de comando.

Palavras-chave: Barco solar. Desafio solar. Energia fotovoltaica.

Abstract: *The use of renewable energy has been made necessary, considering the almost exclusive use of fossil fuels applied in transportation and industry, and its consequent excessive pollution. Photovoltaic energy has great sustainable potential, good efficiency and low pollution levels compared to other sources of energy. With the purpose of research and technological development of sustainable energy sources, this project explores the use of solar energy to move a manned boat using an electric motor powered by two lead acid batteries, charged by photovoltaic panels distributed on the surface of the boat. The development of control systems and electronic management proposed by the team seeks the best use of this energy in order to participate in high-level competitions among institutions at regional, national and even international level. To date, no final results will be presented, since the team is still in the testing phase of the vessel and its control systems.*

Keywords: *Solar boat. Solar challenge. Photovoltaic energy.*

¹ Acadêmico do CST em Sistemas Eletrônicos, DAELN, *campus* Florianópolis, IFSC <guilherme.goularte@yahoo.com.br>.

² Acadêmico do Curso de Engenharia Eletrônica, DAELN, *campus* Florianópolis, IFSC <rodo.levien@gmail.com>.

³ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), *campus* Florianópolis, IFSC <flabio@ifsc.edu.br>.

⁴ Professor do Departamento Acadêmico de Metal-Mecânica (DAMM), *campus* Florianópolis, IFSC <humbertoreder@ifsc.edu.br>.

⁵ Professor do Departamento Acadêmico de Metal-Mecânica (DAMM), *campus* Florianópolis, IFSC <vandresen@ifsc.edu.br>.

⁶ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAEL), *campus* Florianópolis, IFSC <tellesbl@ifsc.edu.br>.

⁷ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), *campus* Florianópolis, IFSC <petry@ifsc.edu.br>.

1. INTRODUÇÃO

O consumo de energia elétrica tem aumentado ano após ano nos países de modo geral, inclusive no Brasil, devido ao intenso uso de tecnologias eletrônicas seja na indústria, no comércio ou nas residências. Deste modo, o uso de energias alternativas, dentre elas a eólica e a fotovoltaica, tem despertado interesse crescente e redução dos

custos iniciais, tornando-se viável em pequenas ou grandes escalas. A energia fotovoltaica, obtida de painéis fotovoltaicos além de ser limpa, está disponível na forma de corrente contínua, o que a torna atrativa para alimentação de cargas do tipo motores de corrente contínua, circuitos de sinalização e rádio-transmissão, processamento de sinais, dentre outras. Um dos inconvenientes das energias alternativas do tipo eólica e fotovoltaica é a

sazonalidade da geração, o que implica na necessidade de armazenamento, convencionalmente em baterias de chumbo-ácido.

Assim, este trabalho propõe o estudo e implementação de um sistema de geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos para acionamento de motores de corrente contínua para pequenas embarcações, denominados de barcos solares (FREITAS, 2008; RÜTHER, 1999). O maior desafio no desenvolvimento do projeto proposto é o monitoramento do ponto de máxima potência dos painéis fotovoltaicos e os métodos de carga das baterias, visando a otimização da geração de energia em função do consumo apresentado pelo sistema completo.

2. METODOLOGIA

O projeto proposto será desenvolvido seguindo-se as grandes etapas a seguir:

- Redefinição do problema geral da pesquisa, objetivo geral e específicos – considerando a formação e conhecimentos da equipe técnica em relação ao projeto em desenvolvimento.
- Revisão bibliográfica e estudos introdutórios – serão levantados e estudados projetos anteriores e referências bibliográficas na área, visando a formação teórica dos membros da equipe e o posicionamento de cada bloco do sistema em relação ao estado da arte em termos tecnológicos para seu desenvolvimento.
- Proposição e teste de soluções – a partir dos resultados da revisão bibliográfica, serão apresentadas soluções para a implementação dos blocos do sistema descritos anteriormente e que serão testadas com simulação numérica empregando-se simuladores de circuitos eletrônicos.
- Construção de protótipos – os circuitos propostos e testados por simulação serão implementados em matrizes de contato e placas de circuito impresso, visando a verificação de funcionalidade prática e a realização de ajustes e reprojets necessários.
- Documentação e difusão dos conhecimentos gerados – a partir da redação dos relatórios parciais de cada etapa do projeto, da elaboração de artigos e notas técnicas e demais materiais divulgativos, será realizada a difusão do conhecimento obtido, bem como a divulgação das energias alternativas para

geração de energia elétrica e suas possíveis aplicações práticas.

3. BARCO SOLAR

Um barco propulsado por energia solar é formado por um conjunto de subsistemas e elementos que tornam possível a captura da energia elétrica gerada pelos painéis fotovoltaicos e seu armazenamento em elementos armazenadores específicos (HOHM, 2003). No diagrama de blocos mostrado na Figura 1, pode-se notar os seguintes elementos principais:

- Conjunto de painéis fotovoltaicos – arranjo formado por painéis fotovoltaicos com conexões série ou paralelo, para originar uma potência da ordem de 1.000 W;
- Carregador de baterias – conversor cc-cc de alto rendimento e com objetivo específico de proporcionar a carga segura das baterias. Este conversor precisa ser corretamente controlado para aplicar o método correto de carga conforme a tecnologia das baterias;
- Baterias – elementos armazenadores de energia, que são necessários para proporcionar o acionamento do motor elétrico na ausência de sol ou em momentos críticos da competição, tais como na largada das baterias e na navegação contra-correnteza ou contravento;
- Driver do motor – circuito eletrônico responsável pelo acionamento do motor de corrente contínua, constituído por um conversor cc-cc controlado adequadamente com a finalidade de acionar o motor para obter-se a velocidade correta e a economia de energia necessária para aumentar a autonomia do sistema (BARBI, 2000);
- Motor CC – elemento responsável pela propulsão do barco, que deve ter o maior rendimento possível e características elétricas compatíveis com o restante do sistema, ou seja, potência suficiente para movimentar a embarcação de forma segura e eficiente;
- Sistema de transmissão – responsável pelo acoplamento mecânico do motor com a hélice propulsora da embarcação;
- Sistemas de supervisão e controle – são os circuitos responsáveis pela supervisão das principais grandezas do sistema completo e consequentemente pelo controle dos principais circuitos (carregador de baterias, acionamento do motor, etc.);

- Sistema de sobrevivência – conjunto de elementos necessários para proteção da vida do tripulante da embarcação;
- Estrutura do barco – casco da embarcação, que servirá de suporte e meio de

armazenamento de todos os sistemas e elementos, além do tripulante, e que flutuará sendo impulsionada pelo sistema de propulsão.

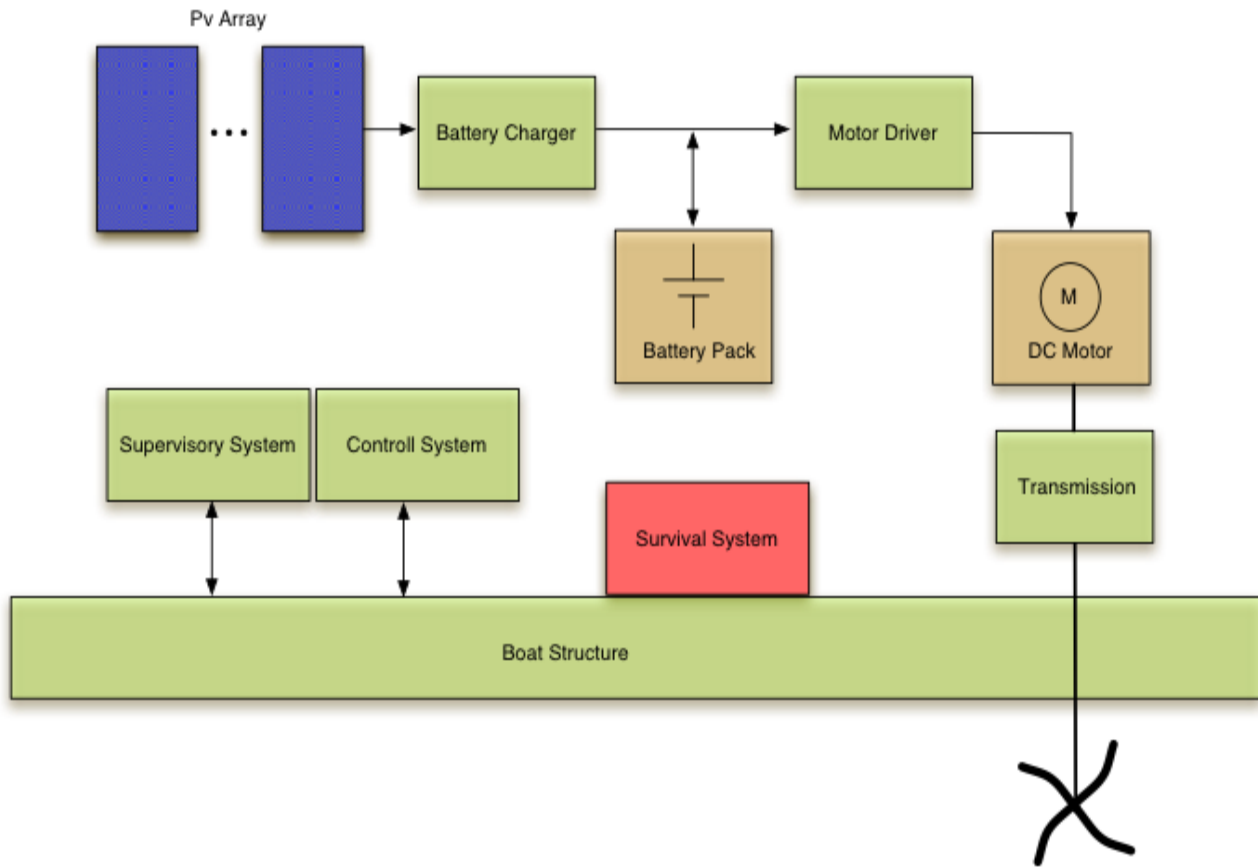


FIGURA 1 - Diagrama de blocos do Barco Solar.

4. MOTORES PARA PROPULSÃO DO BARCO

Além disso, foram desenvolvidos testes de rendimento com motores elétricos de corrente contínua, utilizados para propulsão de pequenas embarcações de passeio. Estes motores apresentam um rendimento baixo (menor que 20%), quando comparados a motores de corrente alternada, por exemplo. No entanto, são de menor custo e encontrados facilmente no comércio local de regiões litorâneas ou que possuam rios, lagos, barragens, etc. Por sua vez, os motores elétricos específicos para embarcações de alto desempenho possuem custo elevado e comumente são importados. Na foto da Figura 2 mostra-se o *setup* utilizado para o ensaio de rendimento dos motores elétricos de corrente contínua.

Em detalhe, na foto na Figura 3, o motor elétrico blindado que será utilizado para a propulsão da embarcação.



FIGURA 2 - *Setup* utilizado para teste do rendimento dos motores.

5. ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Conforme as regras do Desafio Solar, a potência máxima do sistema será de 1 kW, o que impõe um limite para a capacidade de baterias a ser utilizada, assim como de painéis fotovoltaicos e de motores. As possibilidades de baterias são listadas a seguir:



FIGURA 3 - Detalhe do motor elétrico de corrente contínua blindado.

- Chumbo-ácido e chumbo-gel 26.0 kg (38.5 Wh/kg);
- Níquel-cádmio 20.0 kg (50 Wh/kg) ;
- Níquel-metal híbrido 14.3 kg (70 Wh/kg);
- Prata-Zinco 8.0 kg (125 Wh/kg);
- Níquel-Zinco 15.2 kg (66 Wh/kg);
- Níquel-Ferro 20.0 kg (50 Wh/kg);
- Standart Lítium íon 7.1 kg (140 Wh/kg);
- Lítium-Polímero 6.0 kg (167 Wh/kg).

Deste modo verifica-se que a bateria, para se obter a potência de 1.000 W, será a Chumbo-Ácido. Definiu-se pelo uso de duas baterias desta tecnologia, do fabricante Optima, modelo Yellow Top D51, com capacidade de 38 Ah. Na Figura 4 mostra-se uma imagem das baterias adquiridas para o barco solar. Estas baterias utilizam uma tecnologia denominada de Spiralcell, que permite recargas mais rápidas, com correntes da ordem 26%. Os separadores entre as placas destas baterias são de manta de microfibras (AGM) (ARMSTRONG, 2008).



FIGURA 4 - Baterias utilizadas no Barco Solar.

6. PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

Em relação aos painéis fotovoltaicos, foram conduzidos estudos visando determinar a melhor forma do arranjo, para 4 módulos de 240 W cada, aproximadamente. Os circuitos eletrônicos de interfaceamento (conexão) entre painéis, baterias e motores, são determinados pelos níveis de tensão e corrente em cada parte do conjunto. Assim, foram desenvolvidos ensaios com painéis fotovoltaicos de menor potência, visando se determinar o comportamento (curva $I_{pv} \times V_{pv}$) dos painéis individualmente e com conexão série e paralela (BLUE SKY ENERGY, 2010; COELHO, 2008; CRESESB, 2010; DEMONTI, 2003; FEMIA, 2005). Os painéis ensaiados são de 10 W, modelo SL-10 do fabricante Sunlab Power. Estes painéis possuem tensão de circuito aberto de 21,7 V e corrente de curto-circuito de 0,63 A. No ponto de máxima potência tem-se uma tensão de 17,4 V e 0,58 A.

O ensaio realizado com os painéis individualmente é mostrado na Figura 5, que apresenta tem a potência de cada painel e a soma linear das mesmas.

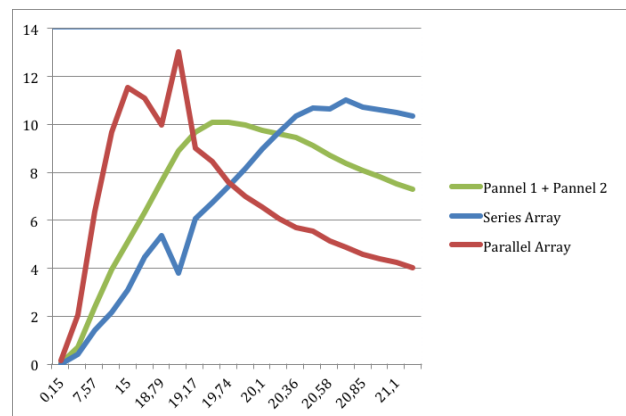


FIGURA 5 - Ensaio individual dos painéis.

Nota-se nesta figura que a potência gerada pelos painéis não é de 10 W, que seria a potência nominal dos mesmos. Isso se deve às condições durante as quais os testes foram realizados. Já na Figura 6 mostram-se as curvas obtidas com a associação série e com a associação em paralelo dos painéis. Nota-se que na associação série, a potência máxima é atingida com uma tensão maior, da ordem de 20,85 V, enquanto na associação em paralelo se tem um valor máximo com tensão da ordem de 19 V. É interessante notar que a potência obtida da associação é maior do que a soma das potências dos painéis. Isso pode ocorrer porque os ensaios foram realizados em momentos diferentes, quando tanto a temperatura como a intensidade luminosa sobre os painéis estava diferente em comparação aos ensaios com os painéis individualmente.

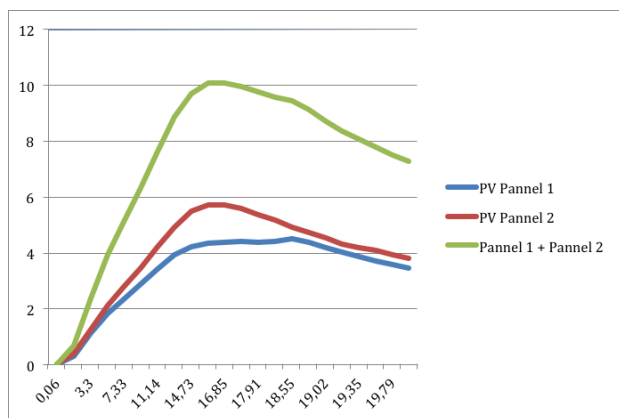


FIGURA 6 - Ensaio com associação série e paralela de painéis.

Os resultados obtidos indicaram que em situações nas quais os painéis ficam submetidos a temperaturas diferentes, é recomendável a conexão série, visto que a corrente do conjunto será pouco influenciada pela diferença de temperatura dos painéis, mas em contrapartida, a tensão será altamente influenciada, mas que no resultado será a soma das tensões individuais dos painéis. Já em situações onde ocorrem diferenças de luminosidade sobre o conjunto de painéis, seria recomendável a conexão em paralelo, visto que daí a corrente resultante seria a soma das correntes individuais de cada painel.

7. ESTRUTURA MECÂNICA DO BARCO

Já a parte mecânica do barco é subdividida em três subsistemas: casco, sistema de propulsão e sistema de direção.

O casco é a estrutura física que tem por função principal conferir a flutuabilidade da embarcação, assegurando empuxo suficiente para que todo o peso e volume permaneçam acima da linha de superfície da água. Como funções secundárias destacam-se assegurar a estabilidade da estrutura, o suporte aos demais subsistemas e a capacidade de navegar com a menor resistência possível pelo atrito do casco com a água. A estrutura pode ser composta por um único elemento, conhecida como monocasco, ou por múltiplos cascos, caso dos catamarãs (duplo casco) e trimarãs. Os materiais normalmente utilizados são madeira, alumínio, fibra de vidro, entre outros. Para iniciar este projeto, a equipe irá utilizar um modelo monocasco de fibra de carbono cedido pela equipe Vento Sul da Universidade Federal de Santa Catarina.

A movimentação da embarcação é realizada pela associação do sistema de propulsão/transmissão e do sistema de direção.

O sistema de propulsão/transmissão gera a força necessária para o deslocamento do barco ao converter a energia elétrica em energia mecânica. A propulsão é garantida pelo motor CC que resulta um

movimento rotativo e pode ser aproveitado para impulsionar a embarcação utilizando-se de hélices ou turbinas de jato de água. No caso desta embarcação, o empuxo será realizado pela conexão de uma hélice ao eixo do motor CC por meio de uma transmissão redutora que irá conferir a rotação ideal de saída. O material da hélice deverá ser alumínio para assegurar resistência mecânica, leveza e ao mesmo tempo é fácil de ser trabalhado, o que facilita o processo de balanceamento do conjunto de propulsão.

O sistema de direção tem como função permitir a alteração de curso da embarcação ao modificar a direção resultante do empuxo gerado. Neste caso, será empregado um leme na popa da embarcação e seu comando será executado por um conjunto de cabos e polias conectados a um volante junto ao habitáculo do piloto.

8. CONCLUSÕES

O projeto de desenvolvimento do Barco Solar do IFSC iniciou em 2012 e atualmente está em fase de testes para participação do Desafio Solar Brasil 2013, que será realizado no Rio de Janeiro em julho do corrente ano.

Assim, os elementos elétricos estão sendo interligados e o sistema mecânico está em fase de testes operacionais.

Optou-se nesta fase inicial do projeto em utilizar predominantemente componentes comerciais, visando o domínio tecnológico do sistema, para posterior desenvolvimento de elementos visando a otimização do sistema.

Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer ao Departamento de Engenharia Mecânica e a Equipe Vento Sul, ambas da Universidade Federal de Santa Catarina, pela doação do casco para a construção do Barco Solar do IFSC. Também manifestam seu agradecimento à FAPESC (Chamada Pública 04/2012 - T.O. 11.340/2012-9) pelo aporte financeiro para o desenvolvimento do projeto por meio do LPEE (Laboratório de Processamento Eletrônico de Energia).

REFERÊNCIAS

- ARMSTRONG, S.; GLAVIN, M. E.; HURLEY, W. G. *Comparison of battery charging algorithms for stand alone photovoltaic systems*. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Ireland, pp. 1469-1475. July 2008.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC Básicos não Isolados**. Edição dos Autores. Florianópolis, SC - Brasil, 2000.

BLUE SKY ENERGY. **What is maximum power point tracking (mppt) and how does it work?**,

Disponível em: <<http://www.blueskyenergyinc.com/>>. Acessado em 28 abr. 2010.

COELHO, Roberto Francisco. **Estudo dos conversores buck e boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos**. 2008. 169 f. Dissertação de mestrado - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

CRESESB. **Energia solar - princípios e aplicações, tutorial do centro de referência para energia solar e eólica**. Sérgio de Salvo Brito.

Disponível em <<http://www.cresesb.cepel.br>>. Acesso em 14 abr. 2010.

DEMONTI, Rogers. **Processamento da energia elétrica proveniente de módulos fotovoltaicos**. 2003. 164 f. Tese de Doutorado – Faculdade de

Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.

FEMIA, Dick et al. *Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method*. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 4, pp. 963-973, 2005.

FREITAS, Susana S. Alves. **Dimensionamento de sistemas fotovoltaicos**. 2008. 104 f. Dissertação de mestrado - Faculdade de Engenharia Industrial ramo Engenharia Eletrotécnica, Instituto Politécnico de Bragança. Bragança, 2008.

HOHM, D. P.; ROPP, M. E. *Comparative study of maximum power point tracking algorithms - Progress in Photovoltaics: Research and Applications*. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 11, pp. 47–62, 2003.

RÜTHER, Ricardo. **Panorama atual da utilização da energia solar fotovoltaica e o trabalho do LABSolar nesta área**. Florianópolis: UFSC, 1999.



A IEEE 802.15.4 COMO PLATAFORMA DE COMUNICAÇÃO DE DADOS

Everton Luiz Ferret dos Santos¹

Resumo: Este artigo mostra as características do protocolo 802.15.4 e o funcionamento das redes ZigBee. Começa com o histórico do surgimento do padrão IEEE 802.15.4, as razões da criação de um protocolo que se assemelha com o Bluetooth, e porque pode ser considerado mais eficiente para algumas aplicações. Serão detalhadas as principais definições do protocolo 802.15.4, sua camada física, e os pontos mais relevantes a respeito de sua camada MAC. Serão analisados os tipos de dispositivos que existem em uma rede ZigBee, as funções lógicas que esses podem exercer, bem como as topologias de rede possíveis de serem construídas com estes dispositivos. Para finalizar, apresentaremos alguns casos de aplicação do ZigBee tentando enfatizar as vantagens do uso desta tecnologia nas referidas aplicações.

Palavras-chave: Comunicação de Dados. Redes Pessoais Sem fio. Padrão IEEE 802.15.4. ZigBee.

Abstract: This paper describes features of the protocol 802.15.4 and operation of ZigBee networks. The motivations for use the IEEE 802.15.4 standard, reasons for the creation of a protocol that is similar to Bluetooth, and causes that it is considered more efficient will be detailed. The 802.15.4 protocol settings, their physical layer, and the most relevant points about its layer MAC will be analyzed. The types of devices in a ZigBee network, your logical functions, as well as network topologies possible will be showed. Finally, some cases of application for ZigBee networks trying to emphasize the advantages of using this technology in those applications will be discussed.

Keywords: Data Communication. WPANs. IEEE 802.15.4 Standard. ZigBee.

¹ Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), campus Florianópolis, IFSC <everton@ifsc.edu.br>.

1. INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, tem-se observado uma continuidade na evolução das redes de comunicação. As redes celulares, por exemplo, são uma consequência natural das redes de telefones cabeadas, uma vez que o custo do cabeamento era cada vez mais alto e cada dia mais havia a necessidade de uma telefonia não fixada a um ponto físico.

Da mesma forma, nos anos 80, com o crescimento acelerado da Internet, era evidente a necessidade de uma comunicação sem fio voltada para esse tipo de tráfego de dados. O IEEE 802.11 cria, então, as redes locais sem fio WLAN – *Wireless Local Area Network* (ERGEN, 2004).

Enquanto os padrões IEEE 802.11 têm como objetivo ser o mais parecido possível com o Ethernet, o IEEE 802.15, padrão para redes locais pessoais WPAN – *Wireless Personal Area Network*,

por sua vez, têm seus objetivos muito diferentes sendo estes: baixo custo, baixo consumo, curto alcance e tamanho reduzido do dispositivo.

As WPANs têm uma natureza pervasiva, possibilitando a integração de computadores a diversos objetos e equipamentos, e ao ambiente, de forma geral. Por utilizarem comunicação sem fio, sua integração com dispositivos móveis é também natural.

A importância das WPANs vêm aumentando nos últimos anos. Elas têm sido usadas em diversos campos, como automação residencial, industrial e agrícola, embarcadas em veículos, para o monitoramento das condições de saúde à distância, entre outros. Algumas aplicações não eram possíveis antes do seu advento, outras se tornaram mais simples com seu uso. Esse tipo de rede é muito importante para o advento da chamada Internet das Coisas. Um dos padrões mais importantes para as WPANs na atualidade é o IEEE 802.15.4 que será

discutido neste artigo, em conjunto com o ZigBee, que especifica uma possível camada de rede para o mesmo.

2. O PADRÃO IEEE 802.15.04

O IEEE 802.15.4 é um padrão para WPANs de baixa velocidade. Elas são caracterizadas por servir a dispositivos de baixo custo, comunicando-se a distâncias curtas, geralmente alimentados por baterias e com severas restrições quanto ao processamento e memória disponíveis. A complexidade do IEEE 802.15.4 é considerada

baixa se comparada a de outros padrões semelhantes, como o Bluetooth. Ele utiliza três faixas de frequências possíveis: 868 MHz, 915 MHz e 2,4 GHz (Tabela 1), adequando-se às normas da maioria dos países. O alcance do rádio geralmente fica entre 10 e 100 m, mas pode haver dispositivos com alcances maiores (até 1.500 m com visada aberta). É utilizado o CSMA-CA (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance*) ou o CSMA-CA com uso de *slots*, para o acesso ao meio físico (RANJAN, 2013; MARÇAL, 2008).

TABELA 1 - Bandas de frequências e taxas de dados (ERGEN, 2004).

PHY	Banda de frequência (MHz)	Parâmetros de espalhamento		Parâmetros dos dados		
		Taxa de espalhamento (kchip/s)	Modulação	Taxa de bits (kb/s)	Taxa de símbolo	Símbolos
868/915	868-868,6	300	BPSK	20	20	Binário
	902-928	600	BPSK	40	40	Binário
2.450	2.400-2.483,5	2.000	O-QPSK	250	62,5	16 símbolos

O IEEE 802.15.4 define apenas as camadas 1 e 2 do modelo de referência ISO/OSI, conforme ilustrado na Figura 1.

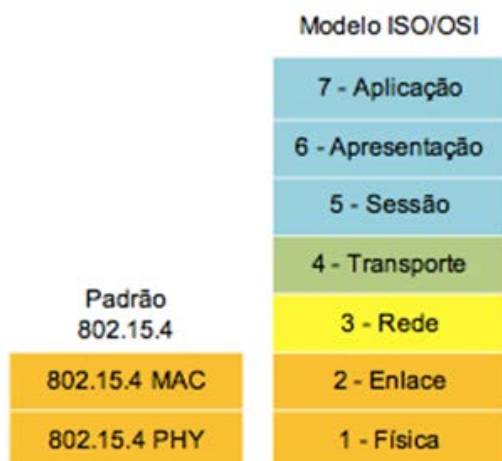


FIGURA 1 - Comparação entre o padrão 802.15.4 e o modelo ISO/OSI.

O padrão IEEE 802.15.4 ficou responsável pela criação das duas camadas mais baixas da tecnologia ZigBee, enquanto que a ZigBee Alliance trabalhava nas camadas superiores. Ao descrever o padrão, no contexto ZigBee, serão descritas as funcionalidades dessas duas camadas (RANJAN, 2013).

2.1. Camada física

A camada física (PHY) do ZigBee segue o protocolo IEEE 802.15.4 e é responsável por permitir a transmissão das PDUs (*Protocol Data Units*), unidades de dados, através de ondas de rádio. A PHY utiliza a modulação DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*) que incorpora em cada

bit de dado um padrão de redundância e os espalha pela largura de banda utilizada. Essa redundância permite não só que o dado seja identificado como pertencente a um determinado nó, como facilita a detecção de erros.

Ao espalhar os dados em todas as frequências da banda, o sinal resultante se assemelha cada vez mais a um ruído, tornando-se mais robusto a interferências. Após ser feito a DSSS, o sinal é modulado em uma portadora para transmissão.

As faixas de frequência utilizadas (Figura 2) são as frequências livres de 2,4 GHz (global), 915 MHz (Américas) e 868 MHz (Europa). Cada uma das faixas implica em uma taxa de transmissão, número de canais e espectros diferentes (ERGEN, 2004; RANJAN, 2013).

Outras responsabilidades da camada física:

- **indicar qualidade de conexão:** ao receber um pacote, o nó receptor envia de volta um pacote LQ (*Link Quality*) que determina qualidade do sinal de conexão;
- **detectar potência dos canais:** a detecção e manipulação desse dado são feitas na camada de rede para definir algoritmos de escolha de canais;
- **reportar canais livres (CCA – Clear Channel Assessment):** a camada física determina se os canais estão ocupados de acordo com o *Carrier Sense* dos sinais em DSSS e/ou caso o parâmetro ED (*Energy Detection*) esteja acima do limite do canal.

O formato da PDU (Figura 3) após a manipulação da camada física é, basicamente, um

signal de sincronismo (SHR), um bloco de informação (PHR), e um bloco de *payload* que representa a PDU vinda da camada superior de enlace.

2.2. Camada de Controle de Acesso ao Meio (MAC)

A camada MAC do padrão IEEE 802.15.4 é responsável pelo processo do encapsulamento dos

dados vindo das camadas superiores preparando-os para serem transmitidos.

2.2.1. Modos de Operação

O método de acesso ao meio caracteriza a rede em dois modos de operação. O modo de operação define a principal característica da rede com ZigBee: baixo consumo de potência.

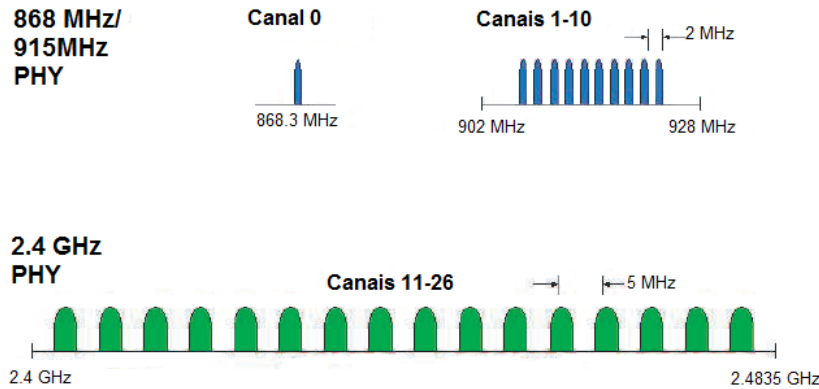


FIGURA 2 - Bandas de frequência (ERGEN, 2004).

Bytes	4	1	1	n
Camada Física	Sequência de Preâmbulo	Delimitador de início de quadro	Comprimento do quadro	MAC PDU
	SHR		PHR	
	6+n			
	PHY PDU			

FIGURA 3 - Formato da PDU (ERGEN, 2004).

Auxiliada pela baixa taxa de transmissão, a capacidade de reduzir seu *duty cycle* permanecendo inativo faz com que o dispositivo possa ser alimentado com baterias muito duradouras. Essa característica só pode ser estendida a todos os dispositivos utilizando o modo *beaconing* (ERGEN, 2004; MARÇAL, 2008).

2.2.1.1. Modo Beaconing

Os dispositivos com funções de roteador, transmitem de tempos em tempos, sinalizações (*beaconings*) para tentar confirmar sua presença aos outros roteadores da mesma rede.

Já os outros nós da rede só precisam estar ativos no momento da sinalização, devendo ser configurados para percebê-la, pois a maioria dos dispositivos permanece dormindo (*sleep*).

Nesse modo, o consumo de energia é o mínimo possível. O método de acesso padrão utiliza o CSMA-CA. Aplicações que necessitem de características de baixa latência devem utilizar o GTS (*Guaranteed Time Slot*), um método de QoS (*Quality of Service*) que garante um espaço de tempo para que o dispositivo faça o que for necessário, sem atrasos.

Para o funcionamento desse modo é utilizada a estrutura de *superframe* (Figura 4). Essa estrutura tem o objetivo de prover banda livre em algumas situações e de proporcionar baixa latência nas transmissões.

2.2.1.2. Modo Non-Beaconing:

Dependendo da aplicação, pode ser difícil obter a sincronia dos *beacon frames*, sendo mais interessante a eliminá-los. No modo *non-beaconing*, se os nós permanecerem desligados por muito tempo podem perder janelas de transmissão ou atualizações de eventos importantes.

O método de acesso utilizado é o CSMA *unslotted* ALOHA, que tem um tempo de espera (*backoff*) aleatório e exponencialmente decrescente, não dependente de *slots* de tempo.

A outra possibilidade é fazer com que a maioria dos nós dispositivos da rede permaneça sempre com seus receptores ativos, consumindo mais energia. Os dispositivos devem ser alimentados com fontes de energia mais potentes e duradouras que pilhas ou baterias comuns. Isso compromete a principal característica da rede: baixo consumo de potência (KINNEY, 2003).

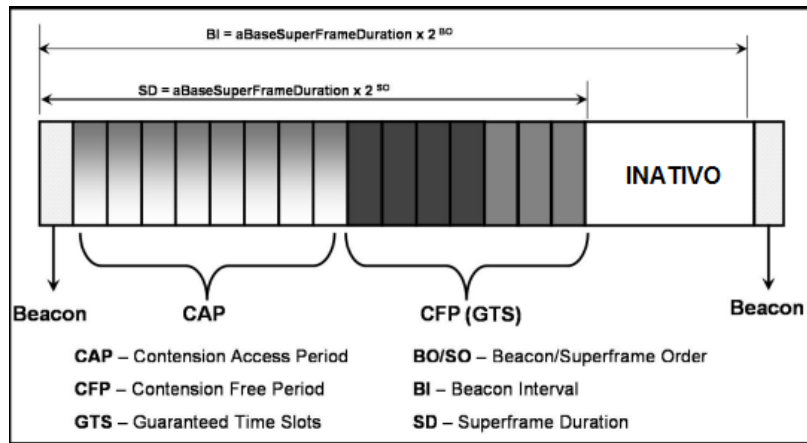


FIGURA 4 - Estrutura do *superframe* (ERGEN, 2004).

2.2.2. Endereçamento

O padrão IEEE 802.15.4 usa dois tipos diferentes de endereçamento:

- EUI-64, com 64 bits de endereço, semelhante à Ethernet;
- existe também a possibilidade de se utilizar um endereço reduzido de 16 bits, a partir do momento que a rede está configurada permitindo um total de 65.535 nós. Essa quantidade parece o suficiente para qualquer aplicação imaginável, mas caso não o seja, é possível configurar um nó gateway.

2.2.3. Frames

2.2.3.1. Beacon frames

Os *beacons* são importantes, pois permitem que todos os nós continuem sincronizados sem precisar ficar recebendo sincronismo por longos períodos de tempo, de forma a economizar energia.

Os dispositivos só precisam acordar quando for o momento de receber o beacon, interpretar alguma configuração diferente que tenha sido passada, e voltar a dormir até a sua próxima atividade.

A Figura 5 apresenta a visão esquemática do *beacon frame*.

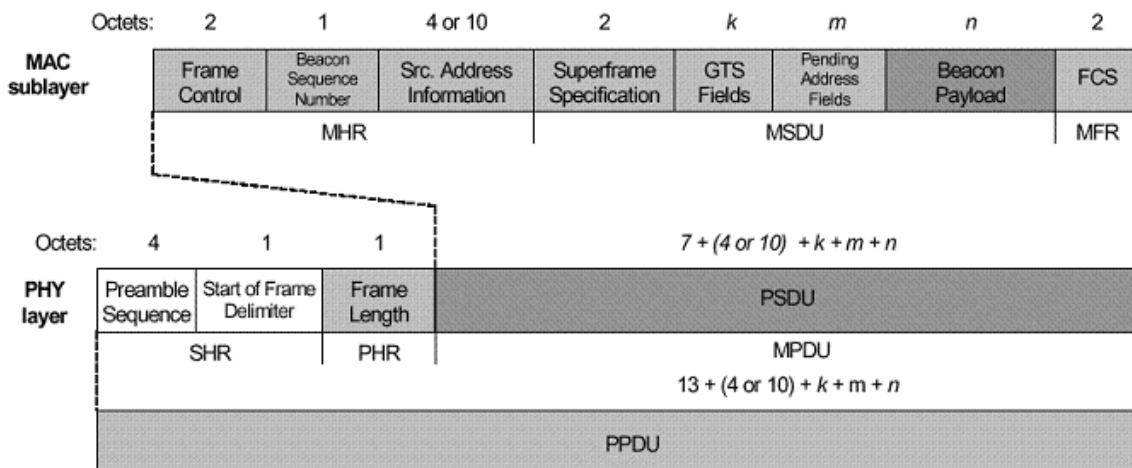


FIGURA 5 - Visão esquemática do beacon frame (RANJAN, 2013).

2.2.3.2. Data Frame:

O número de bytes dos dados serão de, no mínimo, 104 bytes por *frame*, conforme apresentado na Figura 6.

2.2.3.3. Acknowledgement Frame

Permite que o remetente tome conhecimento de que o destinatário recebeu sua mensagem.

A Figura 7 apresenta a visão esquemática de um *acknowledge frame*.

2.2.3.4. MAC Command Frame

Esse tipo de *frame* tem por objetivo prover um mecanismo para a configuração dos nós “clientes”. Sendo assim, ele permite que o coordenador configure os dispositivos independentes do tamanho da rede. A Figura 8 apresenta a visão esquemática do *MAC Command Frame*.

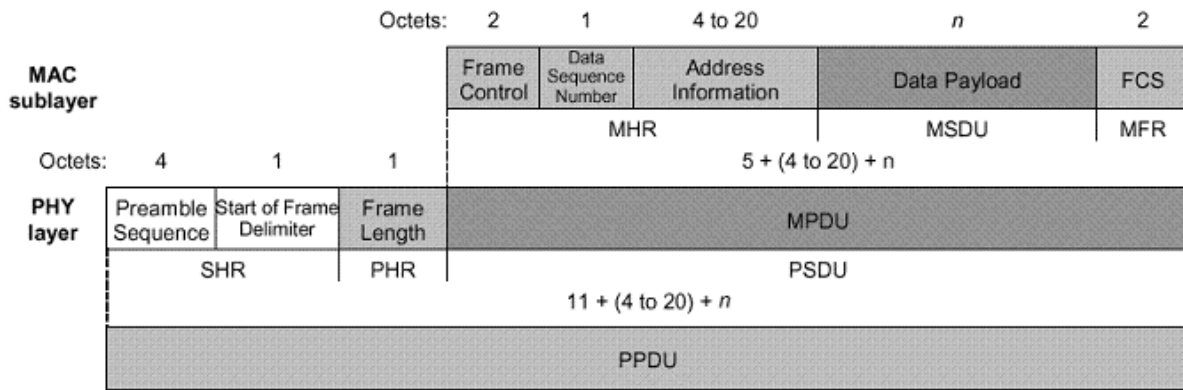


FIGURA 6 - Visão esquemática do data frame (RANJAN, 2013).

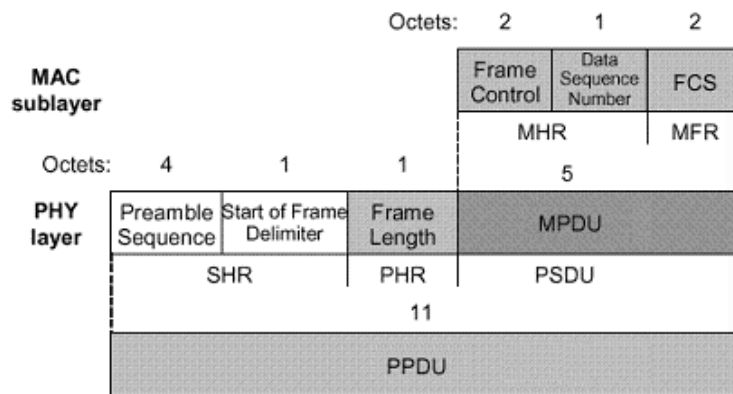


FIGURA 7 - Visão esquemática do acknowledge frame (RANJAN, 2013).

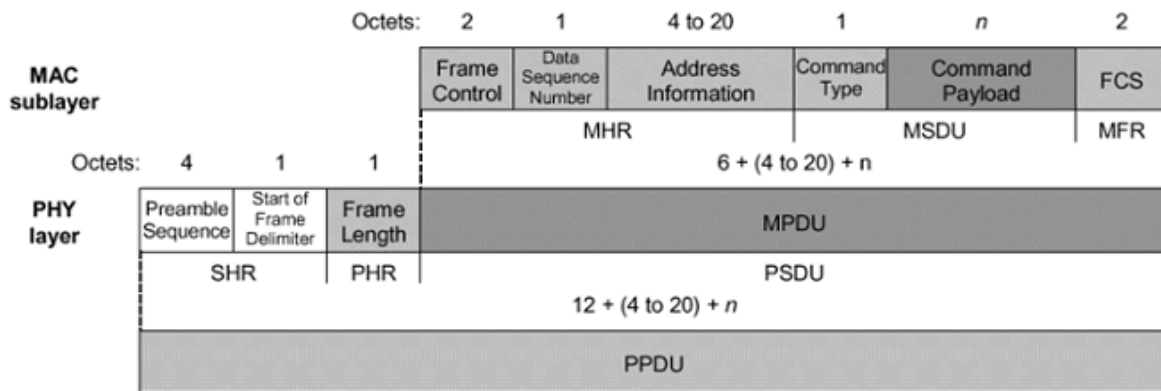


FIGURA 8 - Visão esquemática do MAC Command Frame (RANJAN, 2013).

2.2.4. Segurança

A segurança na camada MAC (Figura 9) protege os frames MAC transmitidos em um único salto na rede. Para saltos múltiplos, a segurança é feita nas camadas superiores: NWK e Aplicações (FRARE, 2009).

A segurança MAC utiliza o algoritmo AES (Advanced Encryption Standard) para criptografar e validar o dado que é enviado. A validação ou

garantia de integridade do dado é feita por MIC (Message Integrity Code).

Caso seja necessário utilizar segurança, um bit do cabeçalho MAC será setado. Com isso, é anexado ao frame o Cabeçalho Auxiliar de Segurança que determina o tipo de proteção utilizado (Security Control), o Contador de Frames (Frame Counter) que garante a sequência e autenticação dos dados e guarda referência da chave (Key Identifier) de 128 bits a ser utilizada para determinado nó.

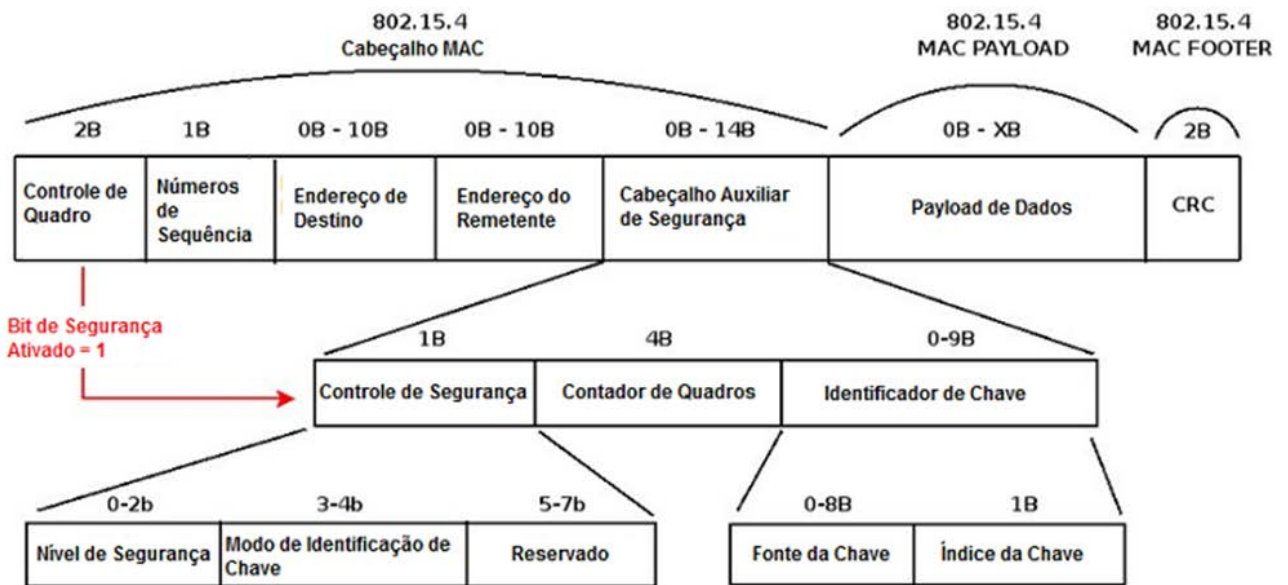


FIGURA 9 - Segurança na camada MAC (FRARE, 2009).

2.2.5. Tipos de Dispositivos

O padrão IEEE define para as redes dois tipos de dispositivos: os de função reduzida (RFD – *Reduced Function Device*), e os de função completa (FFD – *Full Function Device*).

Os dispositivos FFD são aqueles aptos a funcionarem em qualquer um dos modos de operação do padrão: coordenador, roteador ou dispositivo final. Podem se comunicar tanto com outros FFD quanto com dispositivos RFD.

Já os RFD são dispositivos que só podem se comunicar com dispositivos FFD e atuar apenas como *end-pointings* da rede. São dispositivos mais simples e de menor custo, visando um consumo de energia ainda mais reduzido.

De acordo com a disponibilidade de funções do dispositivo (FFD ou RFD) e sua posição na rede, os nós podem ser classificados como: coordenadores, roteadores ou dispositivos finais (Tabela 2).

2.2.5.1. Coordenadores

São os nós iniciais da rede. Um dispositivo ao ser ligado pela primeira vez como coordenador iniciará sua rede selecionando um identificador PAN único no seu raio de influência. Na inicialização, todos os canais da frequência de operação são rastreados até esse PAN ID único ser encontrado. O coordenador opera em estado ativo para efetuar o controle da rede e costuma ser alimentado diretamente reduzindo o risco de falha no nó centralizador da rede.

TABELA 2 – Funções dos dispositivos na camada de rede (AZEVEDO, 2013).

Coordenador ZigBee (ZC)	Roteador ZigBee (ZR)	Dispositivo final ZigBee (ZED)	Função na Camada de Rede
x			Estabelecer uma nova rede ZigBee
x	x		Conceder endereço lógico de rede
x	x		Permitir que dispositivos entrem ou saiam da rede
x	x		Manter lista de vizinhos e rotas
x	x		Rotear pacotes da camada de rede
x	x	x	Transferir pacotes da camada de rede

2.2.5.2. Roteadores:

São usados em topologias em malha (*mesh*) e *cluster* para dar maior robustez à rede. Possuem tabelas de roteamento e, por serem FFD, permitem encontrar o menor caminho para se chegar ao destino. Caso o roteador não possua o endereço de destino requisitado, este fará o *broadcast* de uma requisição de rota (*route request*) e receberá do destino a rota mais eficaz atualizando sua tabela. Este mecanismo dá à rede a característica de auto-

regeneração caso ocorra a queda das funcionalidades de outros nós roteadores na rede (AZEVEDO, 2013).

2.2.5.3. Dispositivos Finais

São os nós finais das topologias estrela e *cluster*. Por serem dispositivos RFD, não fazem função de roteamento nem coordenam a rede. Eles se comunicam diretamente com o roteador “pai” e podem ser implementados com microcontroladores ainda menores (memória e potência), passando

quase todo o tempo em estado inativo. Um dispositivo RFD é a localização comum de sensores, atuadores e sistemas de controle.

2.2.6. Topologias de Redes

As diferentes funcionalidades dos dispositivos permitem uma variedade de maneiras de se instalar a rede. De acordo com a necessidade da aplicação, uma rede pode ser mais robusta, mais econômica, centralizadora ou distribuída. Essas características determinarão o tipo de topologia a ser empregada.

2.2.6.1. Estrela

Na topologia estrela a conexão é realizada entre os dispositivos e um único coordenador central, que é chamado de coordenador PAN. Quando um FFD for ativado pela primeira vez, ele pode estabelecer sua própria rede e se tornar o coordenador PAN. Cada rede vai funcionar com um identificador PAN,

diferente dos usados por outras redes, que estejam dentro da região de influência das ondas de rádio, permitindo que cada uma das redes opere individualmente.

2.2.6.2. Malha

A topologia em malha (Figura 10), conhecida como *peer-to-peer* ou *mesh*, também tem apenas um coordenador PAN.

Nessa topologia todos os dispositivos podem se comunicar entre si desde que estejam dentro do alcance. Essa topologia pode ser considerada uma rede *ad hoc*, com capacidade de se auto-organizar (*self-organizing*) e de se auto-estruturar (*self-healing*). Essa configuração permite também múltiplos caminhos ligando um dispositivo aos outros dispositivos da rede, de forma a permitir uma maior robustez (DAINTREE NETWORKS, 2013).

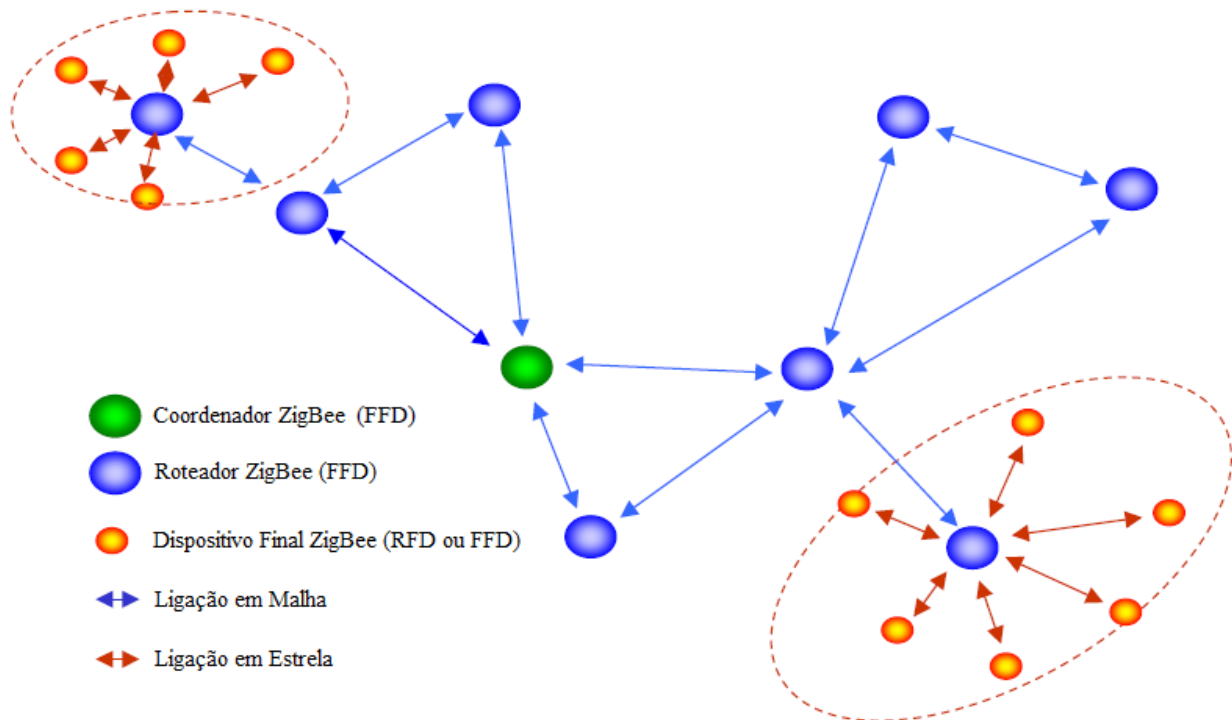


FIGURA 10 - Modelo de rede ZigBee.

2.2.6.3. Árvore

Essa topologia é um aglomerado de redes com topologia malha, ligados por um coordenador PAN, que ficará responsável pela rede. O coordenador PAN fará o *broadcast* do *beacon frame*, anunciando a existência da rede.

Os dispositivos recém adicionados irão se estabelecer, e, assim como seus “pais”, enviarão *beacon frames* buscando novos candidatos a se juntarem a rede.

A principal vantagem dessa estrutura em árvore é aumentar a área de cobertura, ao custo de aumentar o atraso da mensagem.

3. REDES ZIGBEE

O nome ZigBee foi criado a partir da analogia entre o funcionamento de uma rede em malha, e o modo como as abelhas trabalham e se locomovem.

As abelhas que vivem em colméia voam em Zig ... Zag, e dessa forma, durante um vôo a trabalho em busca de néctar, trocam informações com outros membros da colméia sobre distância, direção e localização de onde encontrar alimentos (DAINTREE NETWORKS, 2013).

Uma malha ZigBee dispõe de vários caminhos possíveis entre cada nó da rede para a passagem da informação, assim, é possível eliminar falhas se um

nó estiver inoperante, simplesmente mudando o percurso da informação.

A versão proprietária do ZigBee foi criada para ser utilizada em conjunto com o IEEE 802.15.4. Muitas vezes ambos são confundidos ou descritos como um só padrão, o que, conceitualmente, não corresponde à realidade. O ZigBee implementa as camadas de rede (Figura 11), não presentes no IEEE 802.15.4.

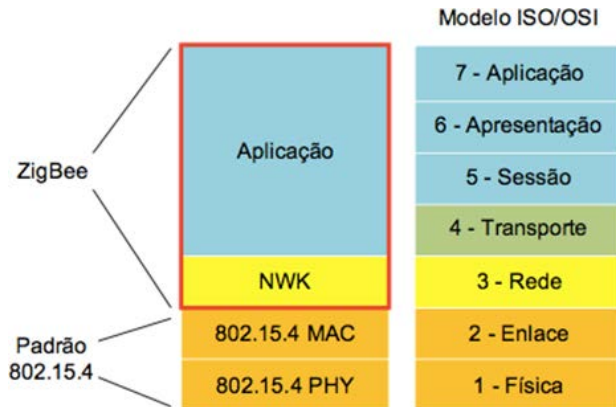


FIGURA 11 - Comparação entre o padrão ZigBee e o modelo ISO/OSI.

3.1. Camada de Rede

A camada de rede é necessária para prover funcionalidade, garantir a correta operação da subcamada IEEE 802.15.4 MAC e oferecer uma interface de serviço para a camada de aplicação. O protocolo define duas entidades de serviços que fornece a interface com a camada de aplicação:

3.1.1. Network Layer Data Entity (NLDE):

O NLDE oferece serviços de dados permitindo à aplicação transportar unidades de dados do protocolo de comunicação (APDU) entre dois ou mais dispositivos:

- **geração do PDU em nível de rede (NPDU):** Gera um NPDU a partir do PDU da subcamada de apoio a aplicação adicionando um cabeçalho apropriado;
- **roteamento específico da topologia:** Transmite um NPDU para um dispositivo destino final da comunicação ou o próximo passo ao destino na camada de cadeia;
- **segurança:** Permite a habilidade de garantir a autenticação e confidencialidade da transmissão.

3.1.2. Network Layer Management Entity (NLME)

O NLME gerencia serviços permitindo uma iteração da aplicação com a pilha, através dos seguintes serviços:

- **configurar um novo dispositivo:** Permite configurar a pilha de operações de forma que apenas o coordenador ZigBee pode iniciar uma nova operação ou juntar-se a uma rede existente;
- **iniciar uma rede:** Estabelece uma nova rede;
- **entrar, reentrar e sair de uma rede:** Apenas o coordenador e o roteador ZigBee pode entrar, reentrar e sair de uma rede;
- **endereçamento:** Permite que o coordenador e o roteador ZigBee atribuam endereços para os dispositivos que entram na rede;
- **descoberta de vizinhos:** Permite descobrir, gravar e reportar informações sobre o vizinho a um salto de um dispositivo;
- **descoberta de rotas:** Descobre e reporta os caminhos através da rede de forma que as mensagens podem ser eficientemente roteadas;
- **controle de recepção:** Permite controlar quando e por quanto tempo um dispositivo é ativo, habilitando a sincronização da subcamada MAC ou recepção direta;
- **roteamento:** Permite utilizar diferentes mecanismos de roteamento tais como: *unicast*, *broadcast*, *multicast* ou muitos outros para troca de dados eficientemente na rede.

3.2. Aplicações das redes ZigBee

Existem diversas aplicações (Figura 12) que podem se aproveitar das características do ZigBee. Aplicações que necessitem de longa duração das baterias, baixo custo, pequenos circuitos, suporte à topologia malha, e possa pagar o custo de uma baixa taxa de transferência, poderá se valer das características do ZigBee para ser implementada (ZIGBEE, 2013).

O ZigBee é de grande valia em situações como (ROGERCON, 2013):

- ambiente já existente, o qual não é cabeado;
- a rede é necessária para medidas e experimentos temporários;
- quando baixo custo de manutenção for uma das principais preocupações do projeto.



FIGURA 12 – Setores de aplicação da tecnologia ZigBee. Adaptado de Rogercom (2013).

4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir das informações apresentadas, pode-se afirmar que as redes com tecnologia ZigBee apresentam características importantes como: longa duração das baterias devido ao baixo consumo e pequenos circuitos.

Qualquer aplicação que tenha essas características como um dos fatores críticos do projeto, pode se aproveitar do Zigbee para sua execução.

Apesar de não ser recente, o protocolo ainda é pouco documentado, o que pode ser uma desvantagem na sua utilização.

Comparada a outras redes sem fio, o custo não é muito sedutor, porém seu uso é muito interessante em redes particulares como edifícios, empresas, hospitais e universidades.

Em redes sem fio para sistemas de controle e automação o ZigBee é uma opção bem conveniente. Ele apresenta bom potencial para trabalhos acadêmicos e de pesquisa por possuir excelentes propostas, mas a tecnologia ainda não está totalmente desenvolvida. Além disto, a rede ZigBee se mostra adaptável a vários tipos de aplicação e proporciona maior comodidade às pessoas, otimizando a rotina de cada indivíduo.

Ainda há características a serem melhoradas, tais como diminuição do consumo de energia, aumento da segurança, aumento da confiabilidade e integridade dos dados.

REFERÊNCIAS

- AZEVEDO, T. **Roteamento ZigBee**. Disponível em <<http://www.gta.ufrj.br/ensino/CPE825/2006/resumos/TrabalhoZigbee.pdf>>. Acessado em 03 dez. 2013.
- DAINTREE NETWORKS. *What's so good about mesh networks?* Disponível em <<http://backup.daintree.net/downloads/whitepapers/mesh-networking.pdf>>. Acessado em 03 dez. 2013.
- ERGEN, S. C. *ZigBee/IEEE 802.15.4 Summary*. 2004.
- FRARE, B.P.; XAVIER, M. F. **Aplicação do ZigBee na Segurança**, 2009.
- KINNEY, P. *ZigBee Technology: Wireless Control that Simply Works*, 2003.
- MARÇAL, I.S. **Bluetooth e Zigbee Padrões para Redes Pessoais Sem Fio**, 2008.
- RANJAN, A. *Wireless Communication using Zigbee*. Disponível em <<http://intranet.daiict.ac.in/~ranjan/sn/presentations/Wireless%20Communication%20using%20Zigbee.pdf>>. Acessado em 03 dez. 2013.
- ROGERCON. Disponível em <<http://www.rogercom.com/ZigBee/ZigBee.htm>>. Acessado em 03 dez. 2013.
- ZIGBEE. Disponível em <<http://www.zigbee.org/>>. Acessado em 03 dez. 2013.