

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Controle Adaptativo de Sistemas Dinâmicos Não-Lineares:
Controle de Pêndulo invertido**

Relatório Final

Aluno: Leandro Ronchini Ximenes

Orientador: Márcio Holsbach Costa

CNPq

PIBIC

Florianópolis, 2007

RESUMO

Este trabalho teve como propósito construir um sistema de controle para um pêndulo invertido através da teoria de controle inverso, utilizando-se algoritmos adaptativos da família *Least Mean Square* (LMS). Inicialmente são apresentadas informações pertinentes aos fundamentos básicos dos elementos de *software* e *hardware* presentes no projeto. Em seguida, é apresentado o algoritmo LMS e sua implementação em uma placa de aquisição e processamento digital de sinais baseada no processador ADSP-21061. Em seqüência, são apresentados os parâmetros de projeto referentes ao sistema de hardware, especificando o tipo de motor e amplificador utilizados. São apresentados experimentos de controle do sistema proposto e uma discussão dos resultados obtidos.

Palavras-chaves: Controle Inverso Adaptativo, Algoritmo LMS, Pêndulo invertido.

SUMÁRIO

| | |
|---|-----------|
| 1 INTRODUÇÃO | 1 |
| 1.1 Objetivos e Justificativas | 1 |
| 2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS | 2 |
| 2.1 Pêndulo Invertido | 2 |
| 2.2 Filtros Adaptativos | 4 |
| 2.3 Algoritmo <i>Least Mean Square</i> | 5 |
| 2.4 Controle Inverso Adaptativo | 7 |
| 2.5 Modulação por Largura de Pulso | 8 |
| 2.6 Motores de Corrente Contínua | 9 |
| 2.7 Servo-Amplificadores | 11 |
| 2.7.1 Amplificador Linear | 11 |
| 2.7.2 Amplificador PWM | 13 |
| 2.8 Processadores Digitais de Sinais | 13 |
| 2.9 Placa de Aquisição de Sinais Sharc EZ-KIT Lite® | 15 |
| 3 MATERIAIS E MÉTODOS | 16 |
| 3.1 Diagrama em Blocos do Controle | 16 |
| 3.2 Implementação do Software | 17 |
| 3.3 Motor de Movimento do Pêndulo | 21 |
| 3.4 Etapa de Amplificação de Potência | 23 |
| 4 RESULTADOS | 25 |
| 4.1 Sensor De Posição Angular | 25 |
| 4.2 Controle do Pêndulo Invertido | 26 |
| 5 DISCUSSÃO..... | 29 |
| 6 CONCLUSÃO | 30 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 31 |

1. INTRODUÇÃO

Uma interessante aplicação da filtragem adaptativa é a técnica de controle inverso adaptativo. Essa técnica pode ser caracterizada como uma forma de controle a laço aberto, na qual um controlador é colocado em série com planta a ser controlada.

A utilização do controle adaptativo inverso permite a obtenção de respostas dinâmicas, com elevado grau de precisão, mesmo para plantas com características extremamente desfavoráveis ao projeto convencional.

Um exemplo desse tipo de aplicação é o problema do pêndulo invertido [1-5]. Neste, um controlador tenta manter em posição estável um pêndulo posicionado em posição invertida (90 graus com relação ao plano horizontal) através de um sistema de acionamento. Distúrbios aplicados sobre o pêndulo tiram o mesmo da posição de equilíbrio e a informação de ângulo, obtida através de um sensor de posição angular é utilizada pelo controlador para produzir um sinal de correção aplicado ao sistema de acionamento (geralmente um motor).

O sistema de pêndulo invertido tem sido utilizado como experimento padrão para teste, comparação e avaliação de um variado conjunto de estratégias de controle, visto que o mesmo se constitui um problema de difícil solução para técnicas de controle convencional [4].

Esse trabalho visa à construção de um sistema de pêndulo invertido e posterior avaliação de desempenho de diferentes técnicas de controle inverso adaptativo. Adicionalmente, pretende-se analisar a influência de não-linearidades, que são inerentes a sistemas de acionamento e sensoriamento de baixo custo, no desempenho destes controladores.

1.1 Objetivos e Justificativas

Este projeto tem como objetivo principal a implementação de um sistema de controle real para avaliação de estratégias de controle adaptativo. Esse sistema permitirá futuramente a comparação de diferentes estratégias baseadas na teoria de controle inverso adaptativo.

Sistemas físicos reais inerentemente apresentam não-linearidades. Deste modo, torna-se oportuna a observação prática do desempenho dessas estratégias de controle frente a uma situação amplamente encontrada em aplicações de engenharia.

2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

A seguir serão abordados alguns temas imprescindíveis para a compreensão deste trabalho. Para tanto, espera-se que o leitor possua conhecimentos básicos sobre vetores e multiplicação de matrizes, além de conceitos básicos de estatística para que melhor possa compreender este relatório.

A seguinte convenção será utilizada para as equações matemáticas: variáveis escalares serão expressas por letras minúsculas em itálico, vetores por letras minúsculas em negrito e matrizes por maiúsculas em negrito.

2.1 Pêndulo invertido

A definição de um pêndulo invertido, como o próprio nome sugere, é de um pêndulo simples posto em uma posição invertida. O melhor modo de descrever um pêndulo invertido é visualmente. Dessa forma suas características são intuitivamente melhor percebidas. A Figura 1 apresenta um pêndulo simples e um pêndulo invertido.

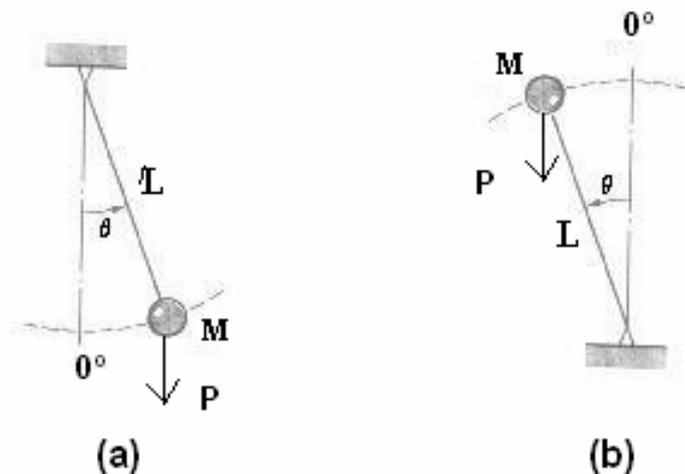


Fig. 1: (a) pêndulo simples; (b) pêndulo simples invertido.

Visualmente é possível perceber que a haste do pêndulo simples oscilará em torno do eixo indicado como 0° ($\theta = 0^\circ$) em função da ação da gravidade indicada pelo vetor peso (P). Devido à perda de energia inerente aos sistemas físicos reais, após um tempo a haste L convergirá para posição de equilíbrio ($\theta = 0^\circ$). No pêndulo invertido verifica-se que a força da gravidade não mais mantém o pêndulo em torno da posição desejada ($\theta = 0^\circ$), mas sim

desestabiliza o sistema, necessitando de uma intervenção externa para garantir a estabilidade [6]. O comportamento dinâmico do pêndulo simples é descrito matematicamente pela equação diferencial não-linear seguinte e pode servir de referência para o pêndulo invertido:

$$T_1(t) = ML^2 \cdot \frac{d^2 \cdot \theta(t)}{dt^2} + PL \cdot \text{sen}(\theta(t)) \quad (1)$$

onde

t → Tempo na forma contínua

$T_1(t)$ → Torque de carga

P → Peso do pêndulo

M → Massa do pêndulo

L → Comprimento do pêndulo

$\theta(t)$ → ângulo entre o pêndulo e a vertical

Resumidamente, um pêndulo é dito ser um pêndulo invertido se é possível o seu posicionamento em torno de $\theta = \pi$ rad (segundo e terceiro quadrantes de um ciclo completo).

O problema do pêndulo invertido observa-se freqüentemente no dia a dia, e naturalmente em acrobacias. O artista acrobata que se movimenta em cima de um monociclo equilibra-se movendo a única roda que o suporta. Brincadeiras infantis, como o equilíbrio do cabo de vassoura na mão, também exigem um trabalho de equilíbrio. A própria capacidade que as pessoas têm de se manter na posição vertical tem aspectos semelhantes aos do pêndulo invertido. Em particular os bebês que ainda estão aprendendo a andar precisam descobrir muito cedo como movimentar os pés para manter o corpo vertical.

Tomando por inspiração a habilidade das pessoas para se manter na vertical, ou seja, controlar o pêndulo invertido, coloca-se pergunta se seria possível o respectivo controle automático. Esta é uma questão interessante tanto cientificamente como do ponto de vista da engenharia.

Cientificamente é interessante ver que quanto mais o pêndulo se afasta da vertical, maior é a força que o leva a cair para a posição horizontal. A forma de equilibrar o pêndulo deverá, portanto, passar pela movimentação da base do pêndulo de forma à "antecipar e evitar a queda".

Do ponto de vista da engenharia, deve-se perguntar, como se pode mover a base e qual deve ser o respectivo deslocamento para manter o equilíbrio? Mover a base é fácil, basta

utilizar um motor elétrico. A pergunta mais interessante é como determinar o deslocamento. A resposta está na utilização de um sensor que meça o ângulo de afastamento em relação à vertical (θ). Dado este ângulo, positivo ou negativo, é possível calcular se a base do pêndulo deve ser deslocada para a esquerda ou para a direita e quanto deve ser este deslocamento. Este é o papel do controlador: a partir do ângulo medido com o sensor, calcular o deslocamento a realizar na base do pêndulo.

Uma das razões pela qual esse controle é atualmente estudado em várias áreas da engenharia é a sua utilidade em muitos dos sistemas construídos pelo homem. Todos os sistemas dinâmicos precisam de algum controle. O pêndulo invertido, que é naturalmente um objeto instável, tem as propriedades de multi-variabilidade, não-linearidade e alta velocidade de controle exigida. Logo, a pesquisa de sistemas de controle para o problema do pêndulo invertido é significativa no sentido de verificar o desempenho da teoria de controle aplicada em ambientes que apresentem estes mesmos aspectos [3].

O pêndulo invertido é sobretudo motivador em virtude da possibilidade de utilização das técnicas de controle em diferentes aplicações. Um exemplo é o lançamento de veículos espaciais. Os foguetes propulsores dos veículos espaciais têm a função de corretamente dirigi-los na direção vertical, tal como o pêndulo, há o risco de alterar-se a rota ou mesmo caírem após o lançamento. Aprofundando um pouco mais é possível verificar que vários sistemas podem ser tratados de forma parecida e que o projeto dos controladores tem estratégias comuns, justificando-se plenamente o seu estudo.

2.2 Filtros Adaptativos

Filtros adaptativos são filtros digitais que possuem como principal característica a capacidade de auto-ajuste dos seus parâmetros a um ambiente, de forma que o processo de filtragem seja otimizado.

Tais filtros possuem grande relevância em situações onde pouca informação é disponível ou onde condições não-estacionárias estão presentes. Nessas situações, a filtragem adaptativa possui melhor desempenho em relação a filtros não-adaptativos.

Basicamente, para se obter o filtro ótimo, bastaria a determinação do vetor de correlação entre sinal desejado e o sinal de entrada (\mathbf{p}) e da matriz de autocorrelação do sinal de entrada (\mathbf{R}). Entretanto, este processo requer uma complexidade computacional elevada para que se tenha uma adequada precisão. De forma associada, isso nem sempre é possível em

virtude de características não-estacionárias do sinal de entrada. Sendo assim, um modo iterativo de ajuste dos pesos (estimação de $\mathbf{p}(n)$ e $\mathbf{R}(n)$) durante o processo de filtragem é necessário.

A partir deste problema, vários algoritmos foram desenvolvidos com o intuito de realizar uma estimação dos coeficientes ótimos em tempo real com o mínimo de complexidade computacional. Entre eles destaca-se o algoritmo *Least Mean Square*.

2.3 Algoritmo *Least Mean Square*

O algoritmo adaptativo LMS de Widrow e Hopf [7] utiliza o erro quadrático instantâneo ($e^2(n)$) como uma aproximação para o erro quadrático médio ($E\{e^2(n)\}$). Uma estimativa do gradiente da função custo é obtida da seguinte maneira.

$$\begin{aligned}
 \hat{\nabla}E\{e^2(n)\} &= \frac{\partial e^2(n)}{\partial \mathbf{w}} \\
 &= \left[\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_0} \quad \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_{N-1}} \right]^T \\
 &= 2e(n) \left[\frac{\partial e(n)}{\partial w_0} \quad \frac{\partial e(n)}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial e(n)}{\partial w_{N-1}} \right]^T \\
 &= -2e(n) \mathbf{x}(n)
 \end{aligned} \tag{2}$$

Com esta estimação do gradiente, há a possibilidade de se especificar um algoritmo do tipo “steepest-descent” (descida mais íngreme) [7], ou seja:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu_a \hat{\nabla}E\{e^2(n)\} \tag{3}$$

Substituindo (2) em (3), obtém-se a equação de atualização do algoritmo LMS, dada por:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu_a e(n) \mathbf{x}(n) \tag{4}$$

Absorvendo a constante $2\mu_a$ em um único parâmetro μ (passo de adaptação ou de aprendizagem) chega-se em:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e(n) \mathbf{x}(n) \tag{5}$$

A equação (5) representa o algoritmo LMS. O LMS é extremamente simples, visto que não requer o cálculo de médias nem derivadas, o que simplifica consideravelmente a

implementação do algoritmo. Entretanto, a consequência dessa simplicidade é a limitação da precisão da estimativa dos coeficientes ótimos, embora esse aspecto possa ser compensado com decorrer das iterações do algoritmo. Tal característica pode ser visualizada na Fig. 2, que demonstra o processo de procura do mínimo de uma função de custo ao longo das diversas iterações.

O desempenho do processo depende diretamente do passo de adaptação μ , o qual é responsável pela velocidade de convergência. Isso significa que à medida que o vetor de coeficientes se aproxima do mínimo da função de custo, o algoritmo deveria se aproximar com passos cada vez menores, a fim de aumentar a precisão do processo.

Segundo [7], a estabilidade do LMS segue a relação

$$0 < \mu < \frac{1}{tr\{\mathbf{R}\}} \quad (5)$$

onde $tr\{\cdot\}$ é a operação de traço sobre a matriz argumento.

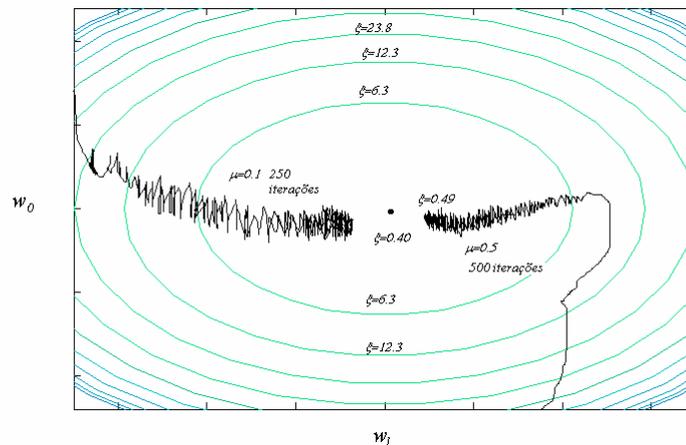


Fig. 2: Superfície de desempenho do algoritmo LMS e processo de convergência. Dois processos de convergência são apresentados. O processo da esquerda com elevado passo de adaptação necessita de menos iterações para se aproximar do mínimo. No entanto, possui maior ruído associado.

A seção seguinte apresenta algumas vantagens do controle inverso adaptativo em relação aos sistemas convencionais de controle.

2.4 Controle Inverso Adaptativo

Um sistema convencional de controle não-adaptativo é ilustrado na Figura 3:

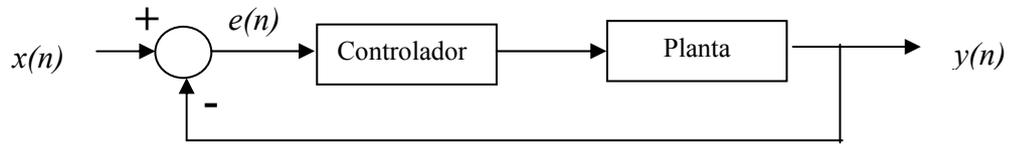


Fig. 3: Sistema de controle realimentado convencional.

Neste sistema, $x(n)$ é o sinal de referência e $y(n)$ o sinal de saída da planta. Através da realimentação, o sinal desejado (referência) é comparado com o sinal instantâneo da saída da planta e o erro $e(n)$ entre eles é utilizado para excitar o controlador e conseqüentemente a planta. Quanto maior for o erro, maior será o sinal de excitação que será amplificado pelo controlador.

O projeto do controlador, no entanto, deve ser feito de modo a prevenir comportamento instável e garantir uma resposta dinâmica adequada. Contudo, em situações reais onde a planta apresenta uma não-estacionaridade ou onde a mesma seja desconhecida, o controle apresentado na Figura 3 se mostra muitas vezes inadequado [8]. A filtragem adaptativa, no entanto, permite a identificação de plantas desconhecidas e além disso, possui desempenho de controle melhor nessas situações do que sistemas não-adaptativos convencionais. O diagrama de blocos de um controle inverso adaptativo usando o algoritmo LMS é mostrado na figura Fig.4 a seguir:

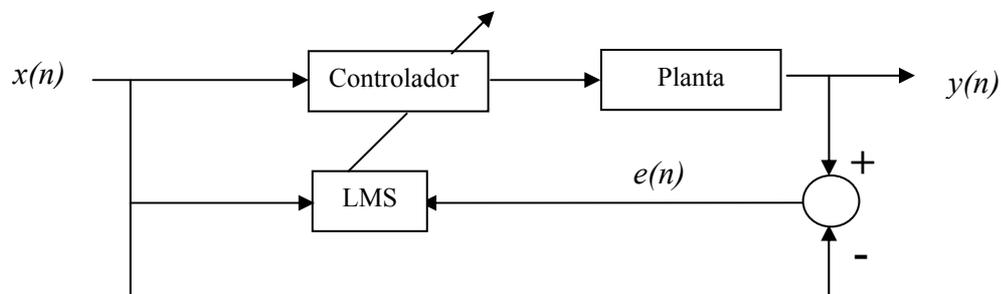


Fig. 4: Controle inverso adaptativo utilizando o algoritmo LMS.

A idéia básica do controle inverso adaptativo é fazer com que a função de transferência do controlador seja a inversa da planta. Deste modo, o sinal de saída seria o mesmo que o sinal de referência e o erro $e(n)$ do processo seria zero. O controlador neste caso é um filtro digital de resposta finita ao impulso cujos coeficientes são atualizados instante a instante pelo algoritmo LMS [8].

Sendo assim, as características de robustez e baixa complexidade computacional do LMS fazem com que este tipo de controle seja adequado mesmo em algumas situações que apresentem características de instabilidade e variabilidade no tempo.

O conhecimento adquirido até aqui é necessário para a apresentação de uma estratégia de controle inverso adaptativo. No entanto, a aplicação prática dessa técnica exige outros conhecimentos. Nas páginas seguintes serão abordados os temas: modulação por largura de pulso, muito utilizada em sistemas de controle; motores de corrente contínua, tais como aquele que será usado na movimentação da base do pêndulo; servos-amplificadores, exigidos no fornecimento de energia ao motor; processadores digitais de sinais (DSP – *Digital Signal Processor*), os sistemas que executam o algoritmo de controle e por fim, a placa de aquisição de sinais utilizada, que contém entre outros componentes, o DSP.

2.5 Modulação por Largura de Pulso

A Modulação por Largura de Pulso, mais conhecida por PWM (*Pulse Width Modulation*), é uma poderosa técnica de modulação muitas vezes usada para controle de circuitos analógicos através de sinais digitais freqüentemente oriundos de um processador digital. O PWM é empregado em uma ampla variedade de aplicações, indo desde a área de comunicações até o controle de potência [9].

Vale lembrar que um sinal analógico é um sinal contínuo, com resolução infinita em magnitude e tempo. É intuitivo e simples de perceber que a utilização de um sinal analógico nem sempre é economicamente atrativa ou mesmo viável praticamente, esse é o caso de um sinal analógico de controle submetido a um ruído aditivo.

O controle digital de circuitos analógicos reduz drasticamente os custos do sistema e o consumo de energia. Além disso, muitos processadores possuem um gerador de PWM incluso, facilitando a implementação.

O objetivo do PWM é gerar uma onda retangular onde o tempo de duração em cada nível lógico, ou seja, a largura do pulso, corresponda a uma certa amplitude do sinal analógico

[9]. Assim, quanto maior a razão entre o nível lógico alto e o nível lógico baixo, maior será a energia fornecida e o sinal apresentará uma amplitude analógica maior. A essa razão é dado o nome de razão cíclica (ou *duty cycle*, em inglês). Se a razão cíclica de um sinal for de 10%, significa que ele permanece em nível alto por 10% do período do sinal, o que equivale a fornecer 10% da energia total do sinal.

Na Figura 5 são apresentados três exemplos de sinais, indicando a razão cíclica de cada. Quanto maior for esta, maior será a energia fornecida para o controle.

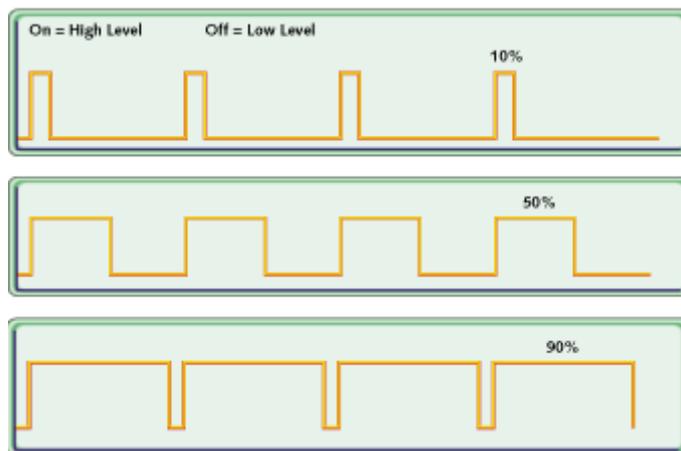


Fig. 5: Sinal modulado PWM. As imagens superior, intermediária e inferior apresentam razões cíclicas de 10%, 50% e 90%, respectivamente.

Uma das grandes vantagens do PWM é que o sinal pode permanecer na forma digital durante todo o tempo, do processador ao sistema controlado, não necessitando de nenhuma etapa conversora para a forma analógica. Na forma digital, os efeitos do ruído aditivo são minimizados. Esta vantagem é muito apreciada em aplicações de telecomunicações.

Posteriormente, na seção de Materiais e Métodos, será explicado como o motor de corrente contínua se relaciona com a forma do sinal PWM aplicado. Porém, deve-se primeiro entender o funcionamento básico do motor CC.

2.6 Motor de Corrente Contínua

O motor de corrente contínua (CC) é uma máquina de conversão eletromecânica, possuindo fluxo de potência invertido ao de um gerador CC. Ele é formado por um conjunto de espiras montado sobre um rotor (armadura) e um conjunto de espiras fixo (estator). Em

todos os motores CC, exceto aqueles permanentemente magnetizados, a corrente precisa passar para as espiras da armadura através de escovas de carbono que deslizam sobre um conjunto de superfícies de cobre chamado de comutador, o qual é montado sobre o rotor. A combinação escova-comutador configura uma chave deslizante que energiza porções particulares da armadura, baseadas na posição do rotor. Este processo cria pólos (norte e sul) magnéticos sobre o mesmo e são atraídos ou repelidos pelos campos do estator, gerado também pela passagem direta da corrente sobre suas espiras. Essas forças de atração e repulsão são as causas da rotação do motor [10].

A grande vantagem dos motores CC pode ser o controle de velocidade. Uma vez que a velocidade é proporcional à tensão de armadura e inversamente proporcional ao fluxo magnético produzido pelos pólos, o ajuste da tensão de armadura ou a corrente de campo irá alterar a velocidade do rotor. Ainda que existam hoje controladores de frequência que provêm grande precisão do controle da velocidade de motores de corrente alternada (CA), eles o fazem com alto custo da qualidade de energia, gerando harmônicas sobre o sinal de alimentação. Por sua vez, os motores CC não apresentam essa desvantagem [10].

No entanto, entre as desvantagens dos motores CC estão o alto custo inicial e de manutenção dos mesmos. Além disso, circuitos retificadores são necessários quando se pretende alimentá-los pela rede elétrica alternada, o que pode causar problemas na qualidade de energia.

Depois de mais de um século, os motores CC ainda estão em larga escala de uso e graças a algumas aplicações dedicadas que não mostram sinais de desaparecimento eles serão encontrados no mercado por muitos anos ainda.

Neste trabalho, a saída do controlador adaptativo acionará um motor CC responsável pelo suprimento do torque necessário para o controle do pêndulo. Sendo um processo adaptativo, não são necessárias informações precisas sobre o tipo de motor CC (motor série, derivação, composto, etc.) que será usado no projeto. Sendo assim, não serão apresentadas as equações de relação torque x tensão de armadura do motor.

A seção seguinte aborda o amplificador de potência necessário para o acionamento do motor CC.

2.7 Servo-amplificadores

O estágio de potência do circuito elétrico designado para o acionamento de um servomotor de corrente contínua, via controle de velocidade ou posição, é chamado de servo-amplificador [9].

Um servo-amplificador deve ser capaz de amplificar o sinal de controle e, além disso, deve fornecer ao dispositivo a ser controlado um sinal adequado ao seu funcionamento. Comumente um amplificador pode ser dividido em duas etapas de amplificação, a etapa pré-amplificadora e a etapa amplificadora propriamente dita.

A etapa pré-amplificadora é responsável pela adequação do sinal controlador antes que este seja amplificado. Será visto mais adiante que a faixa de tensão de operação do motor e o tipo do sinal, contínuo ou PWM, é obtido dessa etapa em alguns casos.

Por fim, a etapa amplificadora deve ajustar o sinal pré-amplificado para uma potência desejada, controlando o nível da corrente elétrica utilizada para o controle [11].

Há dois tipos básicos de servo-amplificadores: o acionamento por corrente contínua, também chamado de amplificador linear e o acionamento por PWM [9]. A seguir serão abordados esses dois métodos

2.7.1 Amplificador Linear

O primeiro tipo de amplificador é baseado no acionamento através da amplificação do sinal de controle por transistores operando em uma região linear. Este é o tipo mais comum de amplificador, sendo utilizado nas mais variadas aplicações de engenharia.

Amplificadores lineares são divididos em classes de operação, de acordo com o grau de linearidade no qual ele está trabalhando. São categorizados por classes A, AB, B, C e D, entre outros, onde a classe A representa uma faixa de operação totalmente na região linear.

Quando se trata de amplificadores transistorizados, a faixa linear tem relação com o ponto de corte do transistor, ou seja, a tensão limiar de condução. Portanto, amplificadores de classes diferentes se distinguem apenas pelo nível de polarização da base do transistor. Deste modo, quanto mais linear for o amplificador, maior o consumo de energia, fator este importante no projeto de um sistema de acionamento de máquinas elétricas.

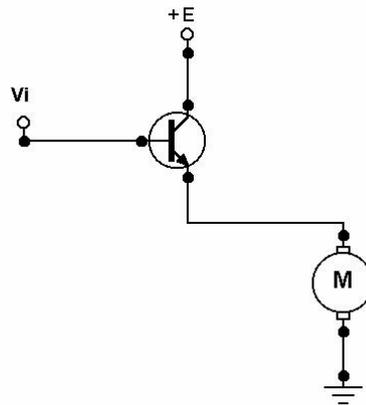


Fig. 6: Amplificador para controle de motor unidirecional

O amplificador linear básico pode ser visto na Figura 6. Um motor CC é ligado entre o emissor e o terra. O sinal de controle é aplicado na base do transistor. Se ignorarmos o potencial entre base e emissor (aproximadamente 0,6V), tem-se V_i entre os terminais do motor. A corrente elétrica é suprida pela fonte E . Logo, o motor é controlado pela tensão de entrada.

Esse circuito básico, no entanto, possui uma importante desvantagem. Uma vez que o potencial aplicado ao motor é unipolar, devido às características do transistor, o motor só possuirá um sentido de rotação. Como servomotores são usados freqüentemente para controle de posição, movimentos bidirecionais são essenciais nesses tipos de aplicação. A Figura 7 apresenta uma alternativa para o motor girar em ambas as direções.

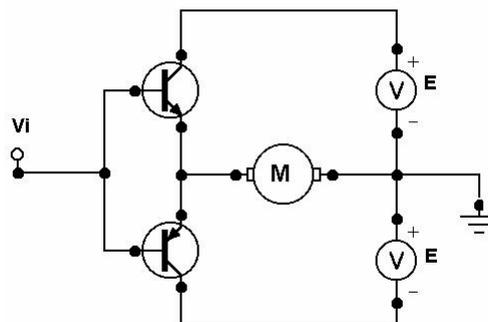


Fig. 7: Amplificador para controle de motor bidirecional

Se novamente ignorarmos a tensão limiar de condução dos transistores, a tensão V_i aparecerá novamente sobre o motor. Deste modo, o amplificador fornece a potência necessária ao funcionamento do motor através do fornecimento da corrente elétrica adequada. Logo, V_i deve também ter a forma de onda adequada para o controle do motor, cabendo a uma etapa pré-amplificadora o ajuste desta tensão. Como a etapa pré-amplificadora não exige um

grande nível de corrente, que é a função da etapa seguinte, existem inúmeros modos de ajuste de tensão, cada um apropriado ao tipo de aplicação no qual será usado o amplificador.

2.7.2 Amplificador PWM

Algumas das vantagens dos servo-amplificadores lineares é que seus circuitos são simples e geram pouco ruído elétrico. Entretanto, uma grande quantidade de energia é dissipada como calor através dos transistores e portanto, as implicações associadas ao projeto, como proteções térmicas e dissipadores, são significativas.

Para reduzir a perda por calor e aumentar a eficiência, a amplificação por modulação por largura de pulso (*PWM – Pulse-Width Modulation*) pode ser empregada. Como dito anteriormente na seção que explica a técnica de PWM, a largura de cada pulso do sinal é responsável pela quantidade de energia do sinal. Assim, ao contrário do sinal contínuo de infinitas magnitudes do amplificador linear, o sinal gerado pelo PWM é um sinal chaveado entre o nível máximo de sinal e a ausência de sinal, o que permite um melhor controle do motor com uma diminuição da potência dissipada pelo transistor, já que ele trabalha apenas em dois estados, fechado ou aberto, em corte ou saturado.

O servo-amplificador básico PWM difere do amplificador linear apenas em relação à etapa pré-amplificadora, que ao invés de fornecer um sinal contínuo, envia um sinal modulado em pulsos, responsável pelo chaveamento dos transistores.

Independente da escolha do amplificador, o sistema de controle do pêndulo invertido pode ser dividido aqui em duas fases: interno e externo à placa de aquisição de sinais. À parte interna correspondem os blocos de controle ligados ao algoritmo LMS e à parte externa o hardware ligado aos canais de entrada e saída da placa, ou seja, o motor, amplificador, sensor, etc. Nas próximas seções serão abordados o processador digital de sinais, que é um processador especializado e a placa de aquisição de sinais, responsável pela interface entre mundo interno (software) e externo (hardware).

2.8 Processadores Digitais de Sinais

Existem diversas famílias de processadores digitais de sinais (DSPs) presentes hoje no mercado, havendo muitos processadores para cada família. Devido à impossibilidade de se registrar aqui todas as características, de todos os processadores, serão focadas apenas as

características mais comuns que distinguem os processadores digitais de sinais de processadores de propósito geral [12]. Estas características são apresentadas a seguir:

- Multiplicar-Acumular rápido: A propriedade mais conhecida dos DSPs é a capacidade de realizar a operação de multiplicar-acumular (MAC) em um único ciclo. Essa habilidade é muito útil quando se precisa trabalhar com multiplicação de vetores (produto interno), como na filtragem digital adaptativa.
- Acesso múltiplo à memória: A segunda característica mais comum entre os processadores digitais de sinais é a possibilidade de acessar várias vezes a memória em um único ciclo. Isto permite ao processador a execução de uma instrução ao mesmo tempo em que ele busca operadores para as operações seguintes ou guarda resultados de operações passadas, o que aumenta o desempenho do processamento.
- Modo de endereçamento especializado: Para permitir o máximo desempenho do processador, os DSPs incorporam unidades geradoras de endereços especializadas. Estas, por sua vez, apresentam modos de geração dedicados a cada aplicação no processamento digital de sinais. Entre esses modos podemos encontrar o endereçamento circular, utilizado para simplificar a implementação de *buffers* de dados, e o endereçamento com pós-incremento, utilizado onde existem procedimentos repetitivos.
- Controle de execução especializado: Muitos algoritmos de processamento digital de sinais apresentam entre si muitas semelhanças, como a presença de laços, interrupções e canais de entrada e saída. Assim, muitos DSPs apresentam elementos de controle de execução diferenciados, como laços especiais, para melhorar a performance.
- Periféricos e interfaces de Entrada/Saída: Como em todas as características acima, que visam melhorar o desempenho do processamento, os processadores digitais de sinais incorporam elementos de interface externa, como portas seriais e paralelas, e mecanismos especializados de controle destas, como DMAs (*Direct Memory Access*).

O DSP utilizado neste trabalho foi ADSP-21061 da Analog Devices® e será melhor caracterizado na próxima seção.

2.9 Placa de Aquisição de Sinais Sharc EZ-KIT Lite[®]

A placa de aquisição de sinais SHARC EZ-KIT Lite[®] [13] possui:

- Processador ADSP-21061 da Analog Devices à 40 MHz de *clock*;
- Conversor AD1847 16-bit Stereo SoundPort Codec;
- Interface RS-232;
- EPROM incluída ;
- “Push-Buttons” para “flag”, interrupção externa e reset do processador;
- Conjunto de LEDs programáveis;
- Tensão de alimentação regulável;
- Conectores para expansão de *Hardware*;

O Processador Digital de Sinais ADSP-21061 é um processador de 32 bits de ponto-flutuante com memória SRAM interna de 1 Mbit, duas portas seriais assíncronas de 40 Mbits e um controlador DMA sofisticado [14].

O Codec AD1847 é um conversor A/D e D/A, permite diferentes ganhos na entrada e saída e trabalha com 16 bits de representação numérica [15]. A Figura 8 apresenta o diagrama em blocos da placa Sharc Ez-Kit Lite.

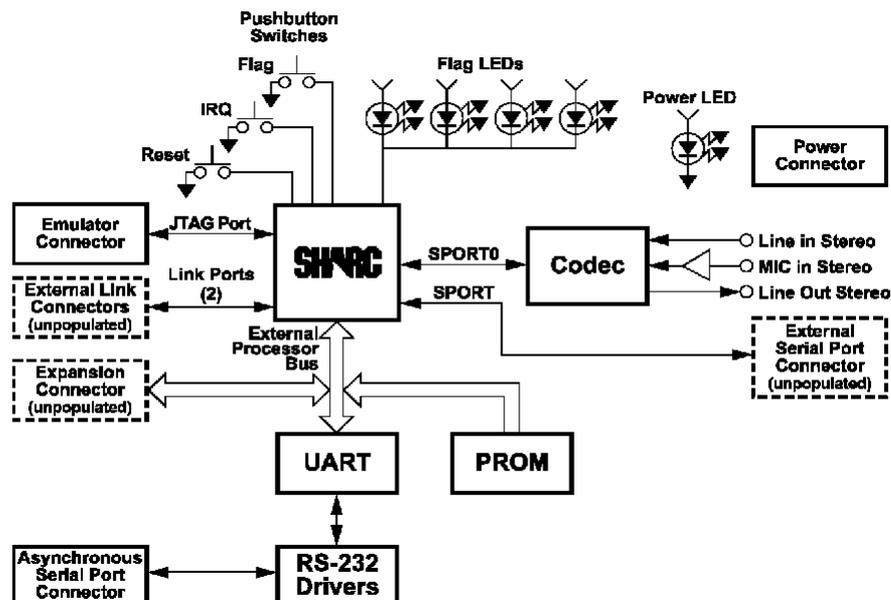


Fig. 8: Placa Sharc Ez-Kit Lite.

2. MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo são apresentadas as diversas partes que compõem o sistema de um pêndulo invertido. Conhecidos os fundamentos teóricos que cercam o tema, são definidas as especificações de projeto e a forma na qual elas foram implementadas.

3.1 Diagrama em blocos do controle

Na Figura 9 é apresentado o diagrama em blocos do projeto.

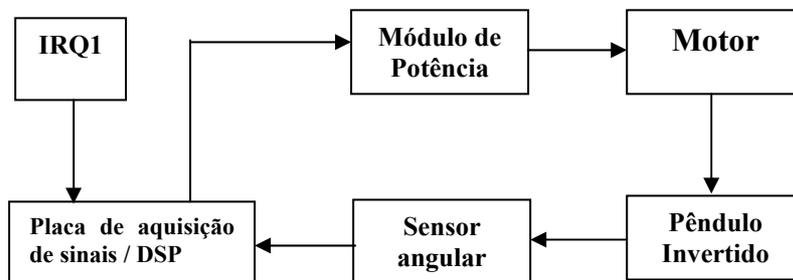


Fig. 9: Diagrama de Blocos do Projeto.

O símbolo na parte superior esquerda da Figura 9 representa o botão de interrupção IRQ1 da placa de processamento EZ-KIT. Este botão tem a tríplice função de capturar a posição de referência do pêndulo, iniciar e finalizar o processo de controle.

O funcionamento do sistema pode ser entendido através da seguinte seqüência de eventos:

1. Pressionando-se o botão de inicialização IRQ1 inicia-se um movimento lento do motor em direção horária;
2. Ao verificar visualmente a posição desejada o usuário pressiona novamente o botão IRQ1 e o motor pára na posição desejada;
3. O sistema armazena a posição inicial desejada através da informação do sensor de posição angular (potenciômetro);
4. O usuário sustenta o pêndulo na posição vertical e pressiona mais uma vez o botão de interrupção IRQ1 fazendo com que o processo de controle de posição

seja habilitado;

5. O usuário libera o pêndulo. Sob a ação da gravidade o pêndulo tende a inclinar-se para um dos lados e o sistema assume o controle tentando minimizar o erro entre a posição atual e a posição inicial desejada;
6. Para finalizar o processo, novamente deve-se apertar o botão IRQ1.

Cada etapa descrita acima é relacionada exclusivamente com o software, sendo independente do tipo de sensor (potenciômetro) ou atuador (motor) que será usado no projeto. Por este motivo, será focado primeiramente a parte do software e em seguida os componentes de hardware.

3.2. Implementação do software

Na Figura 10 é apresentado o diagrama em blocos do projeto sob o ponto de vista da teoria de controle inverso:

O valor de resistência do potenciômetro na posição inicial, definida pelo usuário, serve como sinal de referência para o sistema de controle inverso. Este sinal é aplicado ao filtro adaptativo cujos coeficientes são inicializados com valores nulos. Nesta situação, o sinal de saída do filtro adaptativo deve ser tal que o motor permanece parado. Em decorrência da ação da gravidade o pêndulo sofrerá uma deflexão ao ser liberado pelo usuário e conseqüentemente um sinal de erro $e(n)$ não nulo será produzido. Esse sinal, em conjunto com o de referência, é utilizado para atualizar o vetor de coeficientes $\mathbf{c}(n)$ de forma a produzir um sinal de acionamento ao motor com a finalidade de corrigir a posição do pêndulo. Esse processo atua indefinidamente até que o botão de finalização do processo de controle seja acionado ou que o pêndulo caia.

O algoritmo LMS foi programado em linguagem C de forma a possibilitar sua implementação na placa de desenvolvimento Sharc Ez-Kit Lite. Para o correto funcionamento do algoritmo em tempo real também foi necessário estudar a programação dos temporizadores, interrupções e programação do CODEC [15]. Uma vez compilado em um computador pessoal (PC), o arquivo executável do programa, com o algoritmo LMS, é transferido para a placa de aquisição de sinais. O DSP então executa todos os comandos presentes no *software*, incluindo a utilização da interface externa da placa. O botão de

interrupção IRQ1 da placa é utilizado para o captura da posição de referência, do início e final do processo de controle.

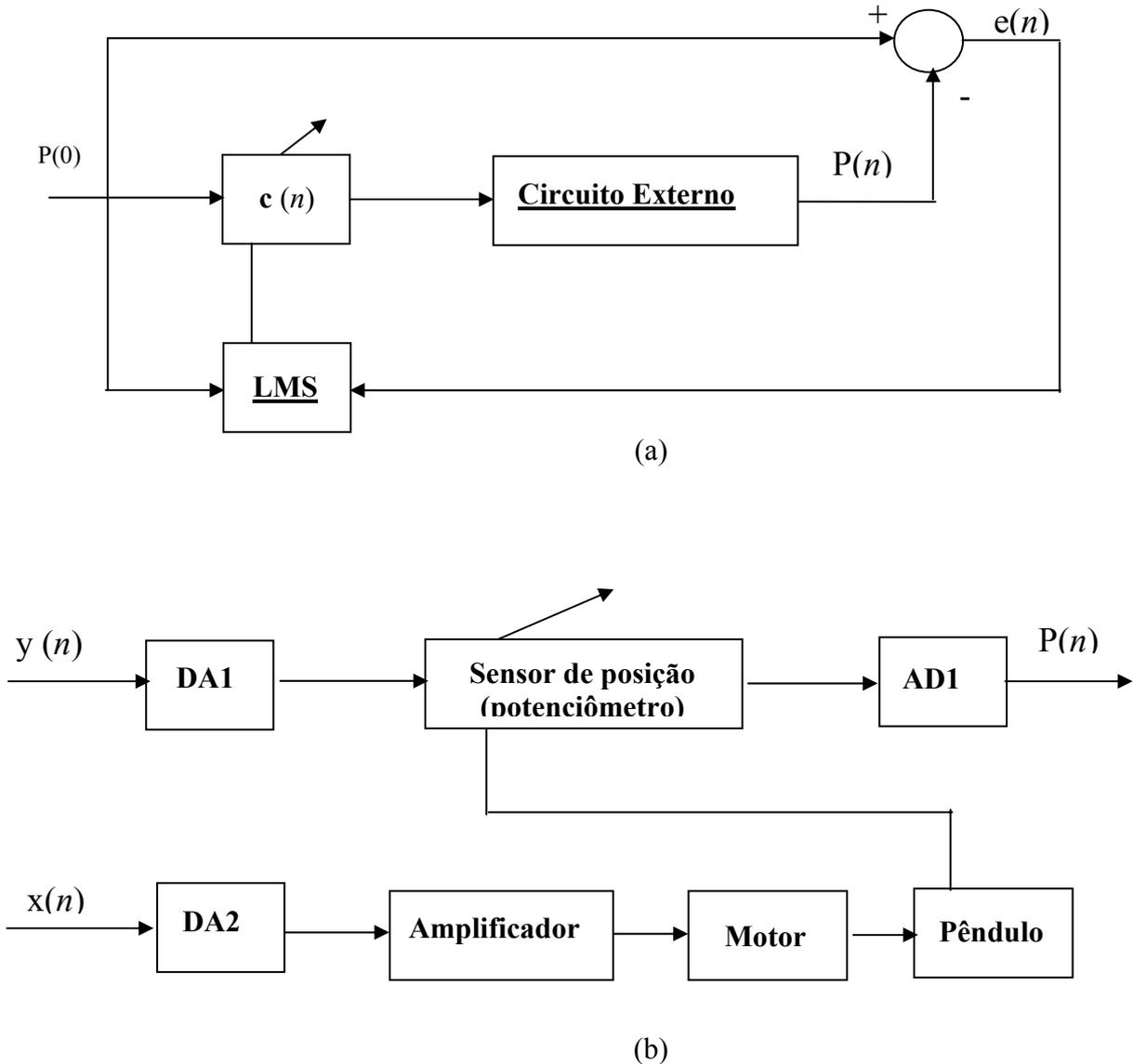


Fig. 10: Diagrama em blocos do sistema de controle inverso com o algoritmo LMS. (a) Implementação em software; (b) Implementação em hardware.

A existência de dois canais independentes no Codec da placa de aquisição de sinais [13] permite que as tarefas de acionar o motor através do sinal de controle e obter a posição instantânea do sensor, sejam realizadas concomitantemente. A partir disto, são gerados dois sinais, $y(n)$ e $x(n)$, na saída da placa de processamento de sinais. O primeiro é o sinal utilizado para movimentar o motor e depende da saída do filtro adaptativo. O sinal $x(n)$ é um sinal senoidal de frequência e amplitude máxima constantes, necessário para a excitação do sensor

de posição (potenciômetro). O valor da referência $P(n)$ é adquirido analisando o grau de escalamento deste sinal devido à passagem pelo sensor de posição. Com o movimento do pêndulo, o sensor fornecerá diferentes amplitudes, o que resulta em variados valores de posição instantânea.

Basicamente o funcionamento do programa consiste nos seguintes passos:

1. Programação do CODEC e da forma de transmissão de dados entre ele e o processador.
2. Programação dos temporizadores e das interrupções de forma a estabelecer uma determinada frequência de amostragem.
3. Sistema entra em espera até que o temporizador acione a interrupção a cada chamada da rotina de interrupção:
4. Aquisição do sinal $P(0)$ de referência;
5. Inicia então o algoritmo LMS;
6. Avalia a saída do filtro adaptativo ($y(n)$);
7. Envia o sinal de excitação ($y(n)$) para um dos canais de saída do conversor digital-analógico (DAC – *digital to analog converter*);
8. Envia o sinal de excitação do sensor ($x(n)$) para o segundo canal do conversor digital-analógico.
9. Adquire uma amostra do conversor analógico-digital (ADC – *analog to digital converter*) e calcula o novo valor de $P(n)$;
10. Avalia o erro ($e(n)$) entre $P(0)$ e $P(n)$.
11. Atualiza coeficientes ($c(n)$).
12. O processo retorna ao item 6 até que o botão IRQ1 seja apertado e o programa seja finalizado.

Na Figura 10b, os elementos motor, amplificador, pêndulo e potenciômetro são elementos de hardware e não implementados por software. Sendo assim, a ligação destes com o algoritmo LMS é feita através dos canais de entrada (ADC) e saída (DAC) da placa de aquisição de sinais. A presença de filtros nesses canais acarreta distorções nos componentes de altas e baixas frequências do sinal de acionamento, alterando consideravelmente o desempenho do LMS. Deste modo, o sinal de saída da placa deve estar em médias

freqüências, o que implica em outros problemas, uma vez que o motor CC, como o próprio nome sugere, deve trabalhar com corrente contínua.

Para o contorno deste problema, o sinal de acionamento apresenta-se na forma de PWM, que apesar de ser alternado, é capaz de controlar um motor CC [9]. A resposta do motor ao PWM será do seguinte modo: um sinal com dois níveis de tensão, $\pm V_o$ (bidirecional), é modulado de modo que, se o motor deve girar para o lado direito, o sinal permanecerá por mais tempo em $+V_o$ e menos tempo em $-V_o$. Na rotação invertida, invertem-se também os níveis lógicos. O motor na situação de repouso possui a mesma proporção de níveis lógicos. Sendo assim, o sentido e a velocidade do motor estão diretamente ligados ao nível médio do sinal PWM, como mostra Figura 11 [9]:

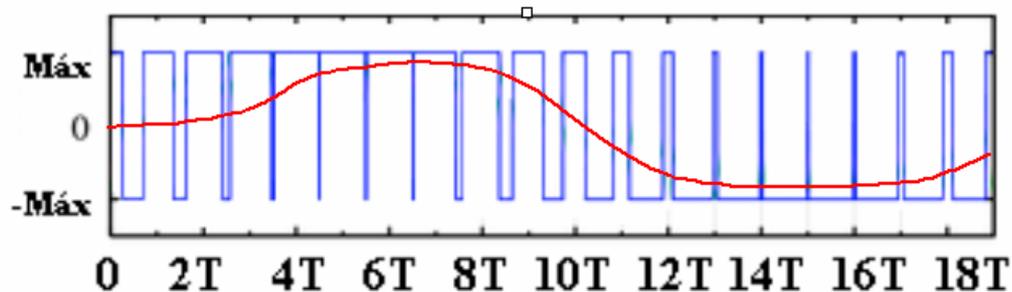


Fig. 11: Forma de onda PWM que oscila entre o valor máximo positivo (“Máx”) e o valor máximo negativo (“-Máx”). A curva azul apresenta o sinal PWM gerado e a curva vermelha o nível médio correspondente ao sinal analógico equivalente.

O princípio de geração de uma onda em PWM é a comparação entre um sinal de informação (sinal modulante) e uma onda portadora [16]. A onda portadora é formada por uma onda senoidal com freqüência e amplitude máxima fixas. Este sinal é então comparado ao valor médio da saída do filtro adaptativo. Se este valor médio for maior do que a amplitude da onda portadora então o sinal PWM possui um valor máximo positivo. Caso contrário, ele terá um valor instantâneo negativo de mesmo módulo que o positivo. A Figura 12 demonstra as situações onde as diferenças entre as amplitudes dos dois sinais de comparação é nula (motor parado), positiva (gira para um lado) e negativa (gira para lado invertido). Além disso, o número de amostras, utilizadas para o cálculo da média instantânea do sinal de saída do filtro adaptativo, deve ser relativamente grande para que se obtenha um sinal de comparação

suavizado e com frequência menor do que a portadora, mas deve ser pequeno o suficiente para que a resposta do sistema de controle seja rápida.

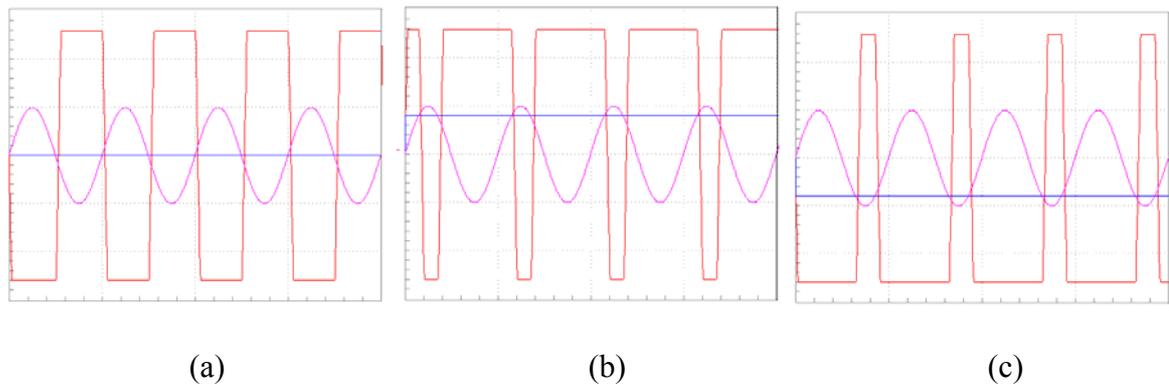


Fig. 12: Sinal PWM gerado pela comparação de onda senoidal de frequência constante com o valor da saída do filtro adaptativo. (a) tempo positivo igual ao negativo; (b) tempo positivo maior do que tempo negativo; (c) tempo negativo maior do que o positivo.

O sinal PWM como explicado na seção de fundamentos teóricos, possui grandes vantagens em relação ao sinal contínuo. Apesar dele ainda possuir algumas componentes de baixa frequência, que serão distorcidas pelos filtros da saída da placa, ele pode ser corrigido como será mostrado na seção sobre a etapa de amplificação. Primeiramente será apresentado o motor usado no projeto, que influencia no desenvolvimento do amplificador.

3.3. Motor de Movimento do Pêndulo

A Figura 13 mostra a aparência física do motor utilizado no projeto. Trata-se de um motor comercial para o acionamento do limpador de pára-brisa de veículos, apresentando caixa de redução e duas possíveis velocidades.

O motor foi escolhido devido a sua disponibilidade. As características nominais do mesmo são apresentadas na Tabela 1 [17].

A curva característica fornecida pelo fabricante é apresentada na Figura 14.

O motor apresenta 5 terminais, marcados com as seguintes cores: Marrom, Marrom/Amarelo, Preto/Cinza, Preto/Vermelho e Preto/Azul. As conexões são mostradas na Tabela 2.



Fig. 13: Motor CHP 12V 40W.

Tabela 1. Dados do motor.

| Modelo | BOSCH CHP 12V 20W (Motor CC) |
|---------------------------|---------------------------------|
| <i>Tensão nominal</i> | 12 V |
| <i>Potência nominal</i> | 20 W |
| <i>Corrente nominal</i> | 8 A |
| <i>Corrente máxima</i> | 30 A |
| <i>Velocidade nominal</i> | 38 rpm |
| <i>Torque contínuo</i> | 5 N.m |
| <i>Torque máximo</i> | 25 N.m |
| <i>Redução</i> | 55 : 1 |

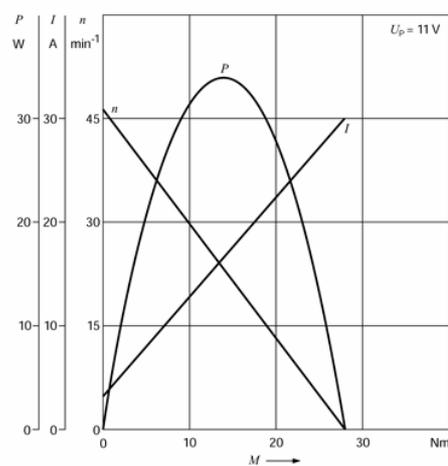


Fig. 14. Curva característica fornecida pelo fabricante do motor. São mostradas as relações de P (potência ativa), I (corrente de armadura) e n (frequência de giro), em razão do torque.

Tabela 2. Conexões do motor.

| | |
|-----------------------|----------------------|
| <i>Marrom</i> | – (terminal comum) |
| <i>Preto/Vermelho</i> | + (alta velocidade) |
| <i>Preto/Cinza</i> | + (baixa velocidade) |

As funções dos outros terminais são desconhecidas no momento.

As características do motor interferem diretamente no projeto do driver de controle. Dados como corrente e tensão de trabalho são utilizados na escolha dos transistores do amplificador e nas fontes de tensão de alimentação. A seção seguinte utiliza-se dessas informações no desenvolvimento do amplificador de potência.

3.4 Etapa de Amplificação de Potência

A etapa pré-amplificadora mostrada na Figura 15 tem a finalidade de fornecer ao amplificador de potência um sinal adequado em relação aos níveis de tensão e a forma de onda do sinal de controle. A Figura 15 mostra as formas de onda do sinal de saída da placa (V_i) e do sinal para amplificação de corrente (V_{pr}). A primeira onda mostra que, devido aos filtros existentes na saída da placa de aquisição de sinais, há uma distorção do sinal PWM desejado, mostrado na segunda forma de onda (à direita). Além disso, o novo sinal possui amplitudes “+E” e “-E”, que no caso deste projeto é 12V, não necessitando nenhum outro tipo de condicionamento de sinal em relação à tensão de operação. A este circuito é dado o nome de comparador [18], pois ele compara os sinais das entradas inversora e não-inversora e “grampeia” a saída de acordo com as tensões de alimentação positiva e negativa do amplificador operacional.

Na saída desta etapa é conectado um amplificador de potência classe B, como mostrado na figura Figura 16, onde $E=12V$.

O amplificador é montado sobre uma placa de circuito e impresso e é composto por:

- 1 transistor NPN TIP 120;
- 1 transistor PNP TIP 125;
- 2 fontes de tensão 12Vdc 5A modelo FTE-1205 Hobby II ;
- dissipador térmico de alumínio acoplado aos transistores.

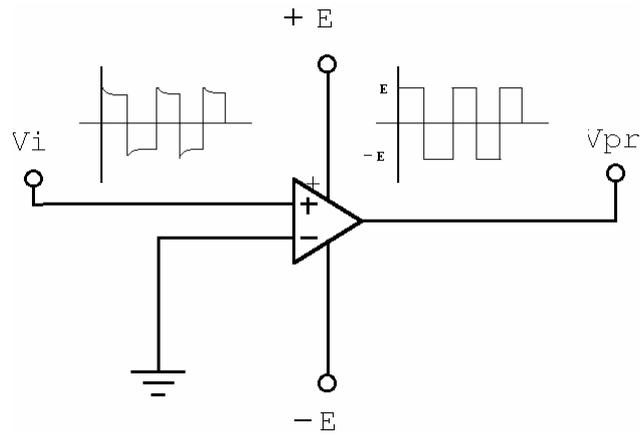


Fig. 15: Circuito corretor das distorções provocadas no sinal PWM, provindas do canal de saída da placa.

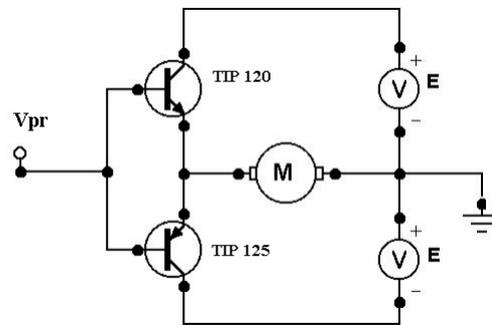


Fig. 16: Amplificador de potência classe B.

4. RESULTADOS

Nesta seção são apresentados os resultados provenientes de experimentos utilizando-se os materiais e métodos apresentados na seção anterior. Na primeira parte será apresentada a relação entre a saída do sensor de posição (potenciômetro) e o ângulo medido. Na segunda e última parte, é apresentado o resultado de experimentos reais com o algoritmo de controle e os componentes de hardware apresentados na seção Materiais e Métodos.

4.1. Sensor de Posição Angular

Nesta seção é avaliado sensor de posição angular quanto a sua linearidade. A função do potenciômetro é converter a informação de ângulo de inclinação em nível de tensão na entrada da placa de aquisição de sinais. A cada período de amostragem, o valor de tensão analógica é convertido pelo conversor AD para um valor digital para a sua utilização pelo DSP [15].

Assumindo a posição original de pêndulo invertido (90° em relação ao plano horizontal) como ângulo 0° e considerando variações angulares para a esquerda e direita como variações negativas e positivas respectivamente, foram obtidos os valores de tensão de acordo com alguns ângulos testados. Os resultados podem ser visualizados na Figura 17.

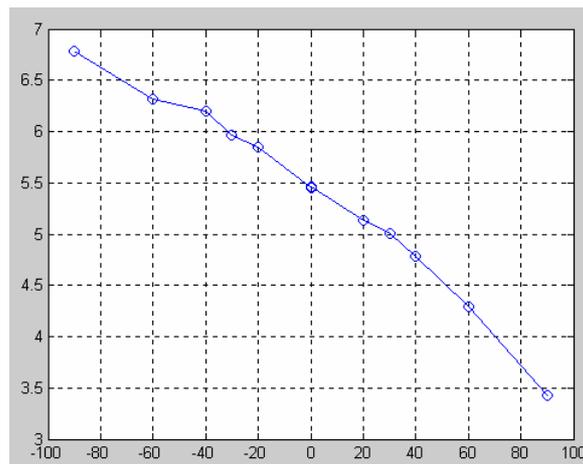


Fig. 17: Posição angular do pêndulo (abscissa) versus tensão elétrica na saída do sensor.

A Figura 17 demonstra que o sensor de posição angular apresenta uma característica relativamente linear, onde excursões positivas e negativas contribuem com valores relativamente simétricos ao valor na posição desejada de trabalho do pêndulo invertido.

4.2. Controle do pêndulo invertido

Foram realizados diversos experimentos de controle utilizando os elementos citados na seção Materiais e Métodos. No entanto, o motor utilizado apresentou uma baixa velocidade, pouco controle da mesma e uma lenta resposta à inversão de sentido. Deste modo, mesmo aumentando-se as constantes de tempo do sistema, ou seja, aumentando o atrito de queda do pêndulo e conseqüentemente o tempo de queda do mesmo, não foi possível obter um controle satisfatório.

Sendo assim, o motor foi trocado por outro com maior velocidade (motor de acionamento de toca-discos - Fig. 18). Infelizmente, o mesmo não apresentava grande torque, o que reduziu a eficácia do sistema de controle, necessitando realizar os testes em condições particulares. Dessa forma foi construído um novo pêndulo especialmente para a limitada capacidade de torque do motor e evitando-se ao máximo as interferências de forças externas, como as provenientes do cabo do sensor. O braço do motor, que aciona o pêndulo, antes feito de alumínio, foi substituído por outro feito de madeira, mais leve e de menor comprimento.



Fig. 18: Motor de toca-discos, substituindo o motor apresentado na seção Materiais e Métodos.

Na Figura 19 é apresentada uma fotografia do sistema implementado. Neste, podem ser identificados os seguintes elementos: (1) pêndulo inverso; (2) sensor de posição angular; (3) fonte de alimentação; (4) amplificador de potência; (5) Condicionador do sinal PWM; (6) processador digital de sinais; (7) Computador (PC).

As figura 20 e 21 mostram o resultado de dois experimentos utilizando passo de adaptação $0,1 (\mu)$ e 2500 iterações.

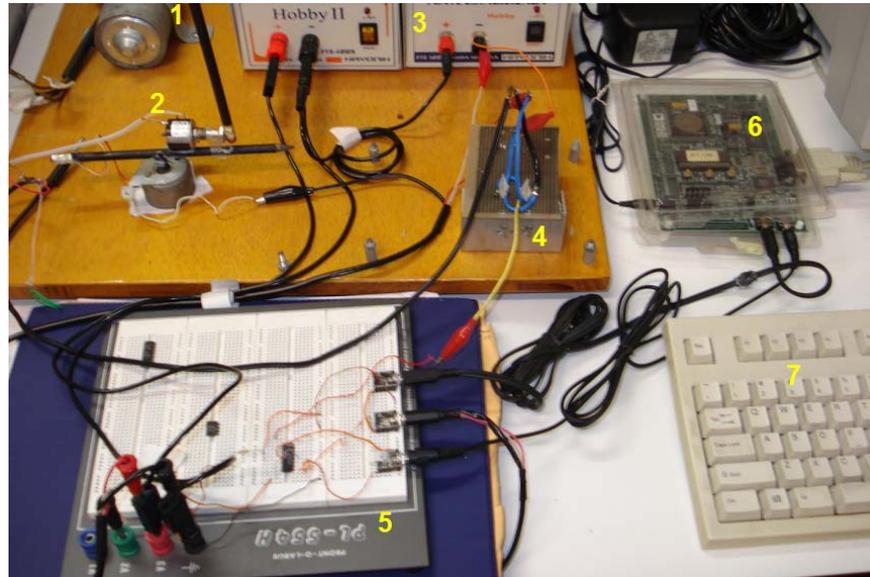


Fig. 19: Sistema implementado. (1) pêndulo inverso; (2) sensor de posição angular; (3) fonte de alimentação; (4) amplificador de potência; (5) Condicionador do sinal PWM; (6) processador digital de sinais; (7) Computador (PC)

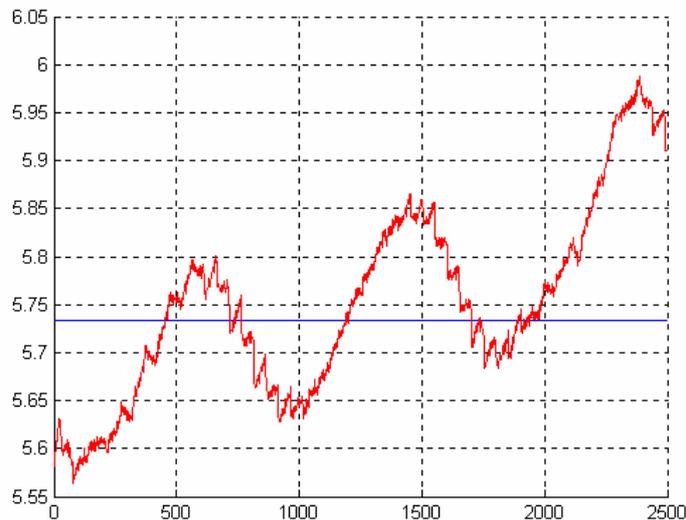


Fig. 20: Controle do pêndulo invertido, experimento 1. Posição desejada (curva em azul) e posição instantânea do pêndulo (curva em vermelho). Na abscissa é visualizado o número de amostras e na ordenada a tensão fornecida pelo sensor de posição angular.

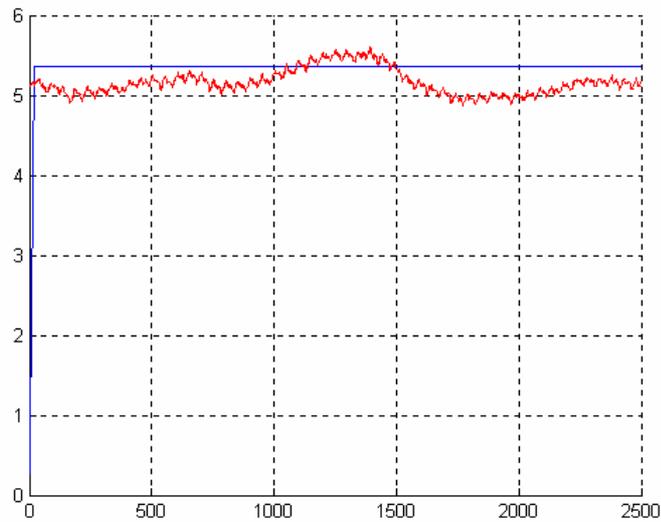


Fig. 21: Controle do pêndulo invertido, experimento 2. Posição desejada (curva em azul) e posição instantânea do pêndulo (curva em vermelho). Na abscissa é visualizado o número de amostras e na ordenada a tensão fornecida pelo sensor de posição angular.

O resultado ideal seria um sinal de posição instantânea (curvas vermelhas nas figuras 20 e 21) com média igual ao valor da referência (curvas azuis nas figuras 20 e 21). Contudo, o pêndulo montado possui alto atrito perto da posição inicial e o motor, infelizmente, não possui grande sensibilidade a pequenos movimentos. Para inclinações maiores que 30° o motor é incapaz de corrigir a posição por causa da limitada velocidade.

A análise da resposta do sistema demonstra que o mesmo apresenta duas características não-lineares: saturação e zona-morta. A saturação é verificada no limite de velocidade atingido pelo motor. Para pequenas amplitudes de excitação, o motor não responde, o que caracteriza uma situação de zona-morta.

5. DISCUSSÃO

O maior problema no controle de um pêndulo invertido, como dito muitas vezes, advém de sua característica inerente de instabilidade. Deste modo, o objetivo do controle é compensar a velocidade de queda do pêndulo através do movimento oposto do motor. Portanto, no sistema mostrado na Figura 19, as dinâmicas do pêndulo, do motor e do próprio algoritmo adaptativo devem se contrabalançar.

Após varias modificações do projeto e experimentos de controle, foi observado que a dinâmica do pêndulo não era controlável por muito tempo. O algoritmo adaptativo em si se mostrou funcional e através de simulações e dos experimentos demonstrou boa convergência.

Como dito na seção Resultados, nenhum dos motores utilizados apresentou desempenho satisfatório. O motor necessitava possuir velocidade instantânea apropriada à velocidade de queda do pêndulo, ou seja, quando o pêndulo se situava próximo a posição original (90° em relação ao plano horizontal) o motor deveria ter velocidade lenta e à medida que o pêndulo caísse e aumentasse sua velocidade, o motor aumentaria gradativamente sua velocidade através do controle inverso, a fim de corrigir a posição. Entretanto, ambos os motores testados apresentavam duas desvantagens: não possuíam um bom controle de velocidade e uma boa velocidade de resposta. Além disso, a modulação PWM não favoreceu esse controle, já que o motor apresentava pequenos trancos em seu movimento devido à variação brusca de tensão entre o valor máximo positivo e máximo negativo, mesmo utilizando frequências consideradas adequadas para uma grande gama de motores CC convencionais [9]. As características não ideais do motor contribuem naquilo em que este trabalho se propôs que era analisar o desempenho do controle inverso adaptativo em situações de não-linearidade. Contudo, foi verificado que para se obter um controle contínuo do pêndulo seria necessário um motor com características mais favoráveis.

A análise dos experimentos demonstrou que em condições particulares foi possível obter o controle do pêndulo inverso por um período limitado de tempo.

6. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentada a implementação de um sistema de controle inverso para um pêndulo invertido. Ao longo deste texto foram abordados aspectos construtivos e técnicos sobre os seguintes assuntos: controle inverso utilizando o algoritmo LMS, processadores digitais de sinais, acionamento de servomecanismos, sensoriamento angular, aquisição e conversão de sinais e modulação por largura de pulso.

O sistema implementado demonstrou capacidade de realizar o controle do pêndulo para ângulos pequenos, na faixa de $\pm 40^\circ$ por um período limitado de tempo. Os diversos elementos do sistema foram testados exaustivamente e demonstraram funcionamento adequado para a proposta de controle do pêndulo. Os principais fatores limitantes encontrados foram os motores utilizados que apresentaram limitações estáticas e dinâmicas significativas.

Embora os resultados obtidos tenham sido satisfatórios para demonstrar a capacidade da técnica de controle inverso utilizada para controlar o pêndulo invertido, somente após a substituição do motor é que o sistema implementado poderá ser utilizado em toda a sua capacidade para a comparação de diferentes técnicas de controle e avaliação da influência de não-linearidades.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] <http://www.microrobotna.com/pendulum.htm>
- [2] Hauser, J., Saccon, A., Frezza, R. (2005), “On the Driven Inverted Pendulum”, IEEE Conference on Decision and Control, páginas 6176-6180.
- [3] Gao, H., Wang, X. (2004), “Simulation Research on Extension Adaptive Control of Inverted Pendulum”, World Congress on Intelligent Control and Automation, volume 1, páginas 437-439.
- [4] Brock, S. (2002), “Identification of the Parameters in Inverted Pendulum Model [DC Motor Control]”, International Workshop on Advanced Motion Control, páginas 316-321.
- [5] Gaixin, D., Nanchen, H., Gang, W., Peiren, Z., Zhivuan, Q., Semin, S. (2002), “The Rotational Inverted Pendulum Based on DSP Controller”, World Congress on Intelligent Control and Automation, páginas 3101-3105.
- [6] Cavalcanti, J.H.F., Alsina P.J. e Farneda, E.. “Posicionamento de um pêndulo invertido usando algoritmos genéticos”. Revista da Sociedade Brasileira de Automática, vol 10, jan./fev/abril, 1999, páginas 31-38.
- [7] Widrow, B., Stearns, S.D. *Adaptive Signal Processing*. New Jersey: Prentice Hall, 1985. páginas 3-114.
- [8] Widrow, B., Walach, E. *Adaptive Inverse Control*. New Jersey: Prentice Hall, 1996. páginas 1-159.
- [9] Kenjo, T. *Power Electronics for the Microprocessor Age*. New York: Oxford University Press, 1990, páginas 142-157.
- [10] Toro, V.D. (1990), Fundamentos de Máquinas Elétricas, Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Municipal de New York, Ed. LTC.
- [11] Cipeli, A. M. C.; Sandrini, W. J. Teoria e Desenvolvimento de Projetos de Circuitos Eletrônicos. São Paulo: Editora Érica, 1982. páginas 532-552.
- [12] Lapsley, P.D., *DSP processor fundamentals : architectures and features*. New York: IEEE, 1997. páginas 1-77.
- [13] Ez-Kit Lite *ADSP 2106x Sharc*: Reference Manual, Analog Devices, 1997.
- [14] *ADSP 2106x Sharc User's Manual*, second edition, Analog Devices, 1996.
- [15] AD1847, Serial-Port 16 bit Soundport Stereo Codec, Analog Devices, 1996.
- [16] Schweber, W. *Electronic Communication Systems:A Complete Course 3rd edition*. New Jersey: Prentice Hall, páginas 301-306.

- [17] <http://www.boschmotorsandcontrols.co.uk/elektromotoren/produkt/0390251690/index.htm>
- [18] Marques, J.B.; Braz, G.P. EEL 7300 – Apostila de Eletronica Aplicada. UFSC-EEL-IEB. página 19.

Florianópolis, 17 de Setembro de 2007.

Leandro Ronchini Ximenes

Márcio Holsbach Costa
(orientador)