

**ESCOLA POLITÉCNICA DA
UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO**

**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE ENERGIA E
AUTOMAÇÃO ELÉTRICAS**

**Serviço de Bibliotecas
Biblioteca de Engenharia Elétrica**



**PROJETO, CONSTRUÇÃO E CONTROLE DE PLATAFORMA DE
VÔO**

**ÁLAN MARMO NEHEMY (PEA)
ÉRICO MITSUKI IWAMOTO (PSI)**

PROJETO DE FORMATURA 2008

**ESCOLA POLITÉCNICA DA
UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO**

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE ENERGIA E
AUTOMAÇÃO ELÉTRICAS



PROJETO DE FORMATURA / 2008

PROJETO, CONSTRUÇÃO e CONTROLE de PLATAFORMA de VÔO

ALUNOS: Alan Marmo Nehemy (PEA)
Érico Mitsuki Iwamoto (PSI)

ORIENTADORES: Prof. Dr. Fuad Kassab Júnior
Prof. Dr. Walter Kaiser

COORDENADOR: Prof. Eduardo César Senger

Índice

I - Tema de projeto.....	4
Tema.....	4
Justificativa.....	4
II - Descrição do projeto.....	5
Detalhamento da estrutura mecânica	5
Sistema de controle de estabilização.....	6
III - Resultados obtidos e as etapas do projeto.....	8
Análise de viabilidade e resultados obtidos.....	8
Viabilidade mecânica - Estudo de estabilidade de vôo	8
Processo de construção da estrutura definitiva	12
Construção da estrutura final	12
Viabilidade do controle eletrônico de estabilidade	15
Diagrama de fluxo do programa de controle	18
Aquisição de dados do protótipo	22
Torque gerado em torno do eixo z	23
Equilíbrio da estrutura.....	28
Tecnologias em desenvolvimento.....	29
Circuitos auxiliares de testes	30
IV - Aplicações.....	32
Monitoramento de linhas de transmissão	32
Segurança	33
Auxílio policial - desarmamento de bombas	33
V - Objetivos Finais – sistema de controle	33
V.1 - Introdução Teórica	33
Ganho proporcional (K)	34
Tempo de integração T_i	35
Tempo de derivação T_d	35
V.2 - O objetivo do conjunto PID e sua relevância ao projeto.....	35
V.3 - Controle PID Digital	36
Tipos de aproximações.....	36
Termo proporcional.....	37
Termo Integral	37
Termo Derivativo	37
A saturação do controlador: Windup	38
Código de computador [1].....	39
V.4 - Algoritmos do Sistema de Controle e Comunicação	40
Sensores.....	40
DOUT - Data Out.....	42
Escolha do microcontrolador.....	43
Capacidade de processamento	44
Precisão do cálculo	44
Portas de saída/entrada dedicadas	45
Memória de Programa	46
Algoritmo de sinal PWM	46
Teste	48
Algoritmo de Controle PID	49

Teste	51
Algoritmo de Comunicação SPI e RS232	52
Algoritmo de controle final	53
VI - Plano de trabalho parcial e complementar	59
VII - Conclusão.....	60
VIII - Agradecimentos	61
VII - Bibliografia e referências.....	62

I - Tema de projeto

Tema

Plataforma de voo (quadricóptero) com estabilização por controlador PID implementado em software, via microcontrolador.

Justificativa

Permitir que a plataforma, a ser descrita adiante, permaneça estável mesmo em condições adversas do ambiente (deslocamento com velocidade e direção diagonais do ar, variações de temperatura sobre os componentes, entre outros fatores), é uma tarefa complexa, que exige uma leitura do posicionamento atual da estrutura via sensores e a criação de um controle eficiente, que atue rapidamente após a leitura das informações provenientes dos mesmos.

Justamente devido ao grau de complexidade e por envolver a construção e análise de um sistema mecânico não trivial, cujo modelamento matemático não se apresenta completo na literatura, este tema é aplicável à solução através da engenharia elétrica.

Serão necessários estudos de viabilidade tanto mecânicos, estes com relação aos motores e suas hélices (responder se e em que condições o voo é possível) quanto eletrônicos (tipos e disponibilidade dos sensores, formas de concepção do controle).

Devido à não peculiaridade da estrutura mecânica, um protótipo foi construído para assim o sistema ser analisado, onde variáveis mecânicas devem ter suas influências minimizadas a fim de não tornar complexo demais o controle de estabilização.

Por fim, nota-se que como este projeto não possui predecessores na literatura (embora existam estruturas similares, como será visto adiante, seu modelamento não é exposto por razões comerciais e possivelmente de patente), será desenvolvido do início ao fim pelo grupo, comparando-se à criação de um novo produto.

II - Descrição do projeto

Detalhamento da estrutura mecânica

O projeto consiste em elaborar um controlador PID para estabilização de vôo da plataforma (estabilização em relação ao plano horizontal), impulsionada por quatro motores elétricos do tipo *brushless*, responsáveis pela propulsão vertical (azimute - levantamento de vôo).

A base do projeto consiste na análise das condições para estabilização. A plataforma é formada por uma estrutura rígida cruciforme, formada por duas vigas unidas em seu centro:

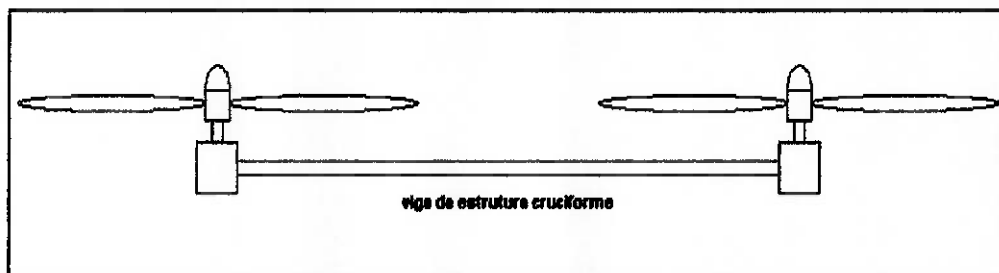


Figura 1 - viga

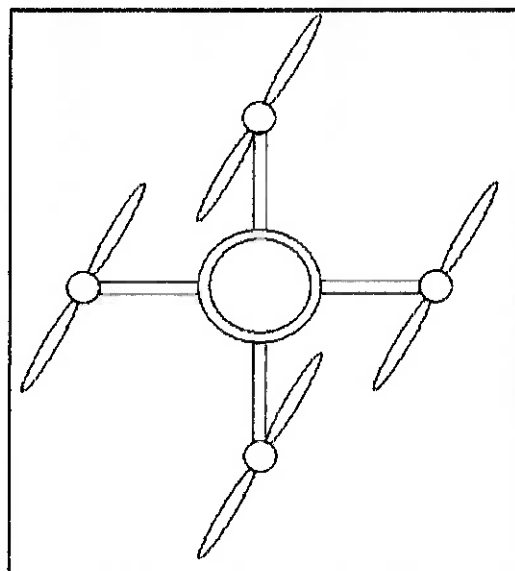


Figura 2 - plataforma - vista superior

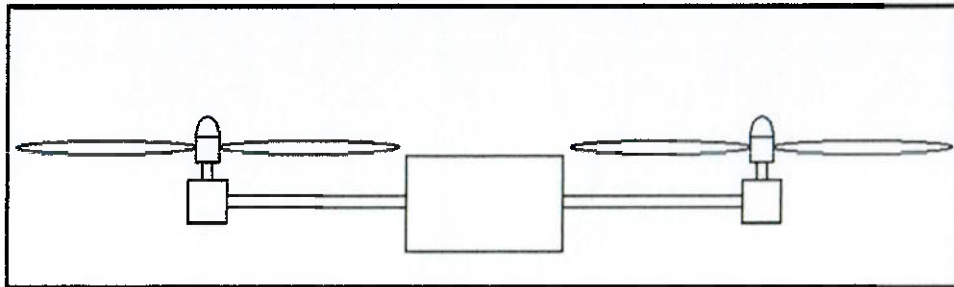


Figura 3 - plataforma - vista lateral (em corte)

Esta estrutura é mantida na horizontal através da força gerada por quatro motores com hélices, que será medida de forma indireta, através da potência consumida pelos mesmos.

O modelamento referente ao conjunto mecânico local, composto pelo motor e hélices, para cálculo da força em função da forma das hélices não é feito, tendo em vista a dificuldade de uma análise que não seja feita dimensionalmente [1] (análise dimensional, refere-se ao estudo de um sistema através da comparação de um modelo em escala menor cujas variáveis de influência devem ser obtidas experimentalmente - denominados adimensionais. Geralmente esta análise é utilizada em casos de sistemas mecânicos de múltiplas entradas, não totalmente conhecidas, e cujo modelamento matemático é inviável devido ao grau de complexidade).

Sistema de controle de estabilização

O sistema será analisado considerando-se os sensores a serem utilizados (medição de inclinação), dependência das variáveis mecânicas (tal como flexão da estrutura ou posicionamento de contrapesos) e, porventura, com modelos desenvolvidos em MatLab. Após estas análises, serão propostos e criados fluxogramas do programa a ser desenvolvido que possam realizar este controle:

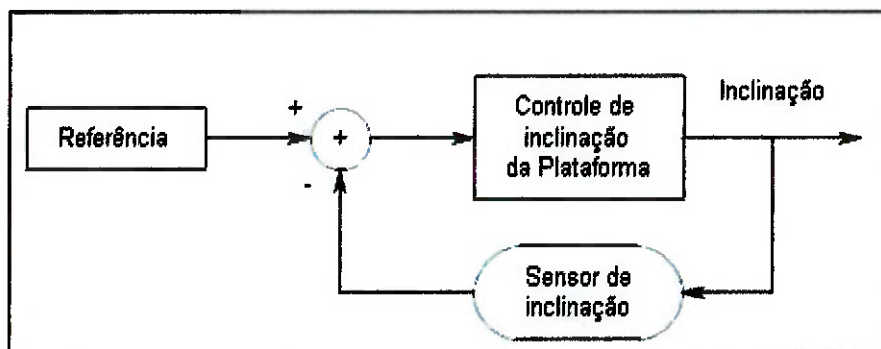


Figura 4 - diagrama geral do controle de estabilidade

O diagrama acima demonstra o controle de um dos eixos (que engloba dois motores que sustentam uma das vigas). Desta forma, pode-se gerar um controle para a plataforma que atue de forma independente em cada eixo, simplificando a modelagem.

Assim, nota-se que não somente a estabilidade de vôo como também sua direção e avanço podem ser somadas como funções do controlador. Para tanto, assume-se que o plano imaginário da estrutura que contém os quatro motores, paralelo em relação ao solo, é a referência. Aplicando-se um "erro" no controlador muda-se o plano de referência para um plano qualquer inclinado, possibilitando o controle de direção e avanço/retrocesso do aeromodelo:

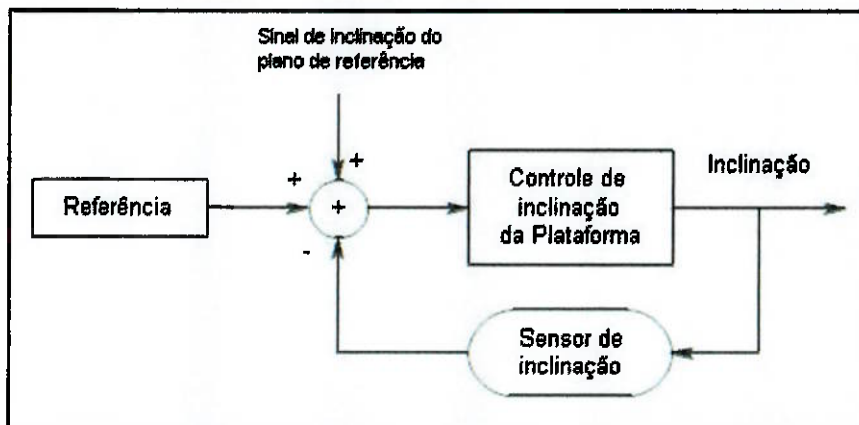


Figura 5 - Uma das formas de se implementar a inclinação forçada, visando deslocamento horizontal

O conjunto mecânico, referente ao protótipo da plataforma, também é escopo deste projeto e é utilizado para fins de coleta de variáveis pertinentes.

Ao final desta fase (referente ao Projeto de Formatura I) apresentam-se os resultados das etapas (listadas no item seguinte) em um conjunto final.

III - Resultados obtidos e as etapas do projeto

Nesta última fase do trabalho, referente ao estudo de viabilidade, as seguintes etapas foram realizadas:

Análise de viabilidade e resultados obtidos

Pesquisa referente à possibilidade de criação do aeromodelo e de seu controlador, bem como custos associados aos componentes para a construção do protótipo.

Viabilidade mecânica - Estudo de estabilidade de vôo

Referente à viabilidade mecânica, foram pesquisados diversos tipos de motores, materiais para a estrutura e hélices.

A dificuldade encontrada nesta etapa refere-se à aquisição dos componentes, não nacionais, sendo necessária sua importação.

Dentre as possibilidades de motores, foi escolhido um modelo destinado a aeroplanos, tipo *brushless*. Este motor pode ser comparado a um motor trifásico de 12 pólos e opera através de um módulo adaptador que converte corrente DC em trifásica, com tensão média controlada por PWM:



Figura 6 - motor modelo AXI 2208/34

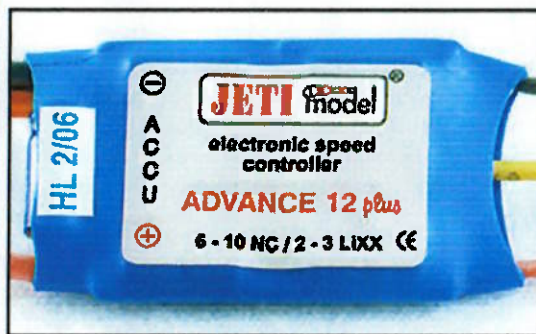


Figura 7 - speed control modelo Jeti
advance 12 plus

Custos associados:

Motor AXI 2208/34: U\$ 64,60 (valor unitário), U\$ 258,40 (total)

Speed Control Jeti Advance 12 PLUS: U\$ 62,90 (valor unitário), U\$ 251,60 (total)

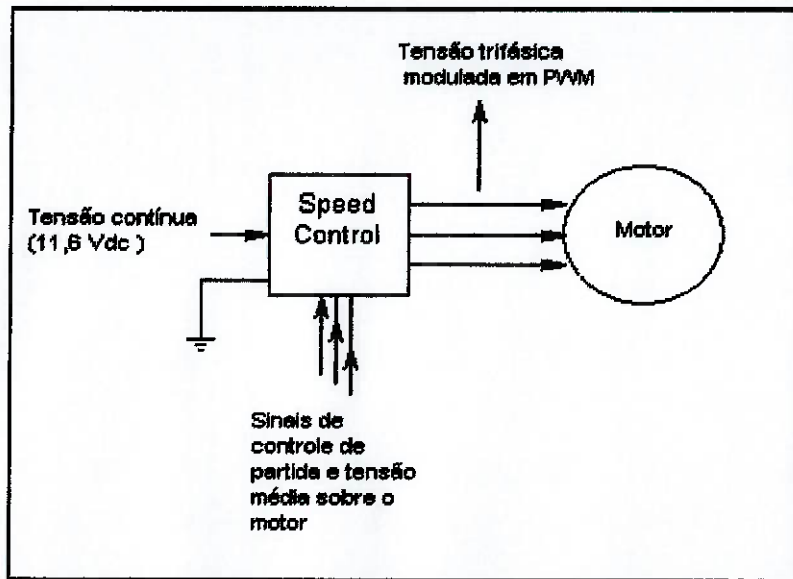


Figura 8 - ligação do speed control ao motor

A necessidade de um motor brushless é referente ao menor ruído gerado, visto que não há chaveamento de coletor e também ao menor desgaste em altas rotações.



Figura 9 - hélice com ângulo de ataque ajustável

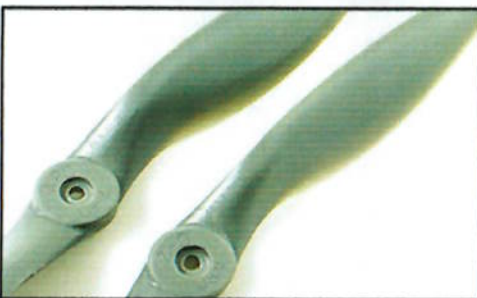


Figura 10 - hélice fixa

A hélice fixa foi escolhida devido à maior capacidade de empuxo dada uma mesma potência sobre o motor, comparada à hélice com ângulo ajustável. Nota-se que aqui houve a

necessidade de partir de componentes mecânicos já existentes, visto que não é escopo deste projeto inicial a preocupação no desenvolvimento das características aerodinâmicas.

Custo associado:

Hélices fixas para motor elétrico: R\$ 6,80 (valor unitário), R\$27,20 (total).

A estrutura inicial foi formada por tubos de alumínio presos ao centro por uma placa de fibra de vidro, visando o baixo peso da estrutura como um todo, e foram alterados para um material menos flexível e, portanto, menos sujeito à oscilação mecânica, embora com maior peso:

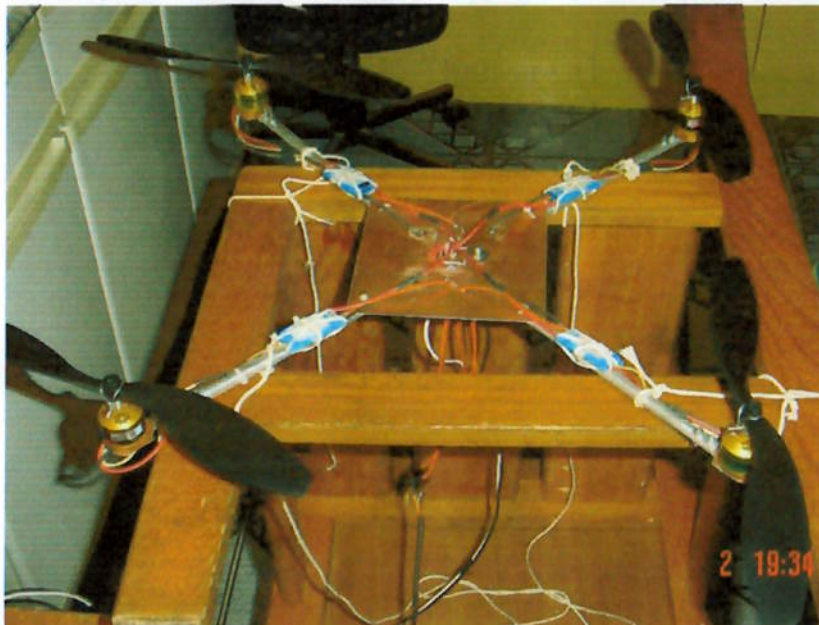


Figura 11 - protótipo de testes inicial e "plataforma de decolagem"

Durante os testes com este protótipo, verificou-se que o mesmo apresenta pouca estabilidade de voo, contraditoriamente em virtude do baixo peso da estrutura. Para tanto, foi necessário melhorar o equilíbrio através de um contrapeso fixo e centralizado, atuando como uma balança (explicado nas sessões seguintes):

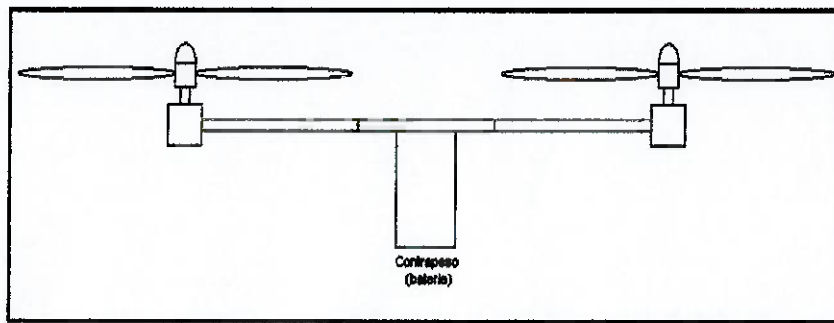


Figura 12 - contrapeso

No caso, o contrapeso (ou peso central) final utilizado será a própria bateria de alimentação do protótipo (peso de 388 g).

O protótipo foi capaz de erguer e manter um peso equivalente a 1300g utilizando uma potência total de 98W, além das expectativas iniciais esperadas, em torno de 500g.

Uma similaridade para a utilidade do contrapeso pode ser obtida com uma plataforma de extração de petróleo em alto mar, onde a mesma é mantida na horizontal através do bombeamento de água para dentro dos pilares ou para fora (flutuadores):

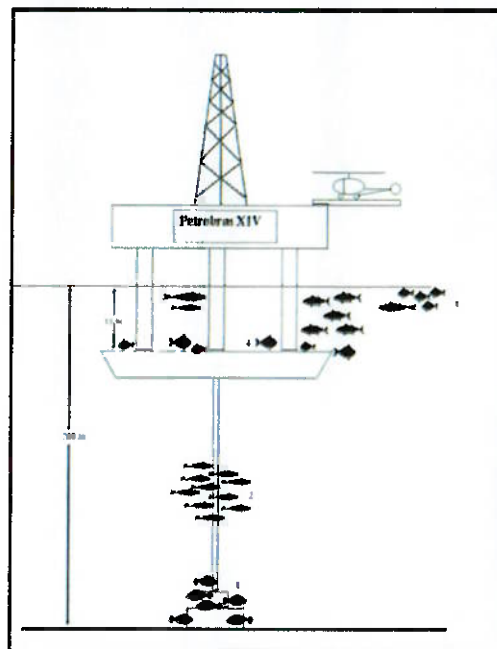


Figura 13 - visão geral de uma plataforma de petróleo

Concluídos os testes iniciais com a estrutura mecânica para o protótipo, este se mostrou com construção viável, salvo os requerimentos para aquisição dos componentes.

Porém, devido a fatores citados a seguir, a estrutura foi reconstruída, de forma a simplificar a complexidade mecânica do sistema.

Processo de construção da estrutura definitiva

Foram estudados diversos materiais para a construção da estrutura do protótipo:

- _ Tubos de fibra de carbono (10mm de diâmetro, 50-60g/metro, custo de R\$54,00/metro);
- _ Perfil quadrado de aço carbono (20 x 20mm, 570g/metro, custo de R\$3,00/metro);
- _ Tubos de alumínio (10mm de diâmetro, 50-60g/metro - aproximado, custo de R\$ 4,00/metro);
- _ Perfil retangular de alumínio (2.5x2.0mm, 600g/metro, custo de R\$8,00/metro);
- _ Alumínio fundido, perfil quadrado (10x10mm, 300g/metro, custo de R\$7,00/Kg).

O tubo de fibra de carbono foi descartado devido à difícil obtenção no mercado e ao seu alto valor, frente aos demais materiais.

O tubo de alumínio, como demonstrado, foi utilizado na construção da estrutura do primeiro protótipo, e possui dois fatores prejudiciais: dificuldade de fixação ao centro e oscilação devido à sua flexibilidade, tornando muito complexo o sistema mecânico.

O perfil retangular de alumínio e o quadrado de aço carbono apresentam como inconveniente seu alto peso linear, demasiado para a aplicação.

Para a estrutura do protótipo final foi, então, usada a opção de alumínio fundido, dado o comprometimento entre resistência e peso exigidos para o sistema.

Construção da estrutura final

O processo utilizado para construção da estrutura é o de fundição em areia com destruição do molde [5s], simplificada.

Este processo envolve a construção do molde da peça em isopor que é colocado em uma caixa com areia coberto pelo mesmo material até certa profundidade. Através de uma abertura o alumínio líquido (em torno de 680°C) é despejado, ocupando o espaço do isopor.

Devido aos gases gerados na queima, a areia mantém sua posição em relação ao isopor, evitando a contaminação do metal. A qualidade da estrutura final depende diretamente da qualidade do modelo.

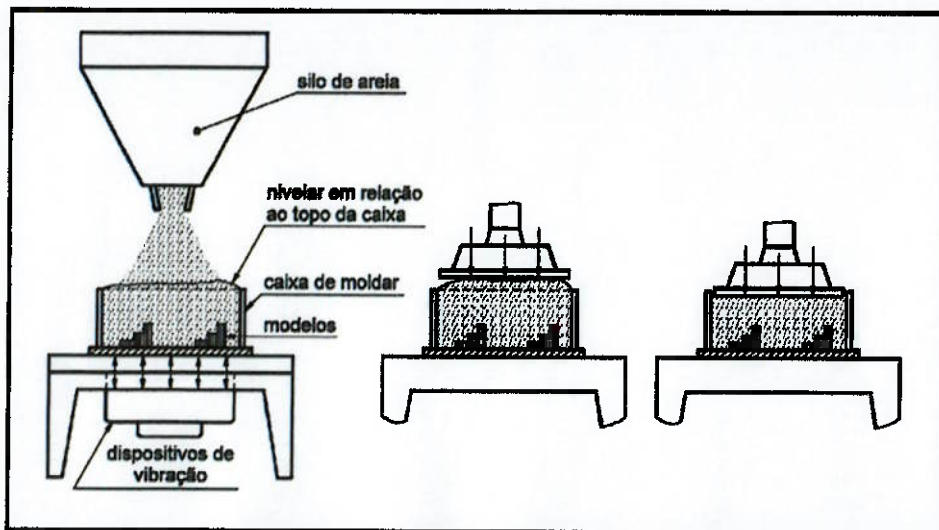


Figura 14 - processo industrial de fundição em areia



Figura 15 - modelo de isopor

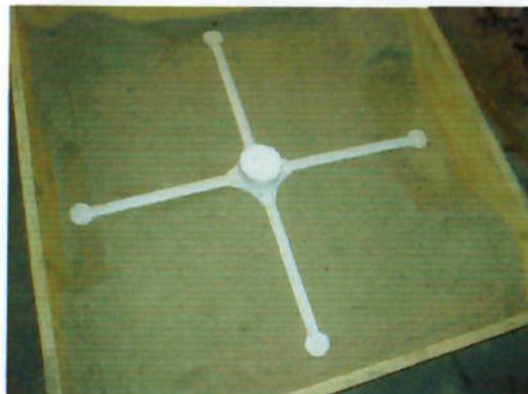


Figura 16 - modelo de isopor na caixa



Figura 17 - modelo de isopor na caixa



Figura 18 - modelo de isopor enterrado



Figura 19 - canal de entrada do alumínio



Figura 20 - alumínio fundido (em torno de 680°C)



Figura 21 - detalhe da queima do isopor pelo alumínio



Figura 22 - modelo bruto (não rebarbado)



Figura 23 - estrutura final, já retificada



Figura 24 - detalhe da estrutura final

A estrutura final, já após a retificação da superfície (rebarbado) e com furos passantes ao centro da estrutura pesa cerca de 360g.

Cabe citar que os motores utilizados têm força de empuxo individual, para hélice conveniente, entre 300g e 700g [9], suficientes para a aplicação.

Viabilidade do controle eletrônico de estabilidade

Para o controle de estabilidade foram pesquisados sensores que pudessem informar a inclinação de cada eixo do protótipo. Neste caso, as possibilidades vistas foram acelerômetros, inclinômetros e giroscópios, citados a seguir:

Giroscópios: modelo analisado ADXRS150 da Analog Devices [6].

O giroscópio ADXRS150 é um sensor capaz de medir a mudança de ângulo (direção), fornecendo um nível de tensão proporcional à rotação de seu eixo de referência:

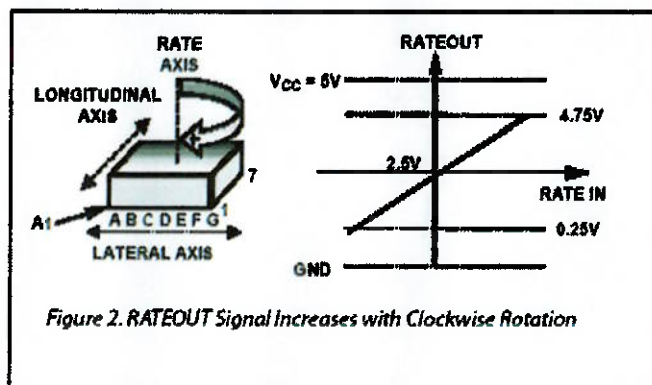


Figura 25 - resposta do giroscópio ADXRS150

Inclinômetros: modelo analisado SCA100T da VTI Technologies [5].

O inclinômetro SCA100T é um sensor duplo de estado sólido que responde à inclinação relativa em relação a cada um de seus eixos horizontais, fornecendo um nível de tensão proporcional ao efeito medido (resposta linear):

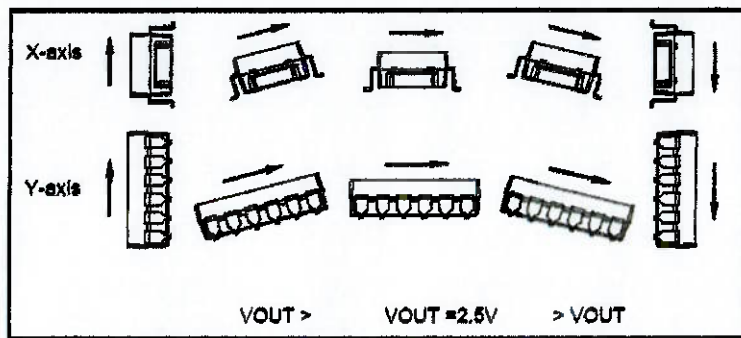


Figura 26 - resposta do inclinômetro SCA100T

Acelerômetros: modelo analisado ADXL322 da Analog Devices [4].

O acelerômetro ADXL322 é um sensor duplo de aceleração de estado sólido que responde à aceleração em cada um de seus eixos horizontais, e também fornece um nível de tensão proporcional ao efeito medido (resposta linear):

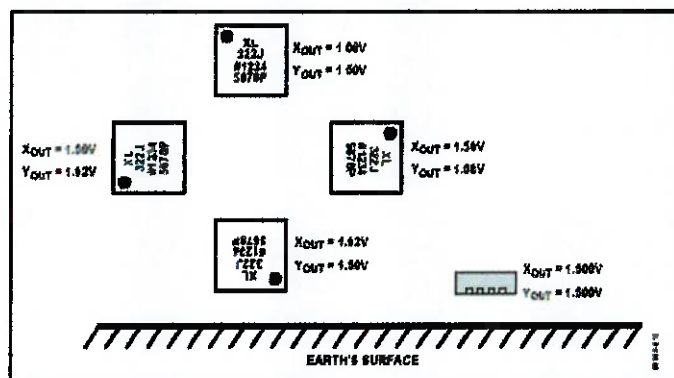


Figura 27 - resposta do acelerômetro ADXL322 à gravidade local

A escolha do sensor a ser utilizado deve seguir algumas especificações, listadas a seguir:

- _ Disponibilidade;
- _ Sensibilidade;
- _ Tempo de resposta;
- _ Faixa de operação;
- _ Adaptação à grandeza a ser medida (exclusivo neste caso).

A disponibilidade foi considerada neste projeto devido ao fato de que a maioria dos componentes não é, normalmente, vendido por algum representante nacional. A utilização do inclinômetro SCA100T foi severamente desconsiderada devido à dificuldade de obtenção do mesmo, mesmo no mercado internacional. Neste quesito, foi possível encontrar em representantes nacionais apenas o acelerômetro ADXL322, embora sem pronta entrega.

A sensibilidade dos sensores, embora requisito importante do projeto, não foi fator prejudicial a nenhum dos componentes, visto que todos apresentam excelente conversão da grandeza a ser medida em relação à sua resposta de saída.

O tempo de resposta dos sensores também é um fator crítico para o controle de estabilização, tendo em vista a velocidade de ocorrência dos eventos. Um exemplo é a velocidade de queda provocada pelo desligamento de um motor:

$$T = \sqrt{\frac{2 \cdot \Delta s}{g}} = \sqrt{\frac{0,2}{9,81}} = 142,8s$$

Ou seja, em um tempo de 142,8ms há uma queda de 10cm em altura. Também neste quesito todos os sensores são satisfatórios, operando em uma faixa de frequência de 1500 Hz (o que implica em um tempo de resposta de 600us).

A faixa de operação refere-se ao menor e maior valores medidos pelo sensor, mantendo sua escala de saída linear em relação aos mesmos. No caso, a grandeza medida é a inclinação, sendo necessária uma faixa no intervalo $[-45^\circ ; +45^\circ]$, o qual é aceita pelo inclinômetro SCA100T e pelo giroscópio ADXRS150. Para o acelerômetro ADXL322, é necessário realizar a medição de pelo menos 2g (ou seja, duas vezes a gravidade local), visto que este informaria a inclinação indiretamente, através do valor do seno ou cosseno da gravidade local, de acordo com o plano de referência.

A necessidade da faixa cobrir ao menos o dobro da gravidade local deve-se à desaceleração máxima imposta pelo motor, contrária à gravidade. Isto explica também o último quesito, referente a adaptação à grandeza a ser medida. Aqui verifica-se uma dificuldade com o giroscópio ADXRS150, dado que o mesmo mede a variação angular e não o ângulo em si, exigindo processamento extra para o cálculo da inclinação em função do tempo e da variação angular.

De acordo com os quesitos analisados, a escolha possível para o projeto é o acelerômetro ADXL322, principalmente devido à disponibilidade e facilidade de adaptação à grandeza medida.

Durante o desenvolvimento do controle, porém, tendo em vista a possível necessidade de se realizar uma leitura mais rápida e precisa, bem como a realização de manobras mais precisas, o giroscópio ADXRS150 poderá ser incluso no projeto.

O tempo de resposta mínimo do sistema é dado pelo menor tempo possível para atualização do valor de potência entregue aos motores. Isto se deve ao fato do módulo de controle que gera o PWM para os motores, speed control, operar a uma taxa de 50 Hz, tempo relativamente alto se comparado ao tempo de processamento dos sensores.

Este é o período de atualização da saída do módulo, em resposta à entrada de controle, cujos sinais de comando são ilustrados a seguir:

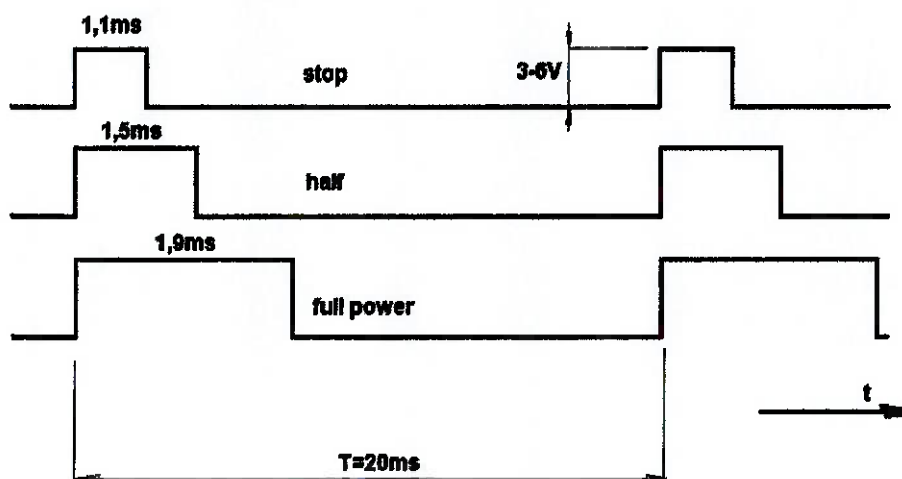


Figura 28 - sinais de controle do speed control (fornecido pelo fabricante)

Nota-se que a variação de duty cycle entre 1,1ms e 1,9 ms corresponde a uma variação da potência de saída para o motor de 50% a 100%. Esta conversão será feita via software de controle, em microcontrolador a ser citado a seguir.

Diagrama de fluxo do programa de controle

Apresenta-se um diagrama inicial, proposto para realizar a leitura dos sensores e efetuar as medidas corretivas, se for o caso. Nota-se que este fluxo torna possível a implementação do controle em qualquer microcontrolador, limitado apenas ao número de

entradas e a maior velocidade de operação do clock, ou indiretamente, do maior número de instruções por segundo possível, o que será explicado adiante:

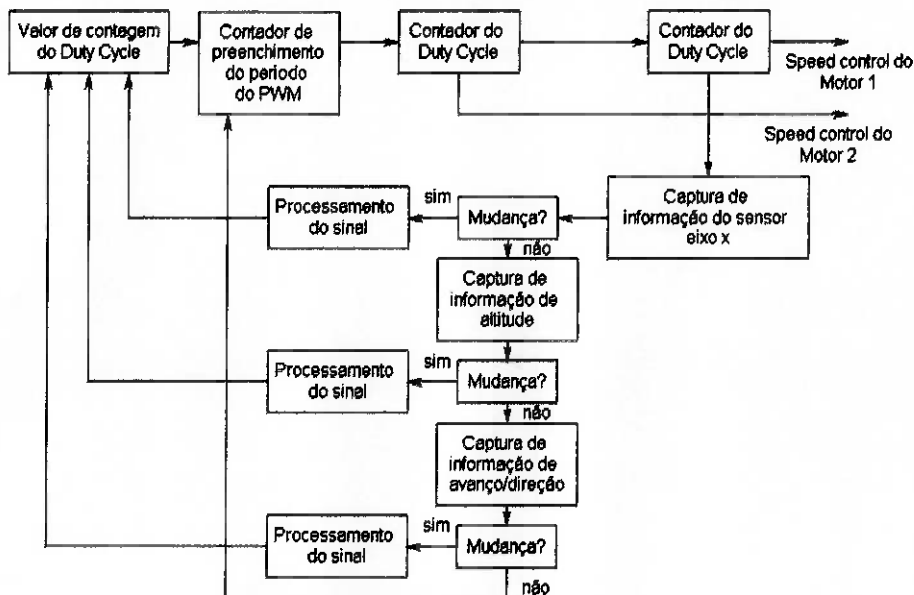


Figura 29 - fluxograma do programa de controle

Indicados no fluxograma, motor 1 e motor 2 referem-se ao par de motores que sustentam uma das vigas da estrutura em cruz. Isso implica que este fluxograma inicial considera o desacoplamento em dois sistemas para o controle de inclinação de cada uma das vigas, ou seja, de forma independente. A dependência do estado de um sistema em relação ao outro será ainda estudado através de experimentos com o protótipo, onde as variáveis relevantes serão estudadas.

O contador do duty cycle mantém na saída ligada ao controle do motor (speed control) um valor em nível alto cujo tempo total de contagem (T_c) é determinado pela situação atual de um dos eixos da estrutura, alterando-o conforme a necessidade de resposta, e está dentro do intervalo [1,1ms ; 1,9ms]. Portanto, a soma dos dois contadores deve ocupar um intervalo de, no máximo, 3,8ms.

O contador de preenchimento completa o período total do ciclo de PWM, tendo um valor, em tempo (T_p , em ms), igual a:

$$T_p = 20 - (T_{c1} + T_{c2}) - (\text{número_de_instruções_totais} * \text{tempo_de_cada_instrução})$$

onde T_{c1} e T_{c2} referem-se aos tempos de duty cycle para cada speed control.

A importância da velocidade do microcontrolador é vista exatamente devido ao tempo total que será consumido pelas instruções das rotinas de controle e atualização do valor de contagem. Supondo um microcontrolador operando a 10 MHz, com arquitetura que permita a realização de uma instrução por dois ciclos de máquina (neste caso idêntico ao ciclo de relógio), obtemos:

Frequência de operação = 10MHz => $T = 1E-7 \text{ s}$ => $T_{\text{instrução}} = 2E-7\text{s}$

Tempo máximo para execução das rotinas: $(20 - 3.8)E-3 \text{ s} = 16,2E-3\text{s}$

Número máximo de instruções = 80000

Através deste valor pode-se verificar que há possibilidade de se implementar o programa em microcontroladores diversos, visto que a frequência típica de operação é de 4MHz, levando a 32000 instruções e espera-se que o código completo apresente entre 500 e 1000 instruções em ASSEMBLER.

Ainda supondo a independência entre os dois sistemas citados, dois microcontroladores, então, serão utilizados no projeto, realizando a aquisição de sinais e sinais de controle para cada par de motores de cada viga. Alguns modelos são especificados a seguir:

Microcontrolador ATTINY2313, da ATMEL [7s] : 4 canais de PWM, comunicação serial SPI, 8bits em arquitetura RISC. 2KB de memória flash para programa.

Vantagens: Programação In-System, nenhuma necessidade de componente externo para operação (habilitando-se o oscilador interno), throughput (instruções por segundo) de até 10 MIPS (milhões de instruções por segundo) quando em 10MHz, operação independente (como periférico) do PWM, baixo custo e disponibilidade imediata. Aceita programação em alto nível, como linguagem C.

Desvantagens: Não possui conversor A/D.

Custo unitário: R\$ 7,27

Microcontrolador AT90S1200, da ATMEL [7s] : comunicação serial SSI, 8bits em arquitetura RISC.

Vantagens: Programação In-System, nenhuma necessidade de componente externo para operação, throughput (instruções por segundo) de até 10 MIPs (milhões de instruções por segundo) quando em 10MHz, baixo custo. 1KB de memória flash para programa.

Desvantagens: Fora de linha de produção, não possui saída PWM, não possui conversor A/D. Não aceita programação em alto nível, como linguagem C (pois não possui memória ram dedicada).

Custo unitário: R\$ 10,91

Microcontrolador ATMEGA8, da ATMEL [7s]: 4 canais de PWM, comunicação serial SPI, 8bits em arquitetura RISC. 8KB de memória flash para programa, conversor A/D de 10 bits.

Vantagens: As mesmas descritas para o uC ATTINNY2313.

Desvantagens: Prazo para disponibilidade.

Custo unitário: R\$ 11,54

A escolha do microcontrolador é relativa ao tipo de sinal conferido pelos sensores, que pode ser analógico ou digital PWM, optando-se respectivamente pelo ATMEGA8 ou ATTINY2313, tendo em vista que o UC AT90S1200 está fora de linha de produção.

A linha da ATMEL foi escolhida dada a vasta gama de programas para compilação e simulação, tais como o próprio AVR Studio da ATMEL e o WinAVR, compilador GCC para linguagem C em ambiente Windows. Além disso, programadores básicos estão disponíveis na internet (em especial para o modo ISP - In System Programming - possibilidade de programação com o componente já instalado) como o PonyProg [8s], permitindo a fácil construção de seu hardware e conversão (ou mudança) de versão de software do sistema de controle:

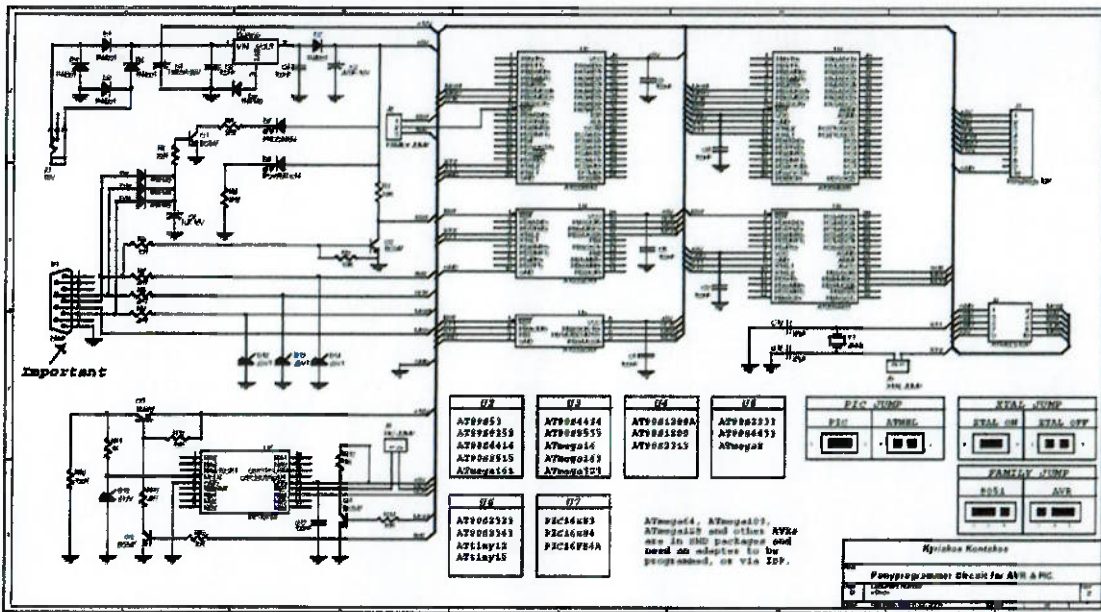


Figura 30 - esquema de programador serial (ISP) para microcontroladores ATMEL usando o programa para gravação PonyPROG

Aquisição de dados do protótipo

Concluído o protótipo, pôde-se iniciar a coleta de dados relevantes para modelamento do sistema.

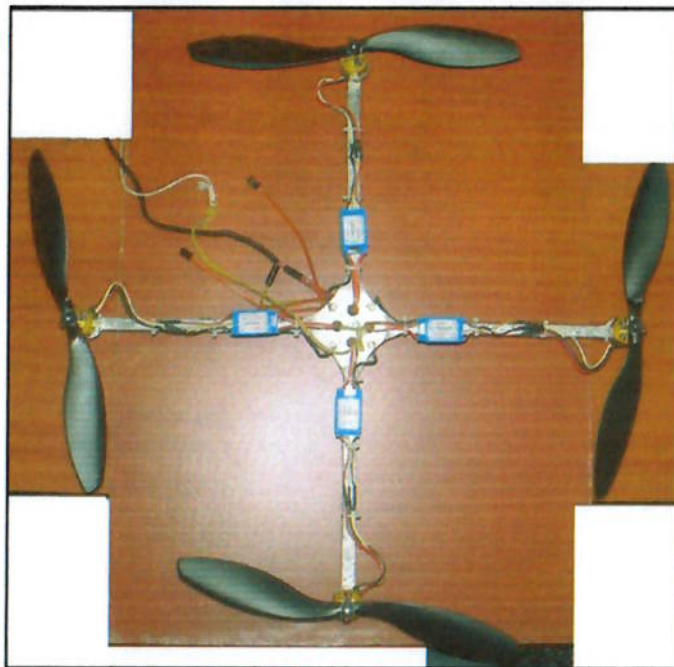


Figura 31- protótipo final construído, já na estrutura de alumínio fundido - visão superior

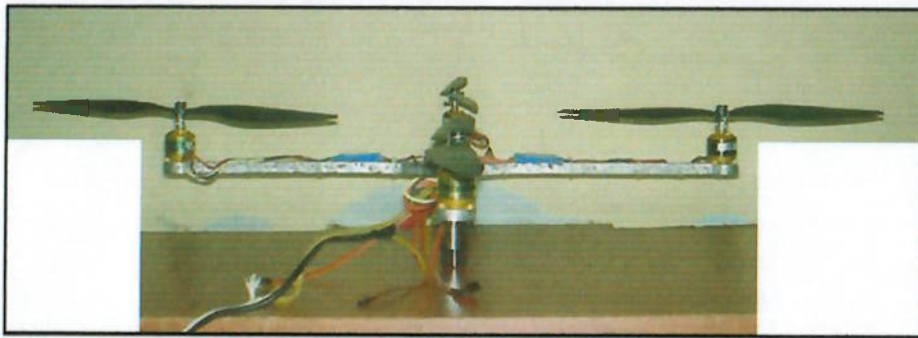


Figura 32 - protótipo final construído - visão lateral

Utilizando o circuito auxiliar PWM (circuito elaborado para testes básicos - explicado nas sessões a seguir), a potência dos motores foi variada entre 50% e 90%. A conversão realizada segue a seguinte regra, estabelecida de acordo com o sinal de comando para o speed-control (dados fornecidos pelo fabricante), já apresentado anteriormente:

Variação de duty cycle (dc) 1,1ms a 2,0ms \Leftrightarrow 50% a 100% variação na potência de saída para os motores ($p\%$).

$$\frac{dc-1.1}{2.0-1.1} = \frac{p\%-50}{100-50} \Rightarrow \frac{dc-1.1}{0.9} = \frac{p\%-50}{50}$$

Através do circuito de testes alguns parâmetros do sistema como um todo, puderam ser analisados e são discutidos a seguir (explicita-se aqui que o sistema não foi analisado como um conjunto de dois subsistemas, formados por cada viga da estrutura, pois era de interesse verificar o acoplamento entre ambos, ou seja, variáveis de entrada que os afetassem simultaneamente).

Torque gerado em torno do eixo z

O modelo foi submetido à potência de 65% da potência total (em cada motor, equivalente a 1.37ms), verificada a ação de "precessão" em relação ao eixo vertical:

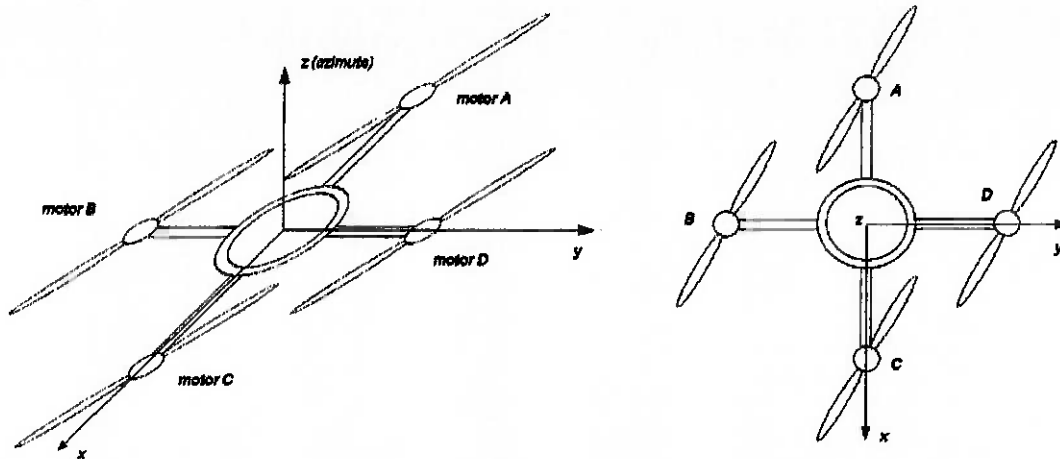


Figura 33 - eixos considerados do modelo

A "precessão" [8] foi verificada para os motores (todos com rotação idêntica e para o mesmo sentido) como aproximadamente proporcional à potência aplicada aos mesmos dentro da faixa de 60% a 80%, tornando-se mais atuante a partir desta potência. Este fato foi observado através da força de torção (torque) gerado no eixo de sustentação (de material elástico) do modelo durante os testes de levantamento de vôo.

Verifica-se, porém, que não se trata de um fenômeno de precessão, pois esta força tenderia a ser nula. Como exemplo, tomam-se os motores A e C, ambos com mesmo sentido de rotação (anti-horário, vista por cima) e potência. O motor A atua de forma a gerar torque no sentido horário no eixo z, enquanto o motor C atua de forma a gerar torque no sentido anti-horário.

Dado o movimento do ar ao redor (externo) e no centro do protótipo, pode-se observar que este torque é gerado principalmente em função do turbilhonamento do ar externo, com as pás das hélices deslocando o ar no sentido contrário ao de sua rotação. Uma comparação ilustrativa é a de um remo empurrando a água e movendo o bote à frente.

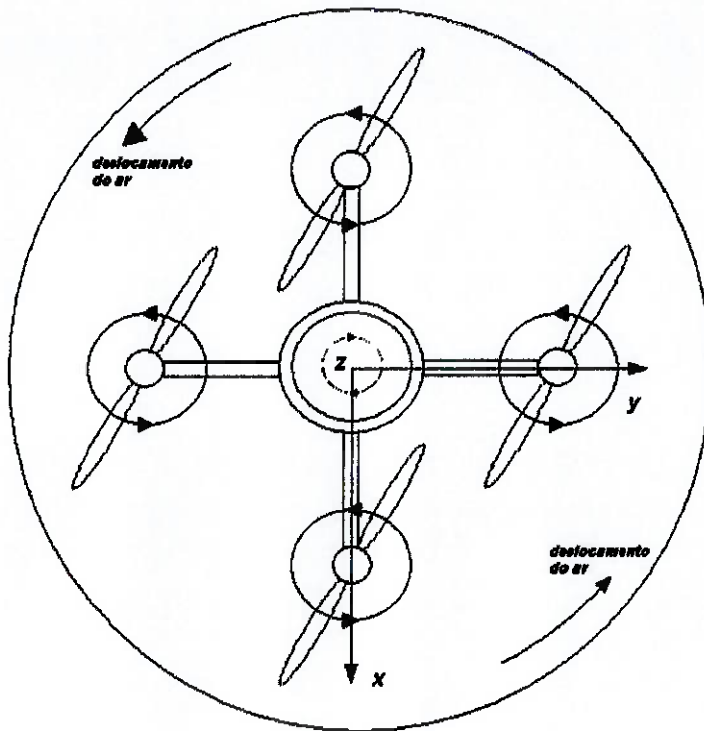


Figura 34 - movimento do ar na periferia do modelo

A fim de sanar estes problemas, algumas soluções foram testadas, com resultados demonstrados a seguir.

A primeira solução aplicada foi através da variação do ângulo dos eixos dos motores em relação ao eixo z (ou seja, usando parte da força de empuxo - F_e - para gerar uma componente contrária à tendência de rotação):

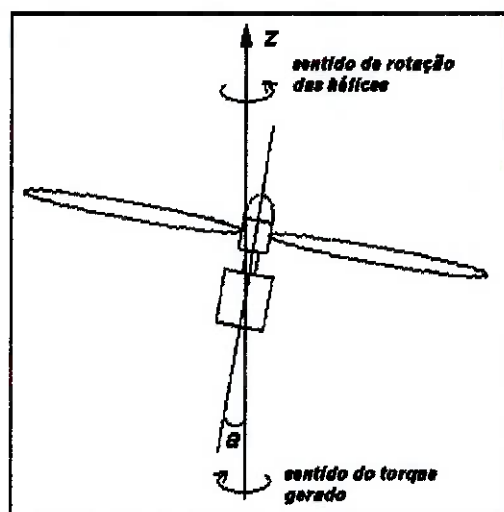


Figura 35- rotação das hélices e torque gerado

A componente da força de empuxo (F_e) contrária à gerada pelas hélices (F_h), aqui chamada de F_c é dada por:

$$F_c = \text{sen}(a) \cdot F_e$$

ou seja, F_c é proporcional a F_e através da constante dada por $\text{sen}(a)$.

Porém, o torque atuante sobre o azimuth não pôde ser anulado através da variação angular, tendo como razão a variação não proporcional deste torque à determinadas potências:

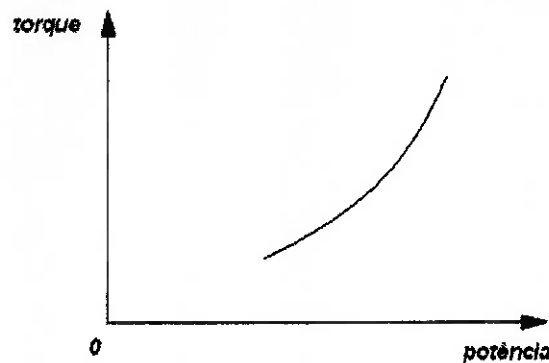


Gráfico 36 - curva aproximada (resultado experimental) do torque em função da potência (total) dos motores

Isto causaria o surgimento de torque ao se realizar o ajuste de altura ou durante a correção da estabilização pelo sistema de controle (causando giro da estrutura), onde a potência dos quatro motores é alterada de forma simultânea. Uma alternativa, inviável neste contexto devido à complexidade mecânica, seria a variação do ângulo a à medida que a potência de saída para os motores fosse aumentada.

A segunda solução aplicada foi a inversão do sentido de rotação de dois motores, posicionados em eixos de apoio da estrutura extremos (A e C ou B e D).

Esta solução tem como fator negativo a não existência de hélices comerciais com pás invertidas (normalmente são encontradas apenas para rotação em sentido anti-horário). Desta forma foi efetuada a inversão manual das pás, através do aquecimento das hélices próximo às bases das pás:



Figura 37 - inversão das pás da hélice (motores A e C)

Foram necessários ajustes no ângulo de ataque das hélices (ângulo de ataque refere-se à inclinação das pás em relação ao eixo central de giro da mesma. Um ângulo de ataque de 90° equivale à pá na posição horizontal). Desta forma, inclusive, foi possível inverter o sentido do torque no eixo z do protótipo, girando-o ao contrário.

Como já discutido anteriormente, o torque gerado neste eixo depende da potência dos motores. Já que dois motores apresentam rotação inversa aos demais (ou seja, novamente separando o sistema como um todo em dois subsistemas, formados por cada um das vigas que unem dois motores com mesmo sentido de rotação) pode-se livremente controlar a rotação da estrutura através da diferença de potência entre estes dois conjuntos, sem causar a inclinação desta.

Durante os experimentos, uma diferença de 3-5% (em torno de 1ms no duty cycle) na potência entre os conjuntos causa um torque (no sentido contrário ao conjunto com maior rotação) capaz de gerar uma velocidade angular final constante (giro da estrutura) de 0.5 rad/s, sem alterar significativamente a altura de voo.

Isso leva a outra possibilidade de controle, com o auxílio de um giroscópio, permitindo manobras mais precisas e suaves, particularmente útil em aplicações futuras que envolvam o caso de acoplamento de opcionais, tais como uma câmera.

Equilíbrio da estrutura

Outra variável importante para a estabilização mecânica do conjunto refere-se ao peso central acoplado no ponto de junção das vigas (junção dos eixos de simetria da estrutura), o que já havia sido verificado no protótipo inicial.

Este peso central atua como amortecedor quando do acontecimento de inclinações bruscas (oscilações rápidas inferiores ao valor estimado para a estrutura, com período de 20ms), que poderiam não serem captadas pela taxa de amostragem dos sensores. Neste caso, o peso central atua como um filtro passa-baixas, já que influencia no tempo de resposta do sistema e, de forma reduzida, na amplitude máxima da interferência imposta à estrutura.

O princípio desta atuação é o deslocamento do centro de gravidade da estrutura, abaixando-o em relação ao eixo z:

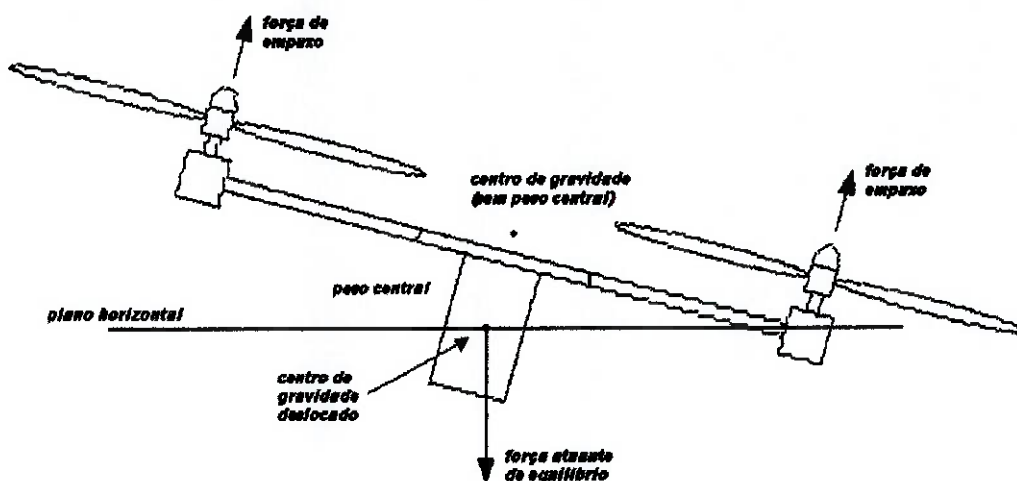


Figura 38 - atuação do peso central em favor do equilíbrio

Este peso será incorporado através do próprio peso da bateria (388g), e seu posicionamento deverá ser tal que o centro de gravidade esteja deslocado o máximo possível abaixo de sua posição original.

Tecnologias em desenvolvimento

Como citado anteriormente, embora não exista um modelo matemático já desenvolvido e publicado na literatura, existem projetos similares comerciais. Alguns deles são citados a seguir:

Airrobot ®[1s]:

Projeto comercial desenvolvido pela empresa homônima para segurança. Tem como características pouso autônomo, em caso de perda de sinal de controle, e interface amigável de controle. Incorpora GPS, câmera, sensores infravermelhos (anticolisão), transmissores multiplexados em sua versão completa. Custo aproximado [6s] (modelo completo) de €18000 (em 06/2008).



Figura 39 - Airrobot ® em voo

X UFO [4s]:

Brinquedo comercializado pela Hobbytron, da Absolute Toy Marketing Inc., possui sistema de controle de estabilidade eletrônico baseado em um giroscópio central, tornando-o fácil de manobrar. Custo aproximado [4s] U\$ 179,00 (em 06/2008). Não possui capacidade para carregar acessórios/carga (peso) opcional.



Figura 40 - brinquedo X-UFO

Alguns fatores podem ser citados em relação à inovação deste projeto frente aos citados: custo (relativo ao Airrobot) e capacidade de carga opcional (em relação ao X-UFO).

Circuitos auxiliares de testes

Devido à característica de controle do módulo speed control, foi desenvolvido um gerador de PWM baseado em um multivibrador astável com LM555 e um monoestável, também com o LM555 [2]:

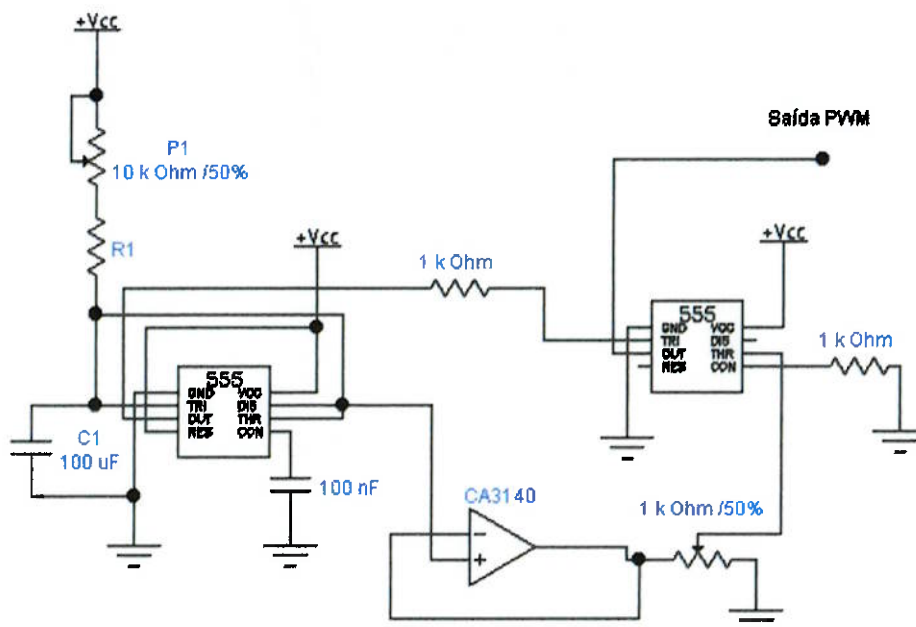


Figura 41 - circuito auxiliar (gerador) PWM

O CI 555 é configurado como multivibrador astável, com seu ponto de comparação (threshold) determinado pela carga de C_1 através do disparo (trigger). O tempo de descarga é configurado como o mínimo possível (não há resistência de descarga no pino de discharge), permitindo um pulso de curta duração (este pulso existe devido à resistência interna do transistor de descarga do CI555), e é o responsável por disparar o monoestável da etapa seguinte.

O período do multivibrador é dado por:

$$T = 0.693 \cdot (R_1 + P_1) \cdot C_1$$

A saída desta etapa (output) é aplicada ao trigger do monoestável da etapa seguinte. O tempo em que este mantém sua saída em nível alto depende da constante de tempo gerada por R_1+P_1 e C_1 da etapa anterior (poderia ser utilizada uma configuração semelhante ao do multivibrador astável, porém, ao ajustar o duty cycle, seu período geraria uma sobreposição ao período do mesmo, gerando dois pulsos no sinal de saída. Isto ocorre porque não é possível garantir os mesmos valores para os componentes envolvidos na base de tempo). Assim, a base de tempo é tomada da etapa osciladora, através de um seguidor de tensão formado pelo amplificador operacional (de altíssima impedância - da ordem de $1,5T\Omega$, visto que o CI CA3140 opera através de transistores MOSFET[12]).

O duty cycle é ajustado através do potenciômetro de $1k\Omega$, permitindo um ajuste entre 0 e 98% do ciclo (2% não possíveis referem-se ao menor tempo de descarga possível, que não pode ser zero fisicamente).

Há a possibilidade de converter o sinal analógico proveniente dos sensores em digital, modulado em PWM, pelo circuito abaixo:

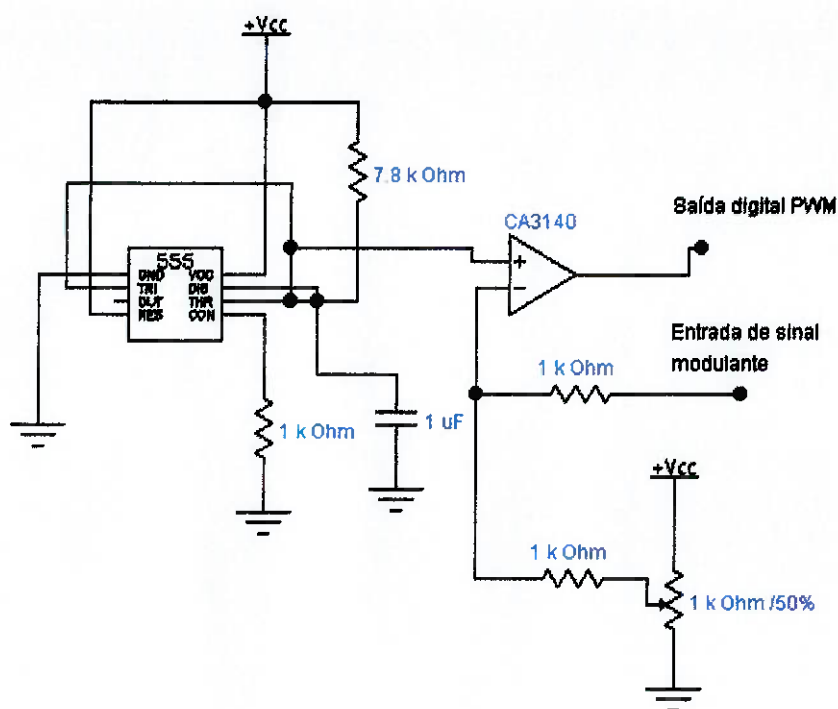


Figura 42 - conversor A/D PWM

A rampa é gerada através do circuito RC do multivibrador astável (tal como na configuração anterior), sendo sua frequência a de amostragem final do PWM. Esta rampa é comparada com o sinal modulante, na qual é adicionado um valor médio DC através do potenciômetro. Este nível é necessário para posicionar o sinal modulante (proveniente dos sensores) no meio da rampa, permitindo uma variação simétrica do PWM.

IV - Aplicações

Devido à estabilidade planar em relação ao solo e à capacidade de carregamento carga em vôo, a plataforma pode ser utilizada em aplicações diversas, algumas listadas abaixo:

Monitoramento de linhas de transmissão

Devido à sua estabilidade e à capacidade de acoplamento de câmeras, à plataforma poderão ser anexadas baterias extras e câmeras de calor, possibilitando a supervisão de grandes extensões nas linhas de transmissão de energia. Desta forma, diminui-se o risco humano, tornando desnecessária a inspeção visual feita subindo-se até a linha ou torre em si.

Segurança

Diferente de um helicóptero, o modelo distribui a potência necessária para levantamento de vôo entre seus quatro motores, reduzindo o ruído final provocado pela revolução do ar ao redor das hélices. Isso permite que a plataforma possa ser utilizada em segurança, através de um sistema de vigilância remota.

Auxilio policial - desarmamento de bombas

Extrapolando às expectativas, pode-se ainda realizar o acoplamento de braços controlados por servomecanismos, permitindo a realização de tarefas como coletar e liberar pequenos objetos.

V - Objetivos Finais – sistema de controle

Serão explicitadas as características do sistema de controle até agora desenvolvido, demonstrando o princípio envolvido e formas de implementação e soluções alternativas que envolvem a arquitetura dos algoritmos implementados (ou seja, a forma com que são interligados os diversos blocos do sistema de controle) e que podem apresentar resultados diversos do esperado de acordo com esta organização.

Cita-se, como exemplo inicial, o problema de obter o cálculo do PID, baseado na entrada fornecida pelo sensor, e correção da saída: estabiliza-se um eixo da estrutura da plataforma e posteriormente o outro ou simultaneamente?

Também são demonstrados em detalhe os algoritmos já obtidos e padrões de testes efetuados e as propostas ainda a serem testadas.

V.1 - Introdução Teórica

O controle do protótipo da plataforma de vôo mostra-se necessário em virtude da característica não estável (verificada durante testes, não previsto teoricamente) de seu comportamento, apresentando oscilações em seus eixos durante o vôo, sobretudo com o aumento da potência sobre os motores.

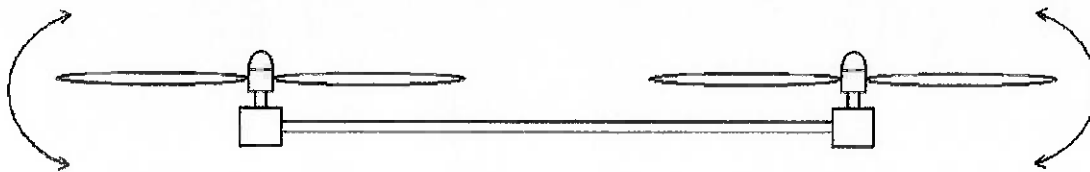


Figura 43 - Oscilação de um dos eixos

Esta oscilação será corrigida utilizando-se um **controle proporcional, integral e derivativo (PID) digital**, implementado no microcontrolador ATTiny2313.

O controlador PID é largamente utilizado em sistemas de controle em geral [1], sendo portanto, bem difundido e definido, mostrando-se uma escolha razoável para solucionar este problema.

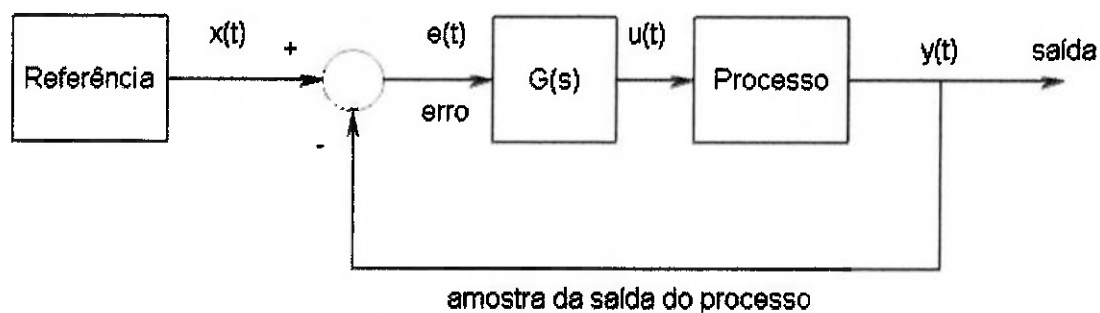


Figura 44 - Aspecto geral de um sistema com controle PID

O bloco PID é definido por:

$$G(s) = K * \left(1 + \frac{1}{s * Ti} + s * Td \right)$$

Este controle é baseado em três fatores principais:

Ganho proporcional (K)

Refere-se a amplificação (ou atenuação) do erro dado por $x(t) - y(t)$. Um controlador puramente proporcional [12] tem como característica apresentar erro em regime estacionário, diminuído com o aumento de K. Porém, em sistemas que já possuam pólos

simples, este aumento de ganho tem como consequência o aparecimento de pólos complexos conjugados, causando oscilações. Com uma segunda realimentação, pode-se corrigir este erro estacionário, o que será visto a seguir (reset automático [1]).

Tempo de integração T_i

Refere-se ao tempo de integração no termo $\frac{1}{s * T_i}$, e corresponde à taxa de aproximação da referência ($x(t)$) com a saída amostrada ($y(t)$). Um controlador PI (proporcional integral) [12] tem como característica erro estacionário nulo. Na prática, o controle integral foi obtido com base em tentativas de se obter o reset automático, e isso pode ser verificado por sua ação de "memorização", somando à saída atual do controlador (cujo resultado depende de pontos anteriores) o erro instantâneo.

Tempo de derivação T_d

Refere-se à taxa de previsão do futuro valor da saída do sistema no termo $s * T_d$. Corresponde ao instante t (atual) + T_d que se pretende prever da saída do sistema baseado em sua derivada (no caso de uma aproximação linear) utilizando-se de resultados anteriores. O controlador PD tem como função gerar um amortecimento da saída (caráter superamortecido), mas tem como característica erro estacionário finito para uma entrada degrau [12].

V.2 - O objetivo do conjunto PID e sua relevância ao projeto

O controlador PID enaltece as características desejáveis destes três sistemas, apresentando erro estacionário nulo para entrada degrau mesmo com valores arbitrários para ganho, e sua resposta é sempre superamortecida [12].

As características deste controlador são, para o projeto aqui apresentado, bastante desejáveis. Tendo como variável a ser controlada a inclinação do protótipo, deseja-se que o erro estacionário, dado uma inclinação de referência (no caso 0, visando a estabilização horizontal) seja nulo, pois em caso contrário mesmo havendo estabilização da oscilação do conjunto, este se moveria para o lado da inclinação positiva do eixo.

O superamortecimento permitiria uma melhor utilização de periféricos, como câmeras, diminuindo a trepidação da imagem.

V.3 - Controle PID Digital

Tipos de aproximações

Baseado nos livros das referências [10] e [11].

O controle PID pode ser concebido de diversas formas devido aos vários tipos de aproximações que se pode utilizar para representar os termos integral e derivativo.

Podem ser admitidas aproximações por **avanço (forward)** ou **retrocesso (backward)**, definidos pelo termo da derivada, que pode ser aproximada com amostras anteriores para prever a atual (retrocesso) ou usando a amostra atual e uma anterior para prever a futura (forward).

Quanto ao termo integral, pode-se admitir aproximações por **Tustin** ou por **rampa equivalente**.

Para o controle do protótipo foi escolhido a aproximação **forward e Tustin**, porque deseja-se prever o próximo valor por extrapolação linear e pela menor complexidade do algoritmo implementado com Tustin.

O controlador é, então, uma soma de três termos:

$$g(t) = g_p(t) + g_i(t) + g_d(t),$$

onde os termos à direita da igualdade representam, respectivamente, o termo proporcional, integral e derivativo.

Discretização

Para os termos a seguir, utilizam-se as mesmas denotações da referência [10], salvo a entrada $x(t)$ e a saída $y(t)$, mantidas na notação deste relatório:

t_k : instante onde a amostra k foi obtida;

h : período de amostragem;

b : peso do **set point** (o mesmo que a referência de entrada $x(t)$);

$e(tk)$: erro, dado pela diferença entre a referência e a saída atual:

$$e(tk) = x(tk) - y(tk)$$

Termo proporcional

O termo proporcional é tão somente dado por:

$$g_p(t) = K (b \cdot x(t) - y(t))$$

e é facilmente discretizado substituindo-se a variável contínua t por seu equivalente discreto:

$$g_p(tk) = K (b \cdot x(tk) - y(tk))$$

O termo b é utilizado como peso para "ajuste fino" da referência de entrada, e muitas vezes é usado com o valor $b = 1$.

Termo Integral

O termo integral é dado por:

$$g_i(t) = \frac{K}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau$$

e pode ser discretizada por:

$$g_i(tk + 1) = g_i(tk) + \frac{K \cdot h}{T_i} \cdot e(tk)$$

Termo Derivativo

Este termo é dado por:

$$\frac{T_d}{N} \frac{dg_d(t)}{d(t)} + g_d(t) = -KT_d \frac{dy(t)}{dt}$$

Sua forma discreta, usando Tustin, é dada por:

$$gd(tk) = \frac{2Td - N.h}{2Td + N.h} gd(tk - 1) - \frac{2.KTd.N}{2Td + N.h} (y(tk) - y(tk - 1))$$

Unificando os termos, obtemos:

$$gi(tk) = gi(tk - 1) + bi.e(tk) + bi.e(tk - 1)$$

$$gd(tk) = ad.gd(tk - 1) - bd(y(tk) - y(tk - 1))$$

A saturação do controlador: Windup

Um problema que ocorre com os controladores PID digitais (e também analógicos) é a saturação da saída. Isto tanto pode ocorrer porque ultrapassou-se o limite desejado quanto simplesmente porque o controlador não pode, fisicamente, fornecer esta saída.

Este é um problema bastante prejudicial, especialmente se considerarmos o termo integral.

Suponha que ainda há erro positivo devido a uma forte oscilação. A integração deste erro gera um aumento do sinal de saída do controlador PID, tentando aproximá-la do sinal de referência, $x(tk)$. Atingimos o limite máximo da saída física que este pode fornecer, mas a integração continua ocorrendo, elevando seu valor, mesmo com a saída saturada.

Quando a oscilação cessa, temos agora um erro negativo, que tende a diminuir a saída do controlador PID, porém, como a integração não foi contida, seu valor ainda é alto. Isto gera um atraso na resposta do controlador, pois o termo integral pode demorar a voltar para seu estado normal (dentro dos limites de saturação).

Uma forma simples de contornar este problema é parar a integração quando se atinge os valores mínimos ou máximos.

Código de computador [1]

O seguinte código foi usado como base para o algoritmo de controle PID implementado em microcontrolador:

Inicialização:

$$gi = 0$$

$$gd = 0$$

$$gp = 0$$

Computação dos coeficientes de controle:

$$bi = K \cdot h / Ti$$

$$ad = (2 \cdot Td - N \cdot h) / (2 \cdot Td + N \cdot h)$$

$$bd = (2 \cdot K \cdot N \cdot Td) / (2 \cdot Td + N \cdot h)$$

$$a0 = h / Tt$$

Leitura dos dados do sensor

...

x = referência

y = leitura atual

Computação do termo proporcional:

$$gp = K \cdot (b \cdot x - y)$$

Computação do termo derivativo:

$$gd = ad \cdot gd - bd \cdot (y - y_{anterior})$$

Computação da variável de controle (verificação de windup):

$$v = gp + gi + gd$$

$$g = \text{sat}(v, g_{\text{mínimo}}, g_{\text{máximo}})$$

Atualização dos valores de PWM:

...

Atualização do termo integral:

```
gi = gi + bi*(x - y) + a0*(g - v)
```

```
yantigo = y
```

```
fim
```

São pré-calculados os coeficientes de controle a_d , a_0 , b_d e b_i , evitando desperdício de processamento, já que são fixos. O restante do programa é chamado a cada instante de amostragem, onde se mostra importante saber o número de operações do microcontrolador para o cálculo e o tempo de leitura e atualização dos valores do sensor e dos PWM, respectivamente.

V.4 - Algoritmos do Sistema de Controle e Comunicação

Sensores

O sensor que pode ser utilizado é o **ADIS16354** da Analog Devices. Trata-se de um módulo com três giroscópios e três acelerômetros (em cada um dos eixos tridimensionais), formando um conjunto completo de sensoriamento inercial [4].

Apresenta comunicação **SPI (Serial Peripheral Interface)**, permitindo fácil acesso ao conteúdo dos registradores que armazenam os valores dos sensores (14 bits, em complemento de 2), além de permitir configurações específicas, como ativação e aquisição dos valores dos conversores AD adicionais ou portas digitais. Permite uma taxa de amostragem de **350 Hz**. Nota-se que a frequência máxima esperada do sistema formado pelo protótipo é de cerca de **10 Hz**, sendo, portanto, suficiente para a aplicação.

Com esta taxa, disponibilizam-se **2,857 ms** para o cálculo do PID, aquisição de sinais e ajuste de valores de PWM, nos algoritmos que serão vistos a frente.

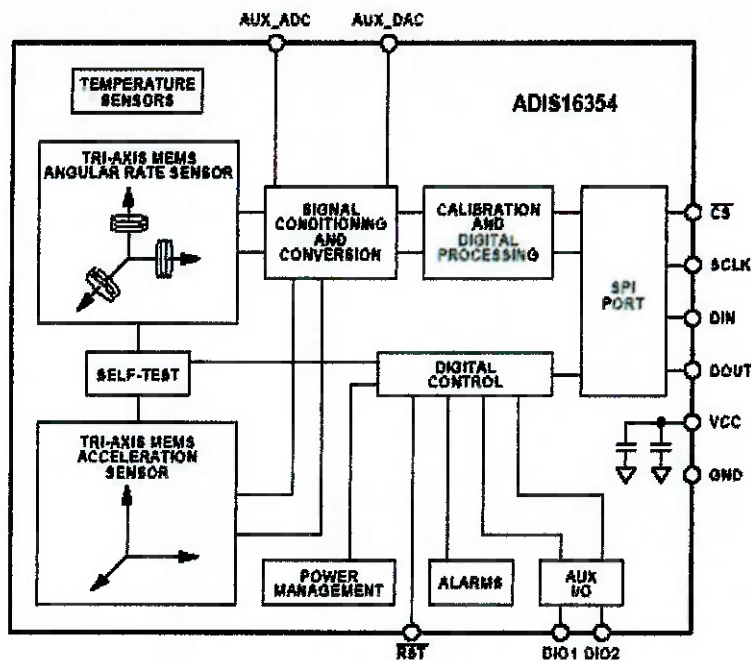


Figura 44 - Diagrama de blocos funcional do sensor ADIS16354

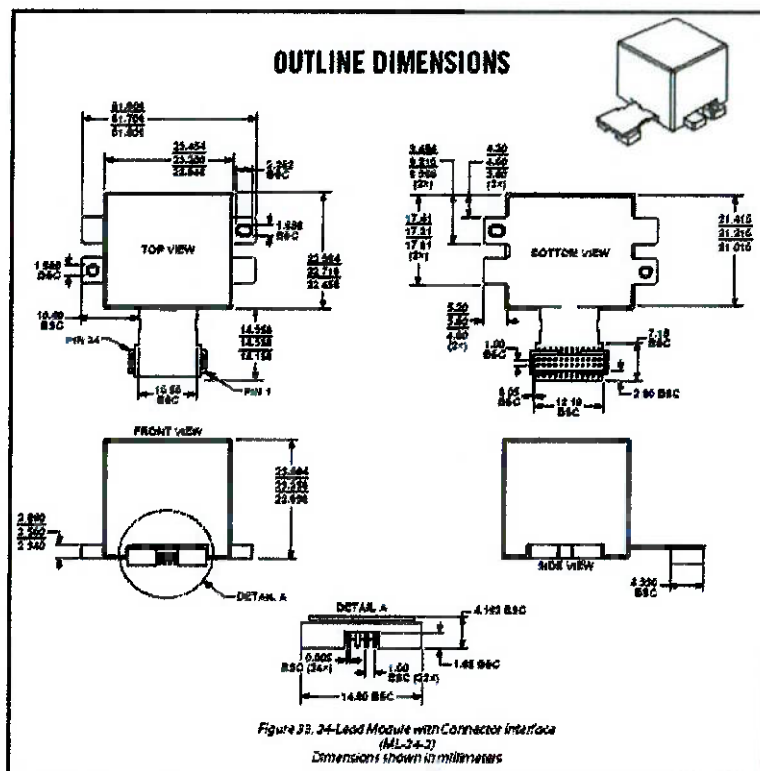


Figure 33. 24-Lead Module with Connector Interface (ML-24-2)
Dimensions shown in millimeters

Figura 45 - Dimensões do sensor

Como citado, as configurações e aquisições de dados são feitos através da porta de comunicação SPI. A interface elétrica tem quatro conexões principais:

CS - Chip Select

SCLK - Serial Clock

DIN - Data In

DOUT - Data Out

Quando **CS** está desativado (ou seja, $\overline{CS} = 1$), **DOUT** vai a um estado de alta impedância. Isto é particularmente útil neste caso, pois há necessidade de dividir a interface SPI com dois dispositivos, o sensor e o microcontrolador escravo. Mais detalhes são vistos na seção seguinte, que trata das características do microcontrolador.

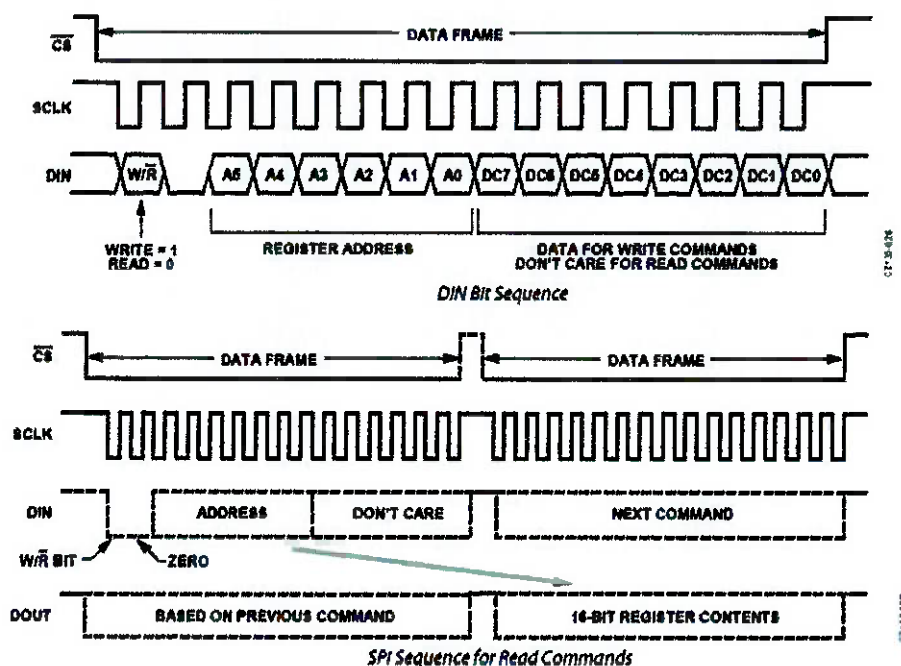


Figura 46 - Detalhe da comunicação SPI

Observa-se que **DOUT** fornece os dados pedidos no comando anterior após um único clock após a ativação de **CS**. A frequência de amostragem interna é definida no registrador **SMPL_PRD** (16 bits) e dada por:

$$T_s = T_b \cdot (N_s + 1),$$

onde T_s corresponde à taxa de amostragem, T_b à base de tempo (bit 7, escolhida entre 0.61035ms se 0 e 18.921ms se 1) e N_s ao fator multiplicativo (bits 6:0).

Importante salientar que a base de tempo escolhida define também a velocidade de operação do SPI. Se bit 7 = 0 (fast mode), o SPI pode operar a uma taxa de 2MHz. Se bit 7 = 1 (normal mode), o SPI pode operar a uma taxa de apenas 300kHz.

Supondo o modo normal, obtemos um tempo mínimo de aquisição de dados de:

$$(32 + 32 + 2) \cdot 1/300000 = 0,1667\text{ms}.$$

Este tempo tem que ser considerado no cálculo do algoritmo PID, onde é efetuada a leitura dos dados.

O sensor ADIS16354 tem como inconvenientes ao projeto seu preço e dificuldade de configuração, tendo em vista que o mesmo necessita de uma placa (vendida opcionalmente) para testes e debug e a amostra disponível (através do Departamento de Controle) apresenta erro de configuração que não permite a comunicação SPI, necessária ao controle. Por esta razão, uma alternativa foi utilizada, baseada no sensor já citado anteriormente (página 16 deste relatório), ADXL322, também da Analog Devices.

Cabe salientar que a mudança do sensor altera tão somente a interface de comunicação com o mesmo, não havendo mudanças no sistema de controle até aqui definido e melhor explicado adiante.

Escolha do microcontrolador

Neste projeto é utilizado o microcontrolador ATTiny2313 de 8 bits (ATMEL)[5], arquitetura RISC (Reduced Instruction Set Computer). Sua escolha foi baseada em parte pela facilidade de sua aquisição e programação e por contar com softwares de suporte gratuitos (tais como Ponyprog, AVR Dude, WinAVR), permitindo o desenvolvimento dos algoritmos independente de kits proprietários.

Séries de requisitos mais específicos ao projeto também foram avaliados, listados a seguir.

Capacidade de processamento

A capacidade do processamento, ou seja, o número de instruções por clock que um microcontrolador executa permite definir a maior velocidade de amostragem possível, pois regula o tempo máximo que o cálculo do PID irá consumir. Este tempo é determinado através do número máximo de operações necessárias entre a aquisição do sinal de referência amostrado e a atualização do novo sinal de saída. Neste caso, o número máximo de operações (Nop) depende diretamente da forma que o controle PID digital foi implementado (mostrado nas sessões posteriores) e neste caso vale, aproximadamente:

$Nop \approx 800$

Trabalhando a uma frequência de 8MHz, obtemos então um tempo total de:

$$800 * 1/8000000 = 0,1ms$$

Somando-se ao tempo esperado de 0,1667ms para aquisição dos dados, temos então

0,21667ms

para o período mínimo de amostragem, fornecendo então uma taxa de **4615,31 SPS** (samples per second). Nota-se, porém, que estão sendo considerados os tempos máximos esperados e, portanto, esta taxa pode ser aumentada.

No entanto, considerando a maior frequência do sistema formado pelo protótipo como 10 Hz, esta taxa de amostragem está perfeitamente adequada, muito acima da taxa teórica de Nyquist e acima ainda da taxa prática utilizada em sistemas mais complexos, de cerca de 100 vezes.

Precisão do cálculo

Outro ponto a se considerar é a precisão do cálculo, dado pelo comprimento da palavra. Este fator é importante devido à precisão necessária para o fator integral do controlador PID, pois um erro causado por truncamento pode afastar o erro estacionário do ponto nulo e até mesmo gerar oscilações[10].

O ATTiny2313 trabalha com comprimento de palavras de **8 bits**. Porém a linguagem C utilizada (Winavr) fornece suporte para trabalhar com até **16 bits** de resolução, embora a custo de um aumento no número de operações.

Portas de saída/entrada dedicadas

Outro fator considerado refere-se aos periféricos do microcontrolador, como timers, comparadores e interrupções.

Isto é importante pelo fato de que o uso de periféricos diminui a carga sobre o processamento, permitindo que este opere com o algoritmo principal enquanto a comunicação e a geração do sinal PWM trabalham independentemente.

O ATTiny2313 possui comunicação SPI e Serial Universal em pinos dedicados, além de fornecer duas saídas PWM independentes também em pinos dedicados, o que, teoricamente, seria insuficiente, já que o protótipo possui 2 eixos e 4 motores, sendo necessários então 4 canais PWM. No entanto, este problema pode ser resolvido com o uso de um microcontrolador escravo, que simplesmente recebe os valores de PWM através da interface SPI e os atualiza em suas saídas.

Pinout ATTiny2313

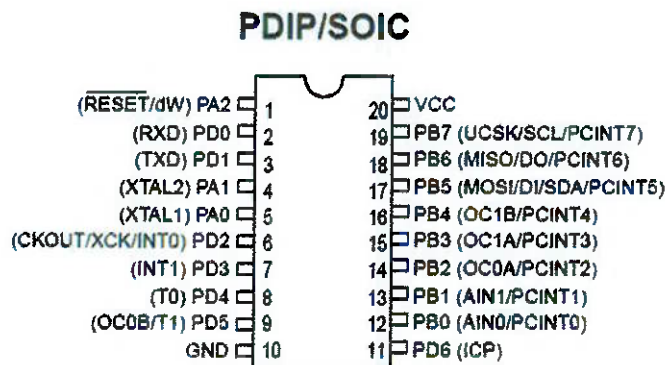


Figura 47 - Detalhes das portas dedicadas do ATTiny2313

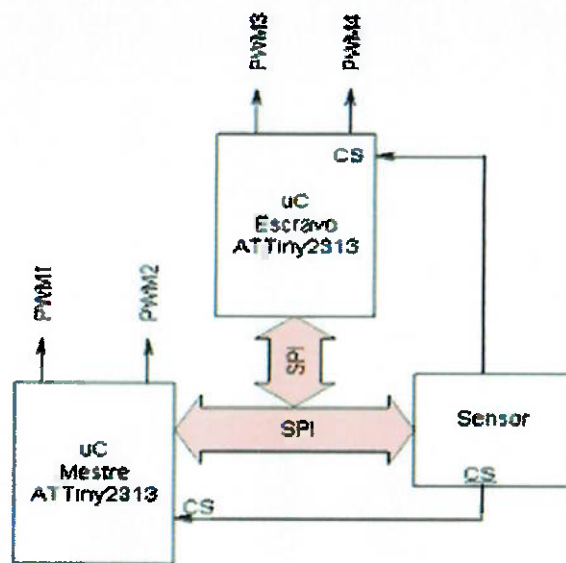


Figura 48 - Diagrama de blocos do sistema de controle

Memória de Programa

O último fator considerado refere-se ao tamanho da memória de programa. O ATTiny2313 possui uma memória de **2Kbytes** flash. Cada um dos três blocos têm (ou terá, no caso do bloco SPI ainda não definido) tamanho aproximado de **600Bytes**, totalizando **1,8Kbytes** permitindo a implementação deste microcontrolador.

Algoritmo de sinal PWM

Devido às características do controlador do motor (speed control), fez-se necessária a criação de um módulo para gerar um sinal PWM com as características mostradas abaixo:

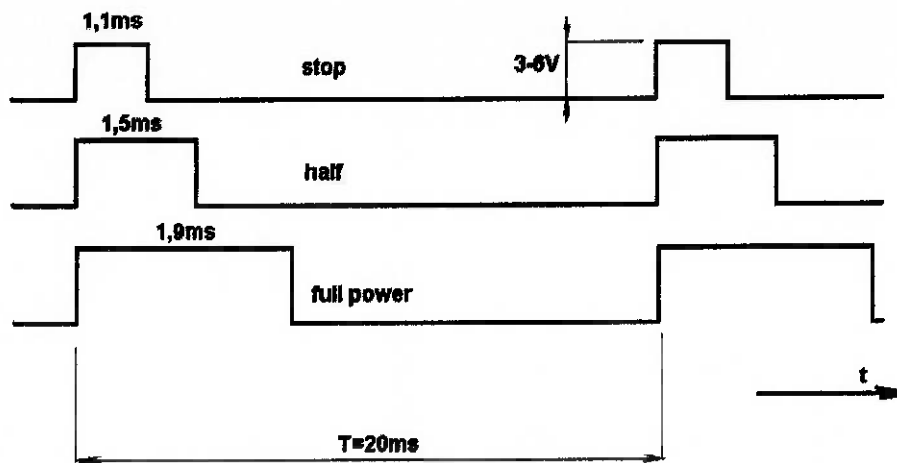


Figura 49 - Características do sinal PWM de comando do speed control

Este sinal é gerado pelo código a seguir:

```
#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <util/delay.h>
#define F_CPU 8000000

void pwm_init(void)
{
    TCCR1A = _BV(COM1A1) | _BV(COM1B1) | _BV(WGM11);
    TCCR1B = _BV(WGM13) | _BV(WGM12) | _BV(CS11);
    ICR1 = 20000;
    OCR1A = 2000;
    OCR1B = 1000;
    DDRB = _BV(PB1) | _BV(PB2);
}

int main (void) {
    pwm_init();
    sei();
    DDRB = 0xFF;
    DDRD = 0xFF;
    while (1){
    }
}
```

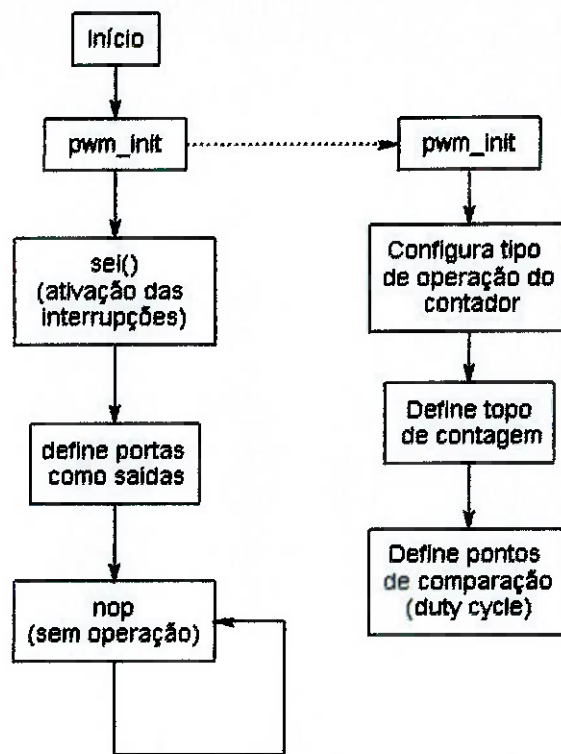


Figura 50 - Diagrama de funcionamento

Este código, baseado na frequência de operação de 8MHz, realiza uma divisão inicial por 8 (prescaller), na função `pwm_init` e é a base de tempo do registrador de temporizador/contador, de 16 bits (o que permite uma contagem de até 65535). Desta forma, obtemos uma contagem com período de $1/1000000$ s. Definindo o topo desta com `ICR1 = 20000`, temos um período de:

$$20000 * 1/1000000 = 20 \text{ ms}$$

As saídas PWM são definidas pelos registradores de comparação, `OCR1A` e `OCR1B`, no exemplo de código acima em 1 e 2 ms, respectivamente.

Teste

Para o teste, foi realizada a variação dos valores dos registradores de comparação, com resultado visto em osciloscópio. De formas satisfatória, houve variação das saídas entre 1 e 2 ms, com período de 20ms. Nota-se que, da forma que foi gerado, o PWM possui uma resolução de 1000 pontos.

Algoritmo de Controle PID

O código abaixo foi baseado no apresentado na subseção **Código de Computador**:

```
#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <util/delay.h>
#define F_CPU 8000000

#define K 1 //ganho proporcional
#define Ti 2 //tempo de integração
#define Td 2 //tempo de derivação
#define h 0.004 //período de amostragem supondo 250SPS
#define N 5 //valor escolhido entre 3 e 20
#define b 0.5 //valor escolhido entre 0 e 1

double ler_sensor(){

    double sensor = 0;
    ...
    return sensor;

}

void saida(double s){ //atualiza PWMs

...

}

int main (void){

    double bi;
    double ad;
    double bd;
    double ao;

    double uI = 0;
```

```
double ysp = 0; //o set point é zero, pois refere-se à inclinação
```

```
    desejada
```

```
double y = 0;
```

```
double yold = 0;
```

```
double uP = 0;
```

```
double uD = 0;
```

```
double v = 0;
```

```
double u = 0;
```

```
double ulow = -90;
```

```
double uhigh = 90;
```

```
//pré-cálculo:
```

```
bi = K*h/Ti;
```

```
ad = (2*Td-N*h)/(2*Td+N*h);
```

```
bd = 2*K*N*Td/(2*Td+N*h);
```

```
ao = h/Ti;
```

```
//loop principal:
```

```
while (1){
```

```
    yold = y;
```

```
    //entradas:
```

```
    y = ler_sensor();
```

```
    //proporcional:
```

```
    uP = K*(b*ysp-y);
```

```
    //derivativo:
```

```
    uD = ad*uD-bd*(y - yold);
```

```
    //variável de controle:
```

```
    v = uP + uI + uD;
```

```
    if (v < uhigh && v > ulow)
```

```
        u = v;
```

```
    else if (v < ulow)
```

```
        u = ulow;
```

```
    else if (v > uhigh)
```

```
        u = uhigh;
```

```
    saida(u);
```

```
    //integral:
```

```
    ui = ui + bi*(ysp-y)+ao*(u-v);
```

```
    yold = y;
```

```
    }
```

```
}
```

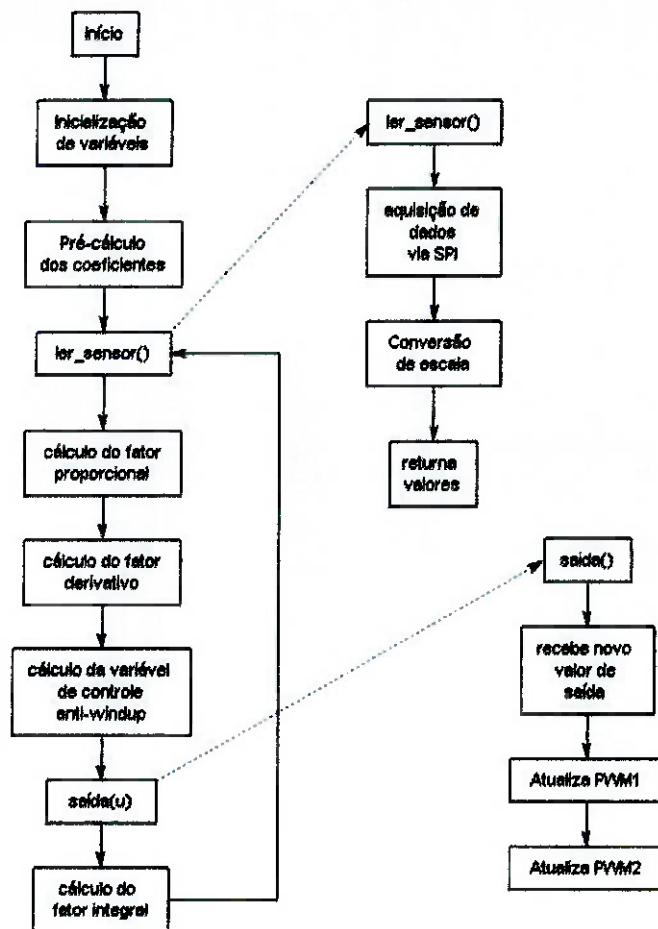


Figura 51 - Estrutura básica do controlador PID

Teste

Para realizar este teste, foi gerado um vetor simples de 10 posições com valores entre 0 e 90 (0 e 90), simulando uma rampa de entrada, em malha aberta. A saída foi escrita em uma das saídas PWM, onde se verificou o resultado. Desabilitou-se o fator derivativo, com resultados:

_ entrada degrau (valor fixo aplicado a entrada) de valor 10: variação de PWM crescente e linear, alto devido aos valores escolhidos para os coeficientes.

_ entrada rampa: variação de PWM crescente.

Algoritmo de Comunicação SPI e RS232

```
#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <avr/eeprom.h>
#define F_CPU 8000000
#include <util/delay.h>
#define BAUD 9600
#define BAUD_PRESCALE (((F_CPU / (BAUD * 16UL))) - 1)
#define MAX 20000
#define taxa 500
/***** VARIÁVEIS GLOBAIS */
uint16_t temp = 0;
int pwm1[2];
/***** PROTÓTIPOS */
void sendbyte(uint8_t data);
void sendword(uint16_t data);
void USART_init(void);
void pwm_init(void);
void SPI_slave(uint8_t data);
/***** MAIN */
int main (void)
{
    //76543210
    DDRB = 0b11011011;
    PORTB= 0b00100101;
    DDRD = 0b00000010;
    PORTD= 0b11111101;
    USART_init();
    pwm_init();
    sei();

    while (1)
    {
        _delay_ms(100);
        PORTB= 0b00100100;
        _delay_ms(100);
        PORTB= 0b00100101;
    }
}
/***** FUNÇÕES */
/***** SPI */
void SPI_slave (uint8_t data)
{
    USIDR = data;
    PORTB= 0b00100111;
    _delay_us(10);
    USISR = (1<<USIOIF);
    while(!(USISR & (1<<USIOIF)))
    {
        USICR = (1<<USIWM0)|(1<<USICS1)|(1<<USICLK)|(1<<USITC);
        _delay_us(10);
    }
    _delay_us(10);
    PORTB= 0b00100101;
}
/***** USART */
void USART_init(void) // inicializa USART para RS232 9600 BAUD
```

```

{
    UBRRL = BAUD_PRESCALE;
    UBRRH = BAUD_PRESCALE >> 8;
    UCSRB=(1<<RXEN)|(1<<TXEN)|(1<<RXCIE);
    UCSRC = (0<<UMSEL)|(0<<USBS)|(3<<UCSZ0);
}
ISR (USART_RX_vect) //interrupção: recebimento de dados RS232
{
    temp = UDR;
    if ((temp == '>') && (*pwm1 + taxa) < MAX)
        *pwm1 = *pwm1 + taxa;
    else if((temp == '<') && (*pwm1 - taxa) >= 0)
        *pwm1 = *pwm1 - taxa;
    else if(temp != '>' && UDR != '<')
        *pwm1 = 0;

    SPI_slave(pwm1[0]);
    SPI_slave(pwm1[1]);

    OCR1A = OCR1B = *pwm1;
    sendword(UDR);
}

void sendbyte(uint8_t data) //envia 1 byte
{
    loop_until_bit_is_set(UCSRA, UDRE);
    UDR = data;
}

void sendword(uint16_t data) //envia um char
{
    loop_until_bit_is_set(UCSRA, UDRE);
    UDR = data;
}

/***** PWM */
void pwm_init(void) // inicializa o FAST PWM
{
    TCCR1A = _BV(COM1A1) | _BV(COM1B1) | _BV(WGM11);
    TCCR1B = _BV(WGM13) | _BV(WGM12) | _BV(CS11);
    ICR1 = 2000; // define o topo da contagem
    OCR1A = 100; // PWM1
    OCR1B = 100; // PWM2
}

```

Algoritmo de controle final

O algoritmo de controle final apresenta algumas modificações referentes ao tipo de leitura do sensor, dado que houve a substituição do ADIS16354 (saída digital) pelo sensor ADXL322 (saída analógica):

```

//Plataforma Flutuante - controle
#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>

```

```

#define F_CPU 8000000UL
#include <util/delay.h>
#include <avr/eeprom.h>

#define SETBIT(ADDRESS,BIT) (ADDRESS |= (1<<BIT))
#define CLRBIT(ADDRESS,BIT) (ADDRESS &= ~(1<<BIT))
#define FLIPBIT(ADDRESS,BIT) (ADDRESS ^= (1<<BIT))
#define CHECKBIT(ADDRESS,BIT) (ADDRESS & (1<<BIT))
#define BAUD 9600
#define BAUD_PRESCALE (((F_CPU / (BAUD * 16UL))) - 1)

#define ADC_zero 113
#define topo 1900
#define inicio 1100
#define taxa 10
#define K 1
/***** VARIÁVEIS GLOBAIS */
uint8_t ADC = 0;
uint8_t dif = 0;
uint16_t ref = 0;
uint16_t temp = 0;
/***** PROTÓTIPOS */
void pwm_init(void);
void sendword(uint16_t data);
void USART_init(void);
/***** MAIN */
int main (void)
{
    //76543210
    DDRB = 0b00011000;
    PORTB= 0b01011111;
    DDRD = 0b00000010;
    PORTD= 0b11111101;
    USART_init();
    pwm_init();
    USICR = (1<<USISIE)|(1<<USIWM0)|(1<<USICS1);
    sei();
    while (1);
}
/***** FUNÇÕES */
void pwm_init(void) // inicializa o FAST PWM
{
    TCCR1A = _BV(COM1A1) | _BV(COM1B1) | _BV(WGM11);
    TCCR1B = _BV(WGM13) | _BV(WGM12) | _BV(CS11);
    ICR1 = 20000; // define o topo da contagem
    OCR1A = 1000; // PWM1
    OCR1B = 1000; // PWM2
}
/***** INTERRUPÇÃO SPI */
ISR (USI_START_vect) //interrupção: recebimento de dados SPI
{
    USISR = (1<<USIOIF);
    while (!(USISR & (1<<USIOIF))); //enquanto não termina
    ADC = USIDR; //o recebimento de dados
    dif = 0;
    if (ADC > (ADC_zero + 1))
    {
        dif = ADC - ADC_zero;
        if ((ref+ K*dif < topo) && (ref - K*dif > inicio))
    }
}

```

```

        {
            OCR1A = ref + K*dif;
            OCR1B = ref - K*dif;
        }
    }
else if (ADC < (ADC_zero - 1))
{
    dif = ADC_zero - ADC;
    if ((ref+ K*dif < topo) && (ref - K*dif > inicio))
    {
        OCR1A = ref - K*dif;
        OCR1B = ref + K*dif;
    }
}
else
{
    OCR1A = OCR1B = ref;
}
}
/***** USART */
void USART_init(void) // inicializa USART para RS232 9600 BAUD
{
    UBRRL = BAUD_PRESCALE;
    UBRRH = BAUD_PRESCALE >> 8;
    UCSRB=(1<<RXEN)|(1<<TXEN)|(1<<RXCIE);
    UCSRC = (0<<UMSEL)|(0<<USBS)|(3<<UCSZ0);
}
/***** INTERRUPTÃO USARTR */
ISR (USART_RX_vect) //interrupção: recebimento de dados RS232
{
    temp = UDR;
    if (temp == 'i')
    {
        ref = inicio;
        OCR1A = OCR1B = ref;
    }
    else if (temp == '+' && (ref + taxa) < topo)
    {
        ref = ref + taxa;
        OCR1A = OCR1B = ref;
    }
    else if (temp == '-' && (ref - taxa) > inicio)
    {
        ref = ref - taxa;
        OCR1A = OCR1B = ref;
    }
    else
    {
        ref = 50;
        OCR1A = OCR1B = ref;
    }
    sendword(temp);
}

void sendword(uint16_t data) //envia um char
{
    loop_until_bit_is_set(UCSRA, UDRE); //enquanto não termina
    UDR = data; //o envio de dados
}

```

Observa-se que o loop principal não realiza nenhuma operação, permitindo que o microcontrolador mestre e o escravo operem unicamente por interrupção. Isto é particularmente útil em casos onde é necessária uma maior economia de energia, mantendo-os em estado de dormência (sleep mode). Neste projeto, optou-se pela utilização de interrupções pela velocidade de resposta do Attiny2313.

Outra diferença a se notar refere-se ao tipo de controle implementado: apenas o fator proporcional é usado. Isso se deve ao fato de que a aplicação não exigiu o uso de correção de erro (característica do fator proporcional em um sistema de controle em malha fechada). Como o sistema não é crítico, o fator derivativo, que antecede a posição posterior do sistema e fornece uma saída mais agressiva como resposta também não foi necessário.

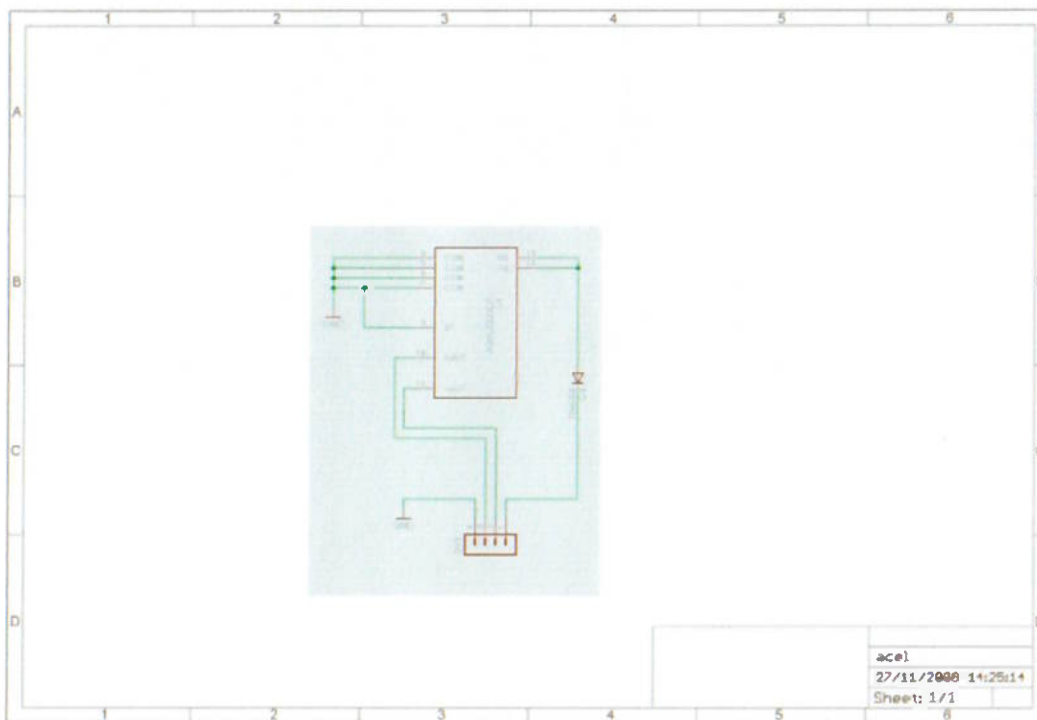


Figura 52 - Diagrama do sensor ADXL322.

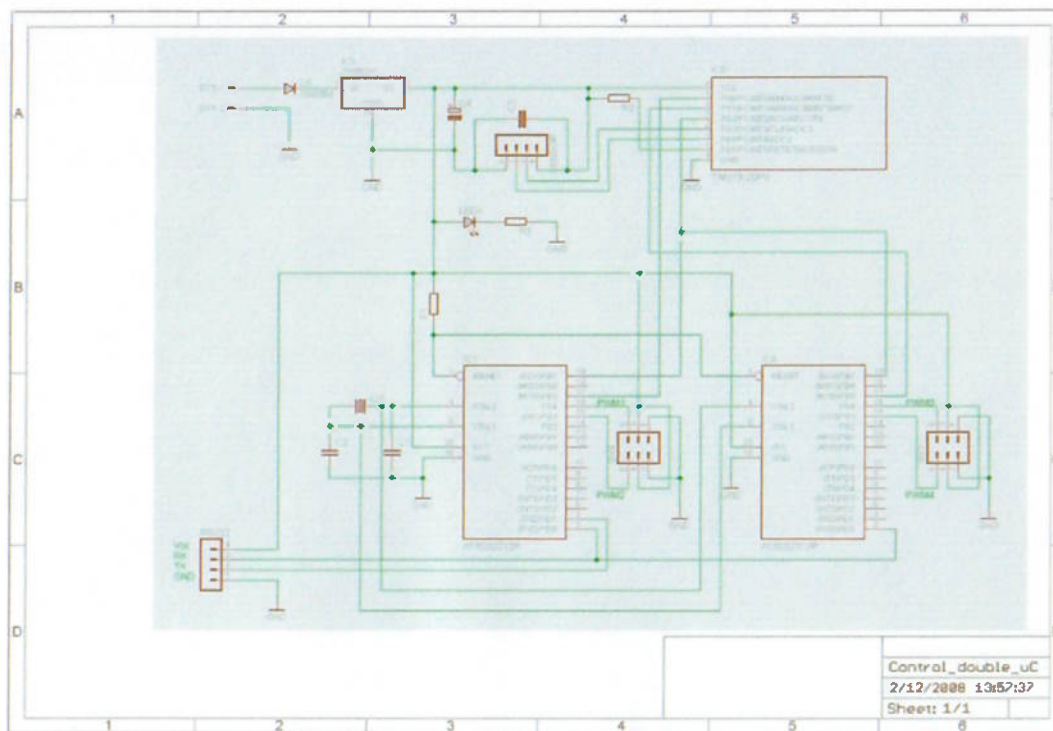


Figura 53 - Diagrama esquemático do circuito de controle.

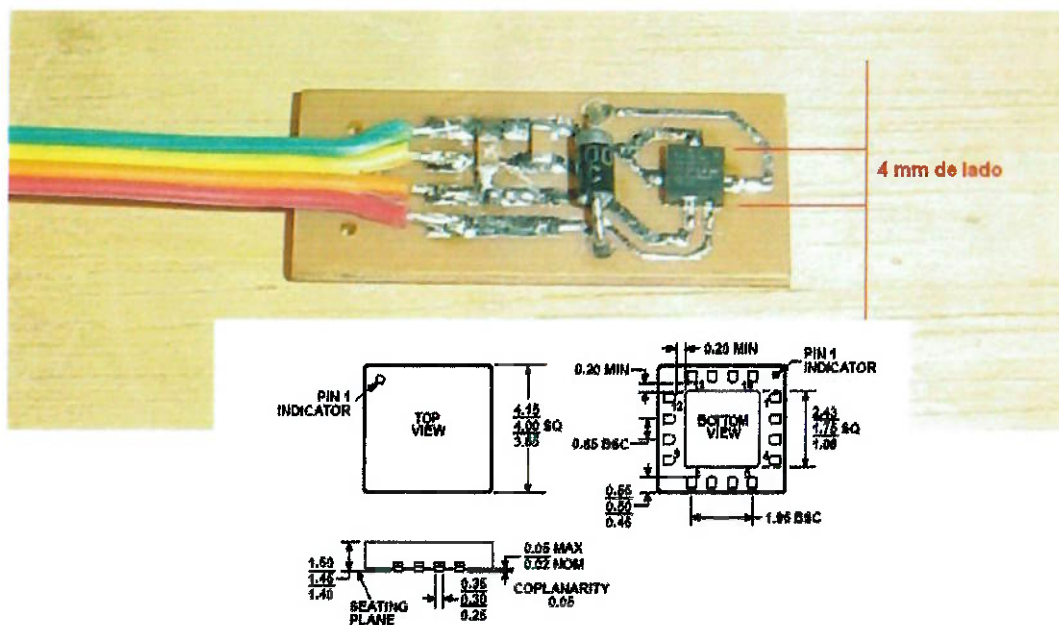


Figura 56 - Detalhe da soldagem do sensor na placa.

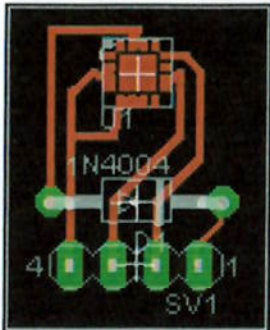


Figura 54 - layout da placa do sensor

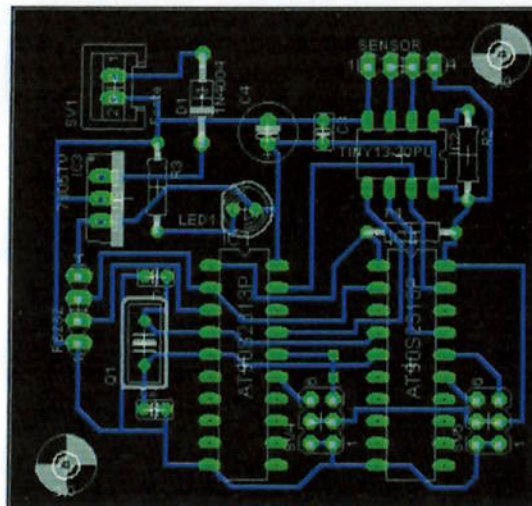


Figura 55 - layout da placa de controle

Acima, pode-se observar uma dificuldade encontrada em relação ao sensor ADXL322: sua soldagem na placa.

Foram tomadas precauções em relação à temperatura máxima e o correto posicionamento dos terminais sobre os "pads". O método utilizado foi aplicar solda em ambos (pads e terminais) e posicioná-lo corretamente. Após, as trilhas que levam aos pads foram aquecidas, até que a junção de solda elétrica fosse confirmada.

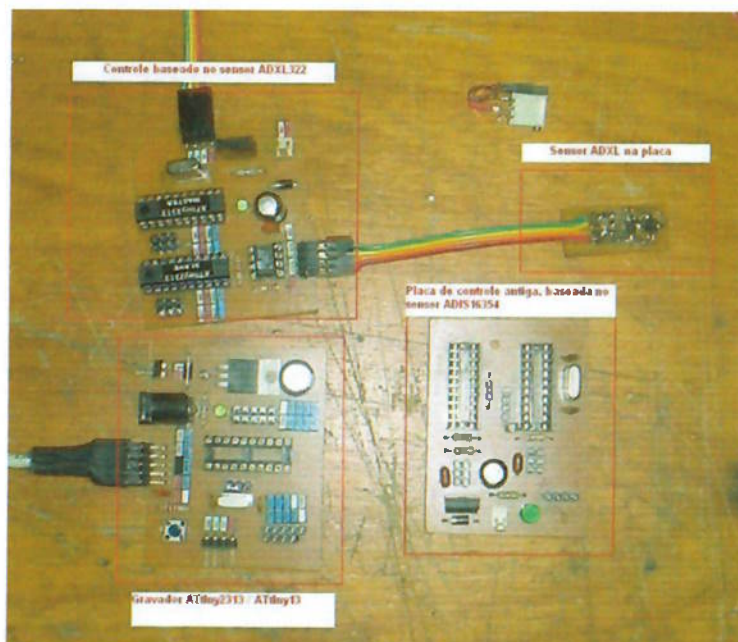


Figura 57 - Placas construídas no decorrer do projeto.

VI - Plano de trabalho parcial e complementar

A tabela a seguir apresenta, de forma aproximada, a divisão e o plano de trabalho referente ao conjunto do projeto total:

<i>Semana/Mês</i>	<i>Março</i>	<i>Abril</i>	<i>Maió</i>	<i>Junho</i>
<i>1</i>		Tecnologias em desenvolvimento	Estudo de estabilidade de vôo	Análise de controladores possíveis e seu desenvolvimento
<i>2</i>		Tecnologias em desenvolvimento	Análise de controladores possíveis e seu desenvolvimento	Conclusões finais
<i>3</i>	Análise de viabilidade	Estudo de estabilidade de vôo	Análise de controladores possíveis e seu desenvolvimento	
<i>4</i>	Análise de viabilidade	Estudo de estabilidade de vôo	Análise de controladores possíveis e seu desenvolvimento	

Tabela 1 - Plano de trabalho parcial

<i>Semana/Mês</i>	<i>Agosto</i>	<i>Setembro</i>	<i>Outubro</i>	<i>Novembro</i>
<i>1</i>	Finalização do protótipo	Implementação do software de controle	Ajustes finais	Relatório Final
<i>2</i>	Finalização do protótipo	Implementação do software de controle	Ajustes finais	Relatório Final
<i>3</i>	Finalização do protótipo	Implementação do software de controle	Relatório Final	
<i>4</i>	Finalização do protótipo	Implementação do software de controle	Relatório Final	

Tabela 2 - Plano de trabalho complementar, reativo ao Projeto de Formatura II

VII - Conclusão

Este projeto de formatura demonstrou a necessidade de sincronia entre fornecedores e clientes, a importância da especificação do sistema a ser analisado e a organização do trabalho em equipe.

Por diversos momentos, o grupo se viu prejudicado em relação ao prazo de fornecimento dos materiais e componentes, levando ao adiamento de etapas importantes que culminaram na não finalização, da forma que se esperava, do protótipo (mecanicamente) e seu controle.

O não conhecimento do sistema que foi imposto, dada pela estrutura do protótipo e por suas características mecânicas e aerodinâmicas, especificamente referindo-se às hélices, inviabilizaram um controle mais preciso, tendo em vista que a adaptação do sentido de empuxo e rotação das mesmas provocaram uma considerável perda de desempenho.

Esta perda de desempenho resultou na separação da bateria da estrutura, após a colocação da proteção, pois o peso de ambos já não era mais suportado, sem levar a potência de saída próximo à saturação, o que permitiria o voo mas sem controle. Neste momento, duas opções restaram: retirar a bateria ou a proteção para as hélices. Em favor da segurança, a bateria foi afastada do conjunto.

Durante a realização dos testes com o controle e o sensor ADXL322 já embarcados, verificou-se que o sistema podia ser controlado apenas por um controle proporcional puro, desde que não houvesse perturbações mais severas na corrente de ar. Um exemplo de perturbação ocorrida é o posicionamento da estrutura entre uma mesa e o solo, causando uma revolução tal do ar que a oscilação, novamente, torna-se crescente.

Imprevistos além dos prazos de fornecimento também ocorreram: o sensor esperado para o uso, ADIS16354, que por suas características seriam mais apreciáveis na aplicação, apresentou problemas de configuração, vindo de fábrica, que impossibilitou seu uso. Rapidamente, este foi substituído pelo citado ADXL322. Observa-se que toda a teoria de controle apresentada até então não sofreu mudanças, tão pouco o diagrama de blocos de controle, pois apenas a interface elétrica foi mudada. Claro, a perda do giroscópio

incorporado ao ADIS16354 resultou na completa impossibilidade de controle de rotação, mas esta já mostrou-se inviável devido às hélices utilizadas.

Em caso de continuação, cita-se como estritamente necessária a substituição e correção de componentes mecânicos como hélices (sugere-se a substituição por hélices de helicóptero elétrico, com passo fixo), diminuição, na medida do possível, da estrutura de proteção e do peso em geral. Isso é necessário para se disponibilizar uma maior capacidade de carga para as aplicações da Plataforma de vôo e também pra tornar o controle mais simples, baseado apenas em um único giroscópio, pois apenas a rotação em torno do próprio eixo será um fator de instabilidade. Como um exemplo, o X-UFO (citado na seção de **tecnologias em desenvolvimento**) utiliza apenas um giroscópio, pois as hélices apropriadas não geram a oscilação da estrutura.

Espera-se, ainda, que aja continuação deste projeto em futuros trabalhos de formatura, cujos novos integrantes se apoiarão neste material, ou mesmo mestrado.

VIII - Agradecimentos

Primeiramente, gostaríamos de agradecer os professores orientadores, Fuad Kassab Júnior e Walter Kaiser, pela orientação e apoio durante todo o projeto, sempre que precisamos. Além disso, agradecemos a Escola Politécnica e o PTC (Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle) da Escola Politécnica da USP, pela viabilização do projeto através do financiamento dos componentes. Agradecemos também aos professores coordenadores Eduardo César Senger e Lourenço Matakas Júnior pela orientação e acompanhamento do projeto no decorrer do ano, colaborando com outra aproximação aos problemas que enfrentamos e a discussões com resultados muitos positivos.

Agradecemos o professor Wilson Komatsu, que também nos cedeu o espaço do laboratório pra a construção do protótipo e o colega Thiago R. Contim, auxiliando em diversos momentos em aspectos da programação do microcontrolador e na tentativa de solucionar o problema com o sensor.

Ao amigo Damião de Carvalho Pereira, que permitiu a construção da estrutura em alumínio fundido, mais resistente e plausível em relação às demais soluções vistas até então.

VII - Bibliografia e referências

Livros e manuais:

- [1] - Fundamentos da Mecânica dos Fluidos - F. Young - editora Edgard Blucher
_ Item 7.1 a 7.5: Análise dimensional
- [2] - Datasheet do temporizador LM555
- [3] - Datasheet amplificador operacional CA3140
- [4] - Datasheet do acelerômetro ADXL322
- [5] - Datasheet do inclinômetro SCA100T
- [6] - Datasheet do giroscópio ADXRS150
- [7] - Microeletrônica - Sedra/Smith 4ª edição - editora Makron Books
_ Capítulo 2: Amplificadores Operacionais
- [8] - Princípios de Física, volume 1 - Mecânica Clássica - Raymond A. Serway - editora Thomsom
_ Capítulo 10: Movimento Rotacional - movimento de precessão.
- [9] - Manual de operação e características elétricas do motor AXI 2212/34 da model motors.
- [10] The control Handbook - Autor William S. Levine - Editora CRC Press
Capítulo 10.5 - PID Control
- [11] Computer Controlled Systems Autores Astrom - Editora Prentice Hall
Capítulo 8.3 - Digital PID controllers
- [12] Apostila (Notas de aula) de PTC 2413 - Controle I - Professor José Jaime da Cruz
páginas 100 a 118.
- [13] Datasheet do sensor ADIS16354 obtido na página

Sites da internet:

[1s] www.airrobot.com/

[2s] www.analog.com

[3s] www.vti.fi

[4s] <http://www.hobbytron.com/SilverLit-X-UFO-RC-Flying-Machine-RTR-with-4-Motors.html>

[5s]

http://www.ufrj.br/institutos/it/deng/kalii/IT_139_Elem_Maq/materiais/Materiais_outros/Fundicao.pdf

[6s] <http://www.rcgroups.com/forums/showthread.php?t=593654>

[7s] http://www.atmel.com/dyn/products/devices.asp?family_id=607

[8s] <http://ponyprog.sourceforge.net>

<http://www.analog.com/en/mems-and-sensors/imems-gyroscopes/ADIS16354/products/product.html>

[14] Datasheet do microcontrolador ATTiny2313 obtido na página

http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/DOC2543.PDF