

RELATÓRIO – PROJETO DESAFIO CONTROLE DE DIRECIONAMENTO DE UM PAINEL SOLAR

Laboratório de Controle e Automação I (LECI 1)
Universidade Federal de Minas Gerais

Professor: Reinaldo Martinez Palhares

Daniel Rodrigues Fortes – 9815163

João Felipe Kudo – 2003016060

Júlio César Ferreira – 2003016109

Resumo Este documento descreve as etapas de implementação de um controlador capaz de atuar no controle de posição de um painel solar. Nele estão descritos os mecanismos, ferramentas e cálculos de projeto elétrico e mecânico que o sistema do controlador apresenta.

Palavras Chaves: Painel Solar, Controlador, direção do sol. LECI, luminosidade.

Abstract: This document describes the stages of an implementation of controller capable to act in angular position of a solar panel. It is described the mechanisms, tools and equations calculators of the electric and mechanic project that the control system presents

Keywords: Solar Panel, controller, sun direction, LECI, .luminosity.

1 INTRODUÇÃO

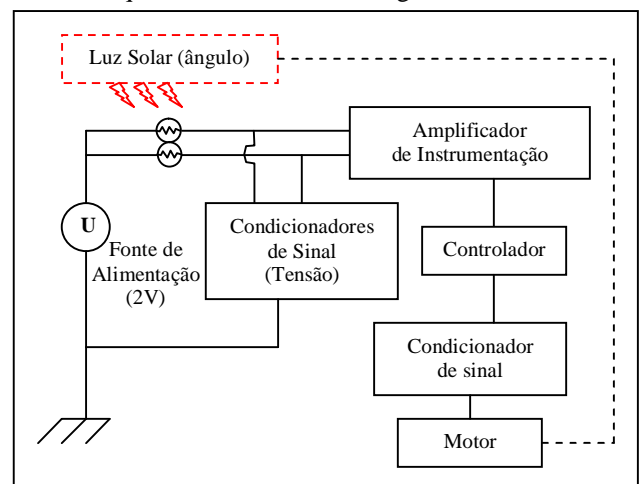
Neste documento estão descritos os mecanismos de desenvolvimento de um controlador de direcionamento de um painel solar.

Sua finalidade é provocar um deslocamento angular diário do painel a fim de proporcionar uma incidência dos raios solares sobre o painel com o maior ângulo de incidência possível.

2 DESENVOLVIMENTO

2.1 Metodologia

Primeiramente representamos o sistema de controle e medição de forma esquemática conforme o diagrama abaixo:



Agora apresentaremos cada etapa do diagrama separadamente para análise detalhada do sistema de medição.

2.2 Light Dependent Resistor - LDR

No projeto deste controlador utilizamos sensores sensíveis à luz para obter o sinal de controle do painel solar. É feito de sulfeto de cádmio (CdS) ou seleneto de cádmio (CdSe).

Os dispositivos foto-resistivos são elementos com uma resistência interna dependente intensidade luminosa. Sua resistência diminui quando a intensidade de luz é muito alta, e, quando a a intensidade de luz é baixa, a resistência no LDR aumenta.

Para a medição da resistência de um LDR, devemos utilizar um um ohmímetro que possua uma faixa bem grande de cobertura de escala, pois a resistência do LDR pode varia desde algumas casas decimais de ohm até gigaohms. Mas os LDRs padrão variam com uma luminosidade entre dia e noite com valores entre 100 ohms e 1M ohm.

Em nossos experimentos, estamos utilizando LDRs de 5 milímetros de diâmetro. Como qualquer elemento passivo, devemos tomar cuidado apenas com a sobrecarga de potência sobre ele.

2.3 Condicionadores de Sinal (Tensão)

Para pegarmos um sinal em cada um dos dois LDRs, utilizados por eixo da planta, efetuamos uma montagem em ponte com divisor de tensão.

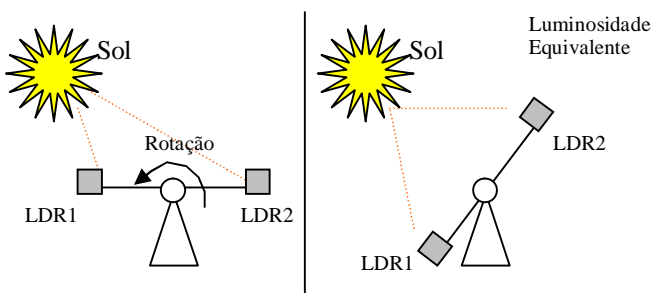
Podemos verificar que o circuito do sensor equivale ao próprio circuito de carga do condicionador de sinal. Assim, podemos concluir que a variação da carga entregue pela fonte expressa diretamente a variação no sensor de luminosidade.

Porém, devemos garantir que cada um dos sensores LDRs esteja variando similarmente, ou seja: ΔR deve estar próximo ou equivalentemente lineares para cada intensidade de luz.

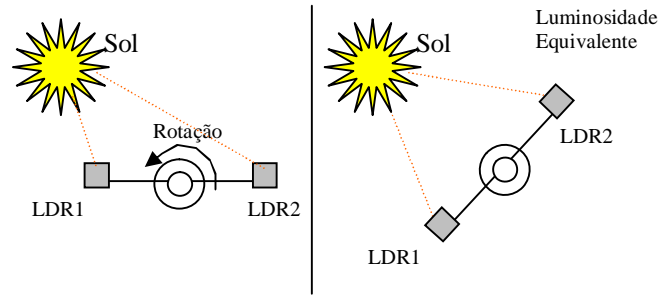
Para isto, montamos um circuito em ponte de resistores ajustando alguns trimpots, afim que garantir que os sensores fossem quase idênticos.

Assim, ao utilizarmos dois LDRs como sendo comparativos entre si, temos uma alternância entre eles de referência, ou seja, quando o painel se desloca para um lado o primeiro LDR é a referência de luminosidade enquanto o segundo provoca o acionamento do motor. Quando as resistências de ambos se igualam, o sistema fica sem atuação. Devemos observar que, para qualquer angulação do raios solares, a diferença de potencial entre os LDRs provoca o deslocamento do painel para o lado do LDR de maior luminosidade (menor resistência).

Para o eixo de inclinação do painel, temos o seguinte esquemático mecânico (vista lateral):

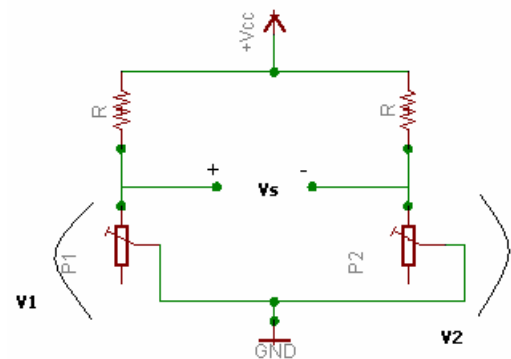


Para o eixo de rotação da base, no plano horizontal, temos o seguinte esquemático mecânico (vista de topo):



2.3.1 Equações da Ponte

Iniciemos o desenvolvimento da equação da tensão de saída da ponte de uma forma simples.



$$V_s = \left(\frac{V_{cc} \cdot P_1}{R + P_1} - \frac{V_{cc} \cdot P_2}{R + P_2} \right) = V_{cc} \left(\frac{P_1}{R + P_1} - \frac{P_2}{R + P_2} \right)$$

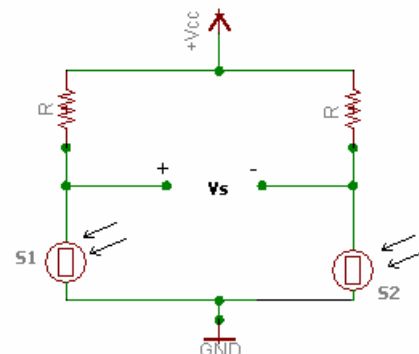
Para que a relação entre V_s e a diferença de resistências

$(P_1 - P_2)$ seja linear, é necessário que $R \gg P_1$ e $R \gg P_2$:

$$V_s = V_{cc} \left(\frac{P_1}{R} - \frac{P_2}{R} \right) \Rightarrow$$

$$V_s = \frac{V_{cc}}{R} (P_1 - P_2) (I)$$

Substituindo P_1 e P_2 pelas resistências (R_{S1} e S_{S2}) dos sensores S_1 e S_2 , obtemos a configuração desejada:



Considerando dois sensores iguais, temos a seguinte relação entre as resistências dos sensores e as intensidades luminosas (L_1 e L_2) sobre os mesmos:

$$\begin{aligned} R_{s1} &= a \cdot L_1 + b \\ R_{s2} &= a \cdot L_2 + b \end{aligned}$$

Assim sendo, se $R \gg R_{s1}$ e $R \gg R_{s2}$, temos:

$$\begin{aligned} V_s &= \left[\frac{V_{cc} \cdot (a \cdot L_1 + b)}{R + (a \cdot L_1 + b)} - \frac{V_{cc} \cdot (a \cdot L_2 + b)}{R + (a \cdot L_2 + b)} \right] \Rightarrow \\ V_s &= V_{cc} \left[\frac{(a \cdot L_1 + b)}{R} - \frac{(a \cdot L_2 + b)}{R} \right] \Rightarrow \\ V_s &= \frac{V_{cc} \cdot a}{R} (L_1 - L_2) \quad (II) \end{aligned}$$

que é a relação linear desejada.

Por fim, para o caso de os dois LDRs terem características diferentes, temos:

$$\begin{aligned} R_{s1} &= a_1 \cdot L_1 + b_1 \\ R_{s2} &= a_2 \cdot L_2 + b_2 \\ V_s &= \left[\frac{V_{cc} \cdot (a_1 \cdot L_1 + b_1)}{R + (a_1 \cdot L_1 + b_1)} - \frac{V_{cc} \cdot (a_2 \cdot L_2 + b_2)}{R + (a_2 \cdot L_2 + b_2)} \right] \quad (III) \end{aligned}$$

Assim sendo, se $R \gg R_{s1}$ e $R \gg R_{s2}$, podemos simplificar a equação (III) acima:

$$V_s = \frac{V_{cc}}{R} [(a_1 \cdot L_1 - a_2 \cdot L_2) + (b_1 - b_2)] \quad (IV)$$

Para linearizar esta equação, temos que fazer $R_1 \neq R_2$ e $R_1 \gg R_{s1}$ e $R_2 \gg R_{s2}$:

$$\begin{aligned} V_s &= V_{cc} \cdot \left[\frac{a_1 \cdot L_1 + b_1}{R_1} - \frac{a_2 \cdot L_2 + b_2}{R_2} \right] \Rightarrow \\ V_s &= V_{cc} \cdot \left[\left(\frac{a_1}{R_1} \cdot L_1 - \frac{a_2}{R_2} \cdot L_2 \right) + \left(\frac{b_1}{R_1} - \frac{b_2}{R_2} \right) \right] \quad (V) \end{aligned}$$

Dessa forma, devemos escolher R_1 e R_2 de forma que $\frac{a_1}{R_1} = \frac{a_2}{R_2} = K$, o que implica que $\frac{a_1}{a_2} = \frac{R_1}{R_2}$ e:

$$\begin{aligned} V_s &= K \cdot (L_1 - L_2) + V_{cc} \cdot \left(\frac{b_1}{R_1} - \frac{b_2}{R_2} \right) \Rightarrow \\ V_s &= K \cdot \Delta L + V_{cc} \cdot \left(\frac{b_1}{R_1} - \frac{b_2}{R_2} \right) \quad (VI) \end{aligned}$$

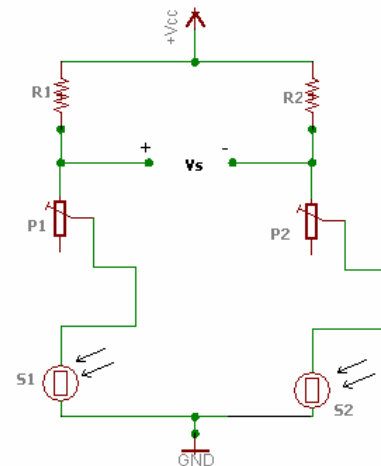
resultando em uma relação afim ($y = a \cdot x + b$) entre V_s e ΔL .

Se $R_1 \gg b_1$ e $R_2 \gg b_2$, obtemos a seguinte relação linear:

$$V_s = K \cdot \Delta L \quad (VII),$$

que é a relação desejada entre a tensão de saída da ponte e a diferença de luminosidade sobre os sensores.

Também podemos acrescentar dois trimpots na ponte para zerar o termo $\left(\frac{b_1}{R_1} - \frac{b_2}{R_2} \right)$, da seguinte forma:



$$V_s = \left[\frac{V_{cc} \cdot (a_1 \cdot L_1 + b_1 + P_1)}{R_1 + (a_1 \cdot L_1 + b_1 + P_1)} - \frac{V_{cc} \cdot (a_2 \cdot L_2 + b_2 + P_2)}{R_2 + (a_2 \cdot L_2 + b_2 + P_2)} \right]$$

Se $R_1 \gg R_{s1} + P_1$ e $R_2 \gg R_{s2} + P_2$, obtemos a seguinte relação:

$$V_s = \left(\frac{V_{cc} \cdot a_1}{R_1} L_1 - \frac{V_{cc} \cdot a_2}{R_2} L_2 \right) + V_{cc} \cdot \left[\frac{(b_1 + P_1)}{R_1} - \frac{(b_2 + P_2)}{R_2} \right] \quad (VIII)$$

Novamente, devemos escolher R_1 e R_2 de forma que $\frac{a_1}{R_1} = \frac{a_2}{R_2} = K$, além de ajustar P_1 e P_2 de modo que, resultando, por fim, em:

$$V_s = K \cdot \Delta L \quad (IX).$$

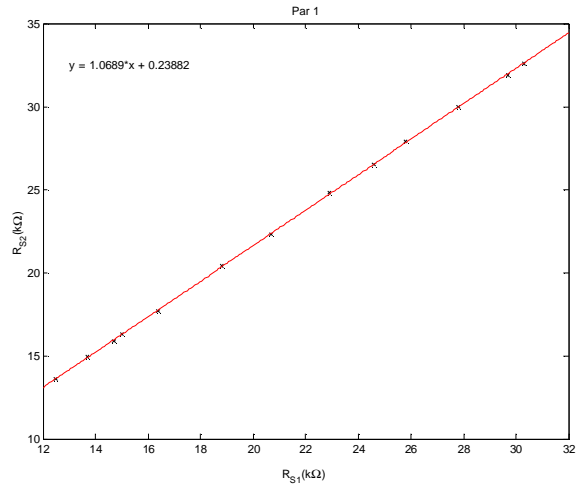
Devemos observar que um trimpot não deve ser utilizado caso queiramos um equipamento com vida útil muito longa, pois o índice de oxidação e depreciação do ajuste pode ser prejudicado mais rapidamente do que se estivermos usando resistores de precisão. Porém, o uso de resistores de precisão aumenta o custo do equipamento. Por se tratar de um projeto de protótipo, preferimos utilizar o trimpot; caso fosse aprovado a fabricação comercial de muitas unidades, uma compra de vários resistores de precisão ou até mesmo LDRs idênticos pode ser mais adequada para a garantia de qualidade.

2.3.2 Escolha e Calibração dos Sensores

Para escolhermos os sensores, inicialmente pegamos alguns LDRs e selecionamos três pares, denominados Par 1, Par 2 e Par 3, que mais se assemelham, isto é, escolhemos os sensores cujas resistências mais se aproximavam ao serem expostos à luz ambiente da sala, dois a dois.

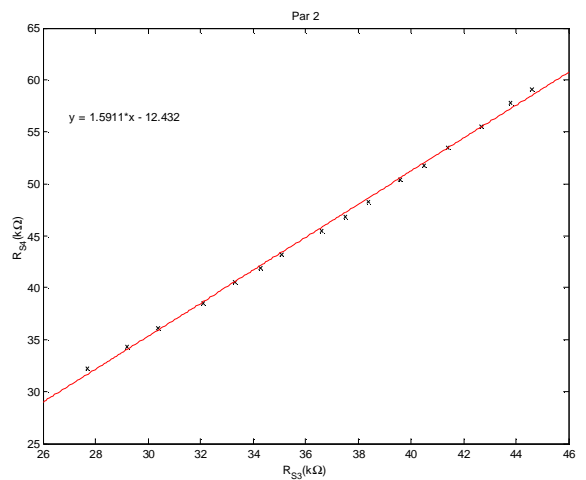
De posse desses pares, expusemos cada um a diversas intensidades luminosas, proporcionadas por um arranjo montado com um LED alto-brilho. Resgistramos as resistências de cada um dos sensores, tomando o cuidado de iluminar igualmente os sensores de cada par. Obtivemos os seguintes valores:

Par 1	
$R_{S1}(k\Omega)$	$R_{S2}(k\Omega)$
30.3	32.6
29.7	31.9
27.8	30.0
25.8	27.9
24.6	26.5
22.9	24.8
20.7	22.3
18.8	20.4
16.4	17.7
15.0	16.3
14.7	15.9
13.7	14.9
12.5	13.6



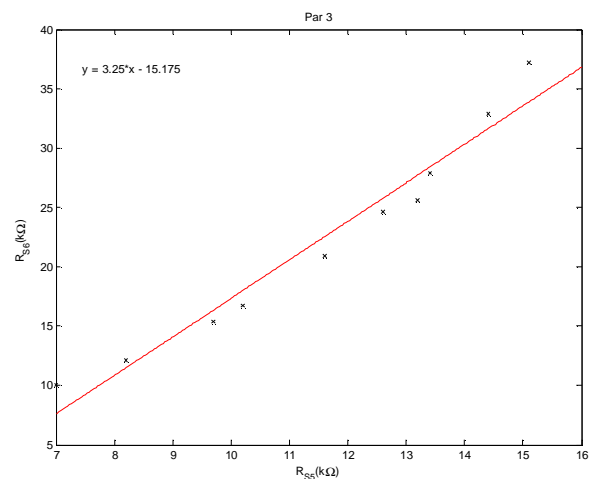
$$y = 1.0689 \cdot x + 0.23882$$

Par 2	
$R_{S3}(k\Omega)$	$R_{S4}(k\Omega)$
44.6	59.1
43.8	57.8
42.7	55.5
41.4	53.5
40.5	51.8
39.6	50.4
38.4	48.3
37.5	46.8
36.6	45.5
35.1	43.2
34.3	41.9
33.3	40.5
32.1	38.5
30.4	36.1
29.2	34.3
27.7	32.2



$$y = 1.5911 \cdot x - 12.432$$

Par 3	
$R_{S5}(k\Omega)$	$R_{S6}(k\Omega)$
15.1	37.2
14.4	32.9
13.4	27.9
12.6	24.6
13.2	25.6
11.6	20.9
10.2	16.7
9.70	15.4
8.20	12.1
7.00	10.0



$$y = 3.25 \cdot x - 15.175$$

Assim sendo, escolhemos os pares 1 e 2.

Temos que a inclinação dessas retas representa o seguinte:

$$a = \frac{\Delta R_{S1}}{\Delta R_{S1}} = \frac{(a_1 \cdot L_1 + b_1) - (a_1 \cdot L_2 + b_1)}{(a_2 \cdot L_1 + b_2) - (a_2 \cdot L_2 + b_2)} = \frac{a_1 \cdot (L_1 - L_2)}{a_2 \cdot (L_1 - L_2)} = \frac{a_1}{a_2}$$

Pelas equações desenvolvidas para a ponte, verificamos que é exatamente esse valor que é necessário para dimensionar os resistores da ponte, sendo que $\frac{a_1}{a_2} = \frac{R_1}{R_2}$.

Após alguns testes empíricos com a ponte, atribuímos o valor de 22kΩ a um dos resistores, escolhido devido à sensibilidade obtida com esse valor, obedecendo ao compromisso entre sensibilidade e linearidade, já que é necessário que $R \gg R_{s1}$ e $R \gg R_{s2}$ para obter a relação linear desejada.

Dessa forma, calculamos o valor da resistência dos outros resistores das duas pontes, obtendo o valor de 23,5158 kΩ para a outra resistência da ponte do Par 1 e o valor de 35,0042 kΩ para a outra resistência da ponte do Par 2. Por fim, colocamos outro resistor de 22kΩ na ponte do Par 1 em série com um trimpot de 10kΩ, e o ajustamos de modo que a soma desse 23,5158 kΩ. De maneira análoga, colocamos um resistor de 33kΩ na ponte do Par 2 em série com um trimpot de 10kΩ.

2.4 Amplificador de Instrumentação

No circuito do painel solar, devemos impedir o efeito de carga ao se coletar as tensões sobre os resistores da ponte com os LRDs. Para isto, utilizamos um amplificador de instrumentação, o qual possui uma elevada impedância de entrada.

Efetuamos uma montagem com amplificadores de instrumentação. Sua configuração se baseia em três estágios: no primeiro estágio são colocados dois amplificadores operacionais com configuração “buffer”. Por ter um isolamento de entrada de ±40V, está garantida uma proteção contra sobretensão de mais de 2000% da tensão nominal (2V). Além disso, ele possui um baixo valor de offset (50μV), oferecendo uma excelente precisão. Em um segundo estágio temos uma configuração não inversora de dois amplificadores, o que proporciona uma impedância de entrada infinita. Por último, temos uma configuração de diferenças entre a saída destes amplificadores da segunda etapa, o que proporciona uma alta rejeição de modo comum no sinal na saída. Portanto, como esta etapa calcula a diferença de sinais, fica melhor detectado se no segundo estágio o sinal de entrada sofrer um ganho, de forma a aumentar qualquer detecção do estágio de saída.

O diagrama abaixo representa a montagem do circuito amplificador com dois estágios:

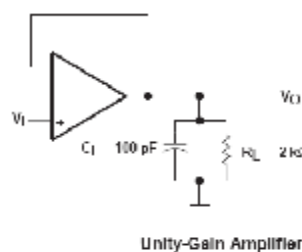
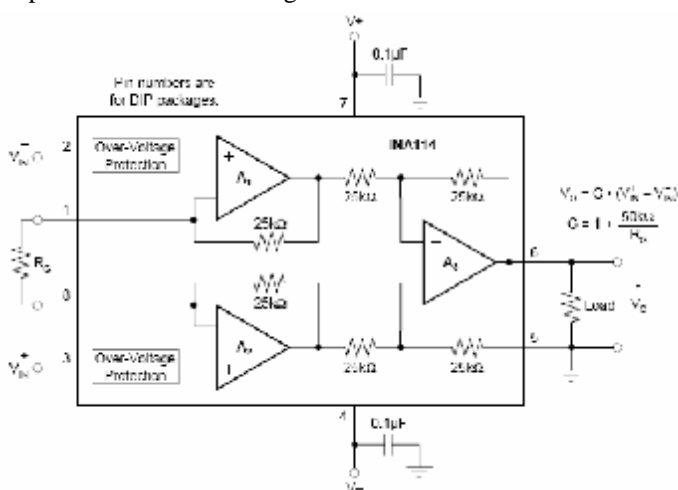
Abaixo temos fotos do circuito dos sensores e do amplificador de instrumentação implementados em uma placa de circuito impresso:



Ajustamos o trimpot do ganho para 200Ω o que nos dá:

$$G = 1 + \frac{50k}{R_G} = 250$$

Na saída do amplificador de instrumentação, utilizamos um amplificador operacional em configuração buffer para isolar a saída deste módulo com a parte de amplificação de potência, para acionamento do motor.

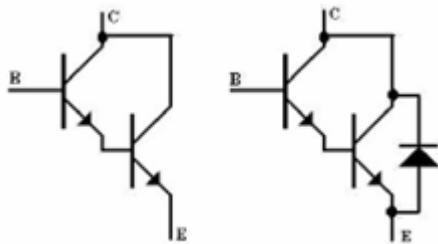


Com este módulo isolando a saída do amplificador de instrumentação da entrada do amplificador de potência, foi descartado qualquer efeito de carga na saída do amplificador de instrumentação.

2.5 Amplificador de Potência

O projeto exigiu que o acionamento dos motores do sistema fosse efetuado por fontes de tensão bastante estáveis à entrada. Assim, precisamos utilizar amplificadores de potência para suprir a corrente dos motores do painel. Apesar de não exigir altas correntes por estarmos utilizando um painel leve, o mesmo projeto pode ser utilizado para um painel robusto com um motor de maior torque.

O transistor Darlington é um tipo especial de transistor de alto ganho. Trata-se basicamente de dois transistores acoplados diretamente, conforme mostrado abaixo:

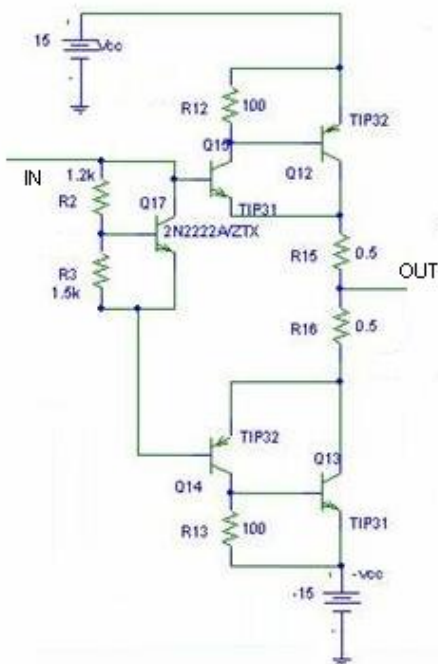


A característica principal do transistor Darlington é produzir um alto ganho de corrente β que é aproximadamente o produto dos ganhos individuais de cada transistor da montagem.

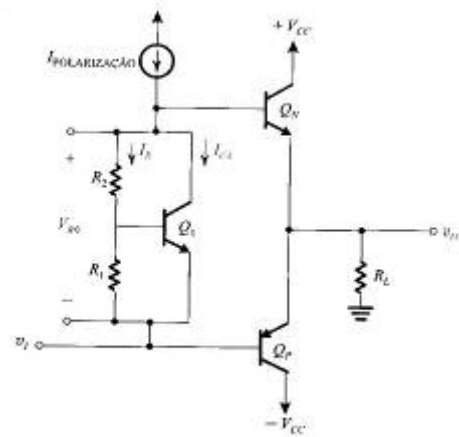
Portanto temos: $b = b_1 \cdot b_2$.

O dimensionamento desse amplificador fica em função dos parâmetros dos transistores de modo a ajustar o amplificador de classe B a operar quase na classe A, portanto funcionando na classe AB. A fonte de corrente que alimenta o circuito é através da resistência R14. A queda de tensão no transistor Q17 foi baseada no modelo de multiplicador de Vbe para polarizar os TIPs em configuração Darlington.

O circuito abaixo mostra o dimensionamento deste estágio. Não utilizamos dissipadores, devido ao fato de utilizarmos motores de pequeno porte, já que o painel simulado foi feito em isopor. Assim, conseguimos acionar os motores com uma corrente bastante baixa.



O multiplicador de V_{BE} pode ser analisado da seguinte maneira:



$$V_{BB} = I_R (R_1 + R_2) = V_{BE1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 1,08V$$

onde: $R_1 = 1,5k\Omega$
 $R_2 = 1,2k\Omega$

$$I_R = \frac{V_{BE}}{R_1} = 0,4mA$$

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) \cong 0,6$$

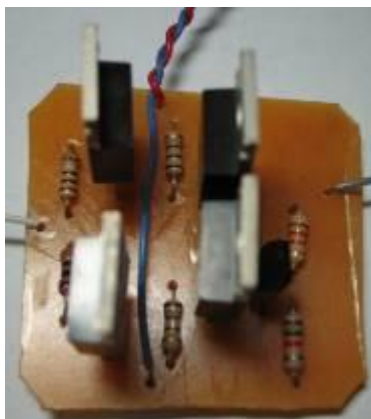
$$I_{C1} = I_{polarização} - I_R$$

$$I_{polarização} = 3300 / V_{CC} - V_{BB} = 4,22mA$$

Na saída do amplificador de potência, foram utilizados dois resistores de potência bastante pequenos com a finalidade de proporcionar estabilidade ao sinal de saída quando se aplicar a carga ao motor do painel solar.

Portanto devem ser utilizados resistores de saída muito menores do que a resistência da carga. Só assim pode-se evitar o efeito de carga causado pela impedância de saída.

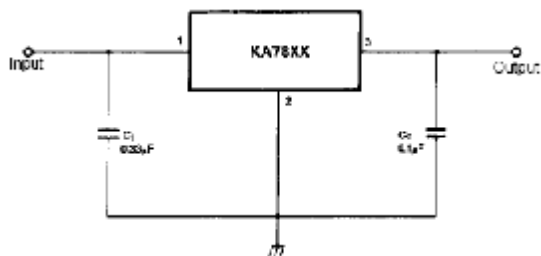
Abaixo estão algumas fotos do circuito impresso dos aplicadores de potência:



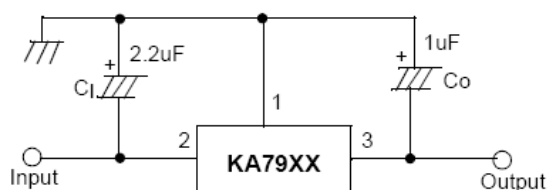
2.6 Fonte de alimentação simétrica

Como o circuito trabalha com uma fonte simétrica, utilizamos duas baterias para fazer a alimentação do circuito, e, com os controladores de tensão 7805 e 7905, baixamos a tensão de $\pm 9V$ da bateria para $\pm 6V$.

Abaixo está o diagrama esquemático do circuito.

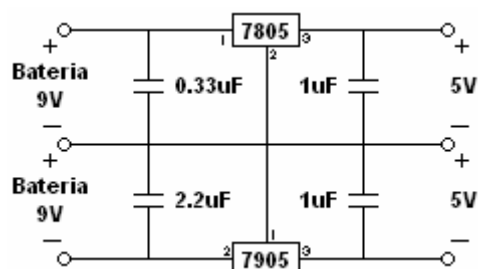


Regulação positiva



Regulação negativa

Obtivemos então o seguinte circuito de alimentação para o motor:



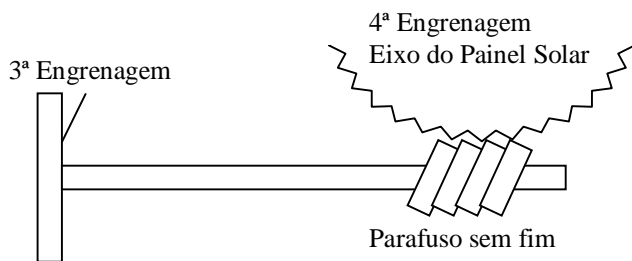
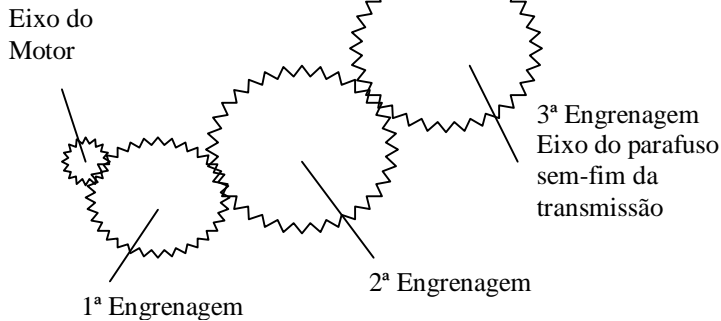
Abaixo estão as fotos do circuito do controlador de tensão implementados em circuito impresso:



Observação: o motor é de alimentação nominal de 5,5V. Porém foi utilizado para o projeto um controlador de tensão de 6V. Este fato se deve ao fato de os dispositivos de que processam o sinal trabalharem com o sinal muito no limiar assim o controlador de 6 V permite que o sinal possa ter uma perda em 1V.

2.7 Projeto Mecânico

De posse de um motor de +5V usados em toca-fitas de aparelhos som, montamos uma caixa de engrenagens com massa plástica, afim de reduzir o número de rotações do motor e aumentar o torque sobre o painel.



Toda a caixa de transmissão foi construída com massa plástica, por ser mais fácil de utilizar e moldar, e por ter uma rigidez expressivamente elevada. A utilização de madeira ou placas de plástico ou metal requer furos de precisão com torno e não foi possível sua execução.

Temos que a relação de torque entre cada engrenagem é diretamente proporcional ao número de dentes nas rodas e inversamente proporcional à razão das velocidades de rotação. Por exemplo, se a coroa (a roda maior) tem o dobro de dentes do pinhão, o torque da engrenagem é duas vezes maior que o do pinhão, ao passo que a velocidade deste é duas vezes maior que a da coroa.

No parafuso sem fim, temos uma rotação para cada dente de engrenagem.

No caso utilizamos as seguintes relações:

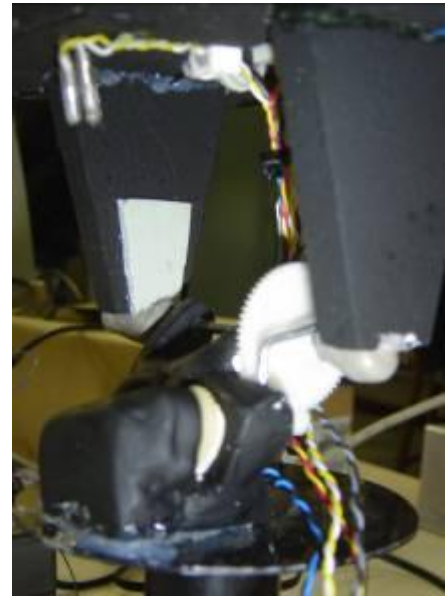
$$8 \text{ dentes (motor)} \rightarrow 24 \text{ dentes (cinza)}; \frac{24}{8} = 3$$

$$24 \text{ dentes (cinza)} \rightarrow 28 \text{ dentes (amarela)}; \frac{28}{24} = 1,167$$

$$10 \text{ dentes (amarela)} \rightarrow 28 \text{ dentes (branca do eixo)}; \frac{28}{10} = 2,8$$

isso dá uma redução de $3 \times 1,167 \times 2,8 = 9,8$

Se considerarmos que o parafuso sem fim tem uma rotação de uma volta para cada dente da engrenagem, então do eixo para o painel, há uma redução de 64 (64 dentes da engrenagem do eixo do painel). Então, a redução total é de 1:627,2



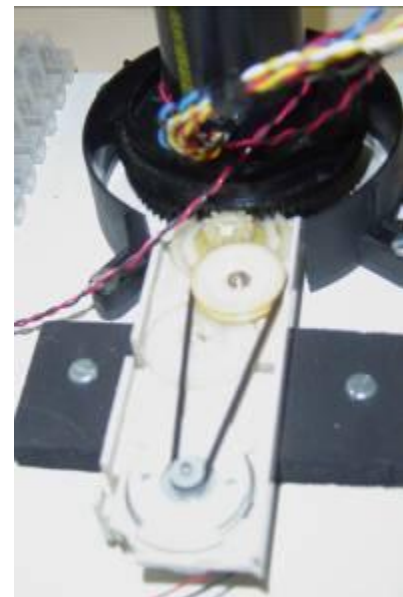
No caso do acoplamento motor-base, utilizamos o seguinte:

polia do Motor (6mm de diâmetro) -> polia 2 (20mm de diâmetro): $\frac{20}{6} = 3,33$;

engrenagem da polia 2 (15 dentes) -> engrenagem 1 externa (54 dentes): $\frac{54}{15} = 3,6$;

engrenagem 1 interna (13 dentes) -> engrenagem base (73 dentes): $\frac{73}{13} = 5,62$;

resultando em uma redução total de aproximadamente 1:67,4



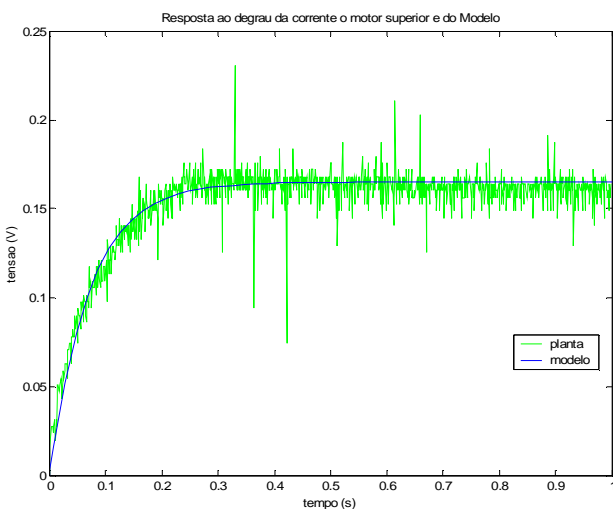
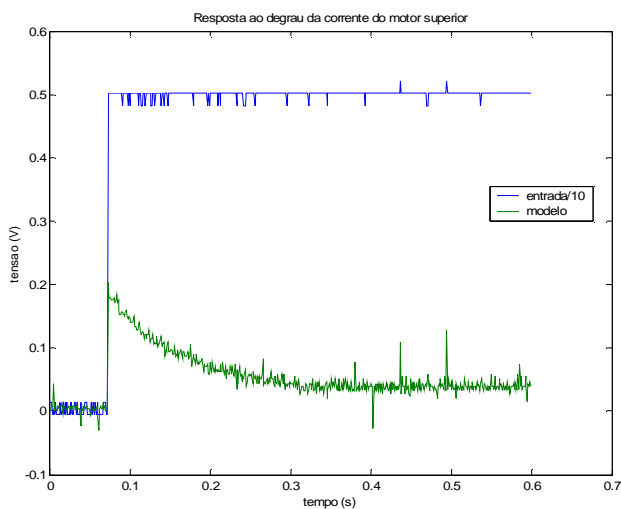
2.8 Modelagem do sistema em malha aberta

Dada a dificuldade de modelagem matemática devido às diversas não-linearidades do sistema ter sido construído de maneira artesanal, optou-se por levantar os parâmetros da planta por método empírico.

A dinâmica da corrente de um motor é governada pela influência dos parâmetros elétricos e mecânicos do mesmo. A dinâmica relativa aos parâmetros elétricos é muito mais rápida em relação à dinâmica relativa aos parâmetros mecânicos, podendo ser desconsiderada para a modelagem, ou seja, pode-se considerar a função de transferência da parte elétrica como aproximadamente 1. Portanto, podemos estimar a constante de tempo e o tempo morto, se o mesmo existir, do sistema mecânico a partir da resposta ao degrau da corrente elétrica, a qual é diretamente proporcional ao torque mecânico.

Utilizou-se um resistor de 1Ω na saída para a referência (terra) de um dos conectores de ambos os motores e mediu-se a tensão entre seus terminais com o auxílio de um osciloscópio digital ao aplicar um degrau de tensão de 5V no outro conector do motor.

Os resultados obtidos para o motor que se localiza na parte superior da planta estão apresentados nas duas ilustrações abaixo. Notar que a segunda ilustração demonstra a resposta ao degrau normalizada da planta e a resposta do modelo.



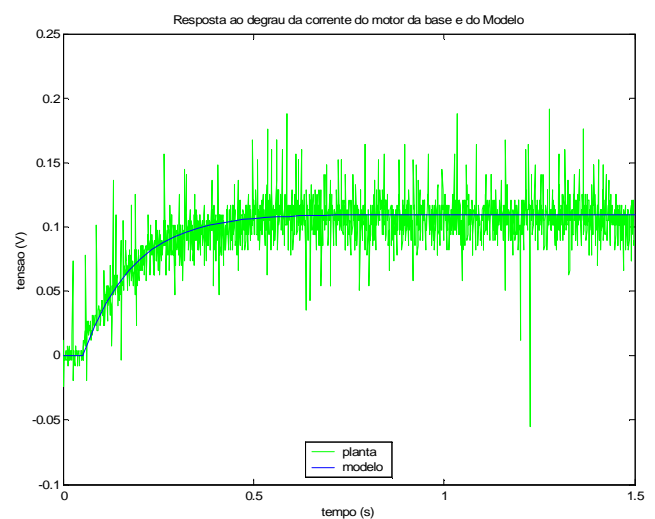
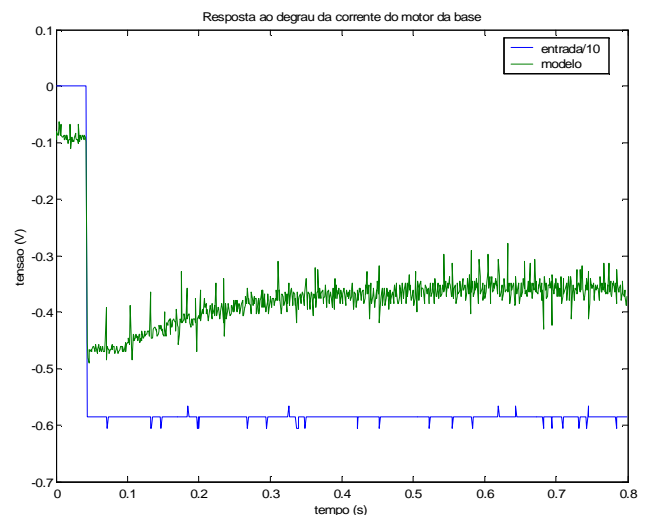
Encontrou-se no modelo uma constante de tempo de 0.072s e um tempo morto insignificante. Portanto, pode-se modelar o motor de cima com a função de transferência:

$$G_{motor1}(s) = \frac{K_1}{0.072s + 1},$$

sendo K_1 o ganho da planta entre a entrada de tensão no motor e a saída. Como não há sensores para medir a posição ou velocidade angular da placa, não foi possível estimar este ganho, assim como o do outro motor.

Pode-se observar no primeiro gráfico que a curva da corrente acompanha instantaneamente o degrau, subindo, e depois desce em uma exponencial. A subida na verdade possui um formato logarítmico, mas, como foi dito, a dinâmica é muito rápida e não é possível observar o formato da curva. A descida é a dinâmica mecânica.

De maneira análoga, aplicou-se um degrau de 5V no motor situado na base da planta, obtendo-se os resultados demonstrados nas ilustrações abaixo:



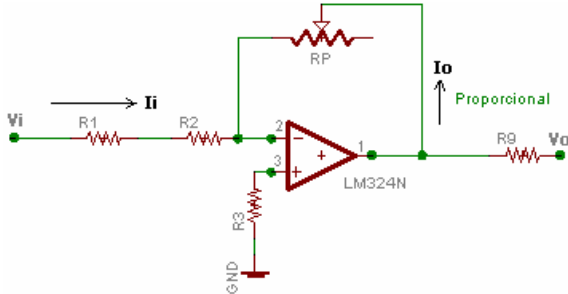
A constante de tempo para o sistema foi de 0.13s e o tempo morto de 0.053s. A função de transferência é:

$$G_{motor2} = \frac{K_2 e^{-0.053s}}{0.13s + 1}$$

3 CONTROLADOR PID

Construímos um controlador PID, de modo que pudéssemos ter mais opções de escolha. Caso não fosse necessário, colocaríamos a ganho derivativo em zero, o mesmo valendo para o ganho integrativo.

Aqui está a configuração utilizada para gerar o ganho proporcional:



Para este módulo, podemos desenvolver as seguintes relações:

$$V_i(s) = I_i(s) \cdot (R_1 + R_2)$$

$$V_o(s) = I_o(s) \cdot (R_p)$$

$$I_o(s) = -I_i(s)$$

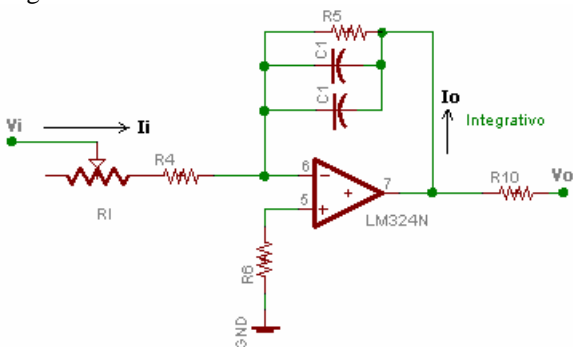
Assim, obtemos a seguinte função de transferência:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{R_p}{R_1 + R_2},$$

donde tiramos que o Ganho Proporcional (K_p) é dado por

$$K_p = \frac{-R_p}{R_1 + R_2}$$

Aqui está a configuração utilizada para gerar o ganho integrativo:



Para este módulo, podemos desenvolver as seguintes relações:

$$V_i(s) = I_i(s) \cdot (R_i + R_4) = I_i(s) \cdot R$$

$$V_o(s) = I_o(s) \cdot Z$$

$$I_o(s) = -I_i(s)$$

$$C = C_1 // C_1 = 2C_1$$

$$Z = R_5 // 1/sC = \frac{R_5 \cdot 1/sC}{R_5 + 1/sC} = \frac{R_5}{sCR_5 + 1}$$

Assim, obtemos a seguinte função de transferência:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-Z}{R} = -\frac{R_5}{R} \frac{1}{(sCR_5 + 1)}$$

Para baixas frequências ($j\omega CR_5 \ll 1$), temos:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{R_5}{R}$$

O resistor R_5 é importante para limitar o ganho do integrador; sem ele, a tensão de *offset* do Amplificador Operacional seria integrada infinitamente, levando o mesmo à saturação negativa.

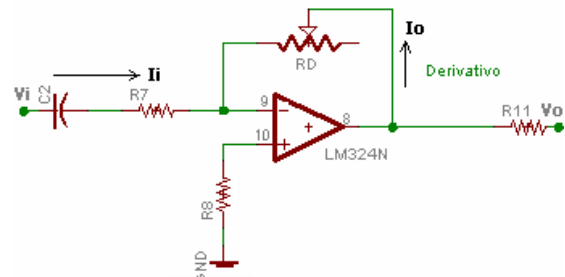
Para altas frequências ($j\omega CR_5 \gg 1$), temos:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{R_5}{R} \frac{1}{(sCR_5)} = -\frac{1}{sCR}$$

donde tiramos que o Ganho Integral (K_i) é dado por

$$K_i = \frac{1}{CR}$$

Aqui está a configuração utilizada para gerar o ganho derivativo:



Para este módulo, podemos desenvolver as seguintes relações:

$$V_i(s) = I_i(s) \cdot (R_7 + \frac{1}{sC_2}) = I_i(s) \cdot Z$$

$$V_o(s) = I_o(s) \cdot R_d$$

$$I_o(s) = -I_i(s)$$

$$Z = R_7 + \frac{1}{sC_2} = \frac{1 + sC_2 R_7}{sC_2}$$

Assim, obtemos a seguinte função de transferência:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-R_d}{Z} = -\frac{sC_2 R_d}{1 + sC_2 R_7}$$

Para baixas frequências ($j\omega C_2 R_7 \ll 1$), temos:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{sC_2 R_d}{1} = -sC_2 R_d,$$

donde tiramos que o Ganho Derivativo (K_d) é dado por

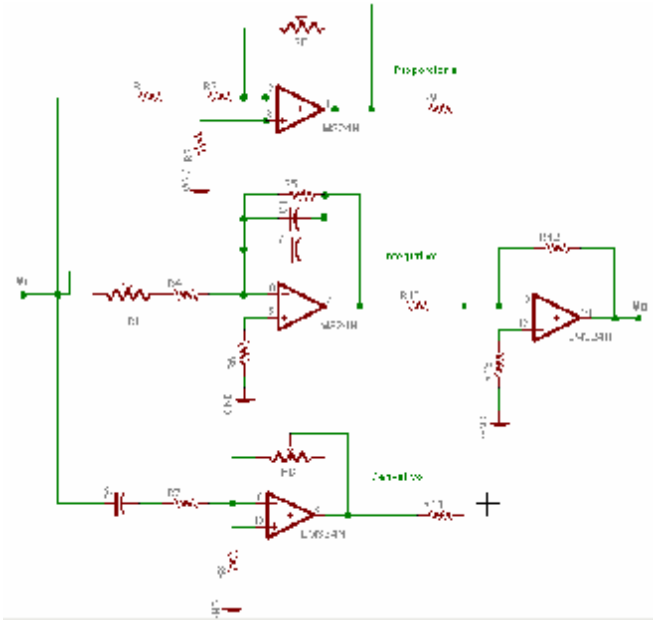
$$K_i = C_2 R_d.$$

Para altas frequências ($j\omega C_2 R_7 \gg 1$), temos:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{s C_2 R_d}{s C_2 R_7} = -\frac{R_d}{R_7}.$$

O resistor R_7 é importante para limitar o ganho do derivador em altas frequências; sem ele, as tensões provocadas por ruído seriam amplificadas fortemente, levando o Amp. Op à saturação, inviabilizando o uso deste importante módulo.

Aqui está a configuração completa do controlador, incluindo o somador com ganho unitário negativo:



Como a tensão nominal de ambos os motores é de 5V e a saída do módulo de condicionamento de sinal chega até cerca de 6V, decidimos limitar os ganhos do controlador em $\pm 1,5$.

Para o Ganho Proporcional (K_p), escolhemos os seguintes valores:

Componente	Valor
R_d	10k Ω
R_1	3,3k Ω
R_2	3,3k Ω
R_3	5,6k Ω

Isso nos dá a seguinte faixa de ganho: $0 \leq K_p < 1,52$.

Para o Ganho Integral (K_i), escolhemos os seguintes valores:

Componente	Valor
R_i	1M Ω
$R_4 = R_5$	1M Ω
C_1	330nF
R_6	470k Ω

Utilizamos apenas um capacitor C_1 .

Isso nos dá a seguinte faixa de ganho: $0,33 \leq K_i \leq 0,66$.

Para o Ganho Derivativo (K_d), escolhemos os seguintes valores:

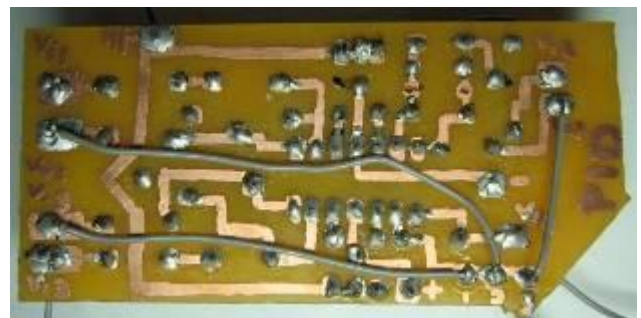
Componente	Valor
R_d	1M Ω
R_7	100k Ω
C_2	330nF
R_8	511k Ω

Isso nos dá a seguinte faixa de ganho: $0 \leq K_d < 0,33$.

Para o somador:

Componente	Valor
R_9	1M Ω
R_{10}	1M Ω
R_{11}	1M Ω
R_{12}	1M Ω
R_{13}	220k Ω

Abaixo apresentamos a placa de circuito impresso implementada para o acionamento do motor:



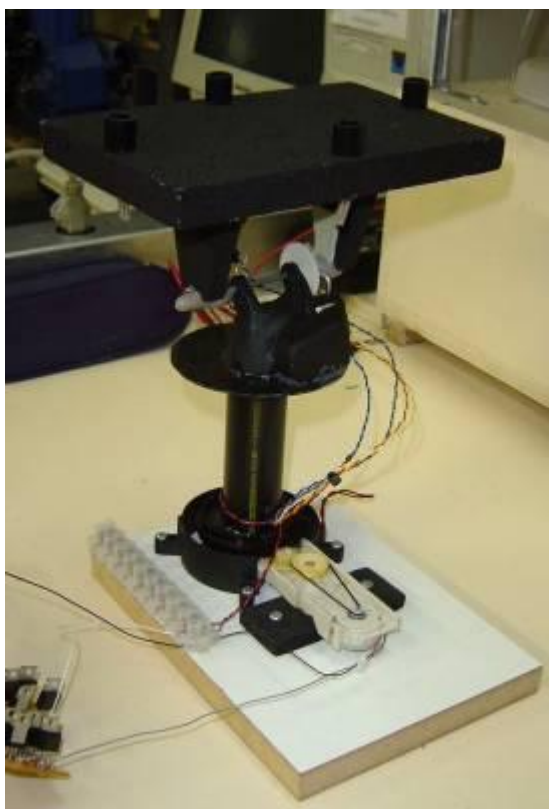
4 CONCLUSÕES

Ao desenvolver este projeto observa-se que toda a malha de controle está sendo realimentada pelos próprios sensores. Assim o dispositivo sensível à luz, apresenta automaticamente um plano de convergência que é o plano normal à maior incidência solar.

O projeto foi tratado com dois enfoques diferentes para cada eixo. No eixo da base o motor ligado às engrenagens provoca uma velocidade angular muito grande. Apesar de ser utilizado um jogo de engrenagens para o acionamento dos eixos o sistema continuou apresentando velocidade angular relativamente alta para a resposta esperada do painel. Para evitar diferenças abruptas de potencial e diminuir o erro de estado estacionário, projetamos um controlador PID. Neste controlador não foi estabelecida ganhos premeditados, pois as metas estabelecidas estão ligadas ao modelo do sistema entre o ângulo (tensão) e o motor (velocidade angular). Assim ajustamos os ganhos do PID de cada eixo afim de reduzir o overshoot e minimizar o erro de estado estacionário.

Outro fator importante é a resposta de ganho que cada sensor expressa ao ser submetido a uma intensidade de luz. Cada par de LDR deve estar precisamente ajustado para apresentar uma mesma queda de tensão e variar linearmente e proporcionalmente em ambos os sensores. Por isso foi utilizada uma montagem em ponte.

O projeto apresentou excelente resposta final. O circuito do sensor atuou com boa precisão e o controlador PID processou o sinal dos sensores de forma estabilizar o acionamento do motor evitando overshoot e erros observados em malha aberta.



5 DIFICULDADES APRESENTADAS

O projeto de controle do painel solar apresentou algumas dificuldades em obter LDRs com características bem próximas, sendo necessário um casamento entre eles através de resistores da ponte.

Ao tentar utilizar placas de acrílico ou metal, não foi possível efetuar furos de precisão para fixar as engrenagens, portanto foi necessário fabricar uma caixa de engrenagens feita em massa plástica, afim de reduzir a velocidade angular e aumentar o torque do painel.

Por serem muito sensíveis, os LDRs tiveram que ser submetidos a uma bateria de medições a fim de obter a característica estática deles e podermos casar os mais semelhantes.

O projeto apresentou vários módulos estudados e para facilitar qualquer ajuste e detecção de defeito produzimos cada módulo separadamente em circuito impresso.

6 MATERIAIS UTILIZADOS

6.1 Planta

Engrenagens:

1 engrenagem – 8 dentes (\varnothing 5mm)

1 engrenagem – 24 dentes (\varnothing 12mm)

1 engrenagem dupla – 28 dentes externa (\varnothing 15mm)
10 dentes interna (\varnothing 7mm)

1 engrenagem – 28 dentes (\varnothing 15mm)

1 engrenagem – 64 dentes (\varnothing 33mm)

Eixos de aço:

3 eixos de \varnothing 2mm

1 eixo de \varnothing 3mm

Massa plástica e tinta preta

Motores de $\pm 5V$ utilizados em toca fitas

6.2 Fonte de Alimentação Simétrica

Controlador de tensão:

7805 – controle positivo de +5V

7905 – controle positivo de -5V

Fonte de bateria $\pm 12V$

6.3 Condicionadores de Sinal

LDRs:

4 LDRs de \varnothing 5mm

Resistores:

3 de $22k\Omega/0,25W$

1 de $33k\Omega/0,25W$

2 de $2,2k\Omega/0,25W$

Trimpots:

4 trimpots multi-volta de $10k\Omega$

2 trimpots multi-volta de $1k\Omega$

Capacitores:

8 eletrolíticos de $1\mu/50V$

2 cerâmicos de $180pF$

Circuitos Integrados:

2 amplificadores de instrumentação INA114

2 amplificadores operacionais 741

4 sockets de 8 pinos

6.4 Amplificadores de Potência

Resistores:

4 de $2,0\Omega/0,25W$

4 de $100\Omega/0,25W$

2 de $1,2k\Omega/0,25W$

2 de $1,5k\Omega/0,25W$

Transistores:

4 TIP31C

4 TIP32C

2 2N2222

6.5 Controladores

Resistores:

4 de $3,3k\Omega/0,25W$

2 de $5,6k\Omega/0,25W$

2 de $470k\Omega/0,25W$

2 de $100k\Omega/0,25W$

2 de $220k\Omega/0,25W$

2 de $511k\Omega/0,25W$

12 de $1,0M\Omega/0,25W$

Trimpots:

2 trimpots multi-volta de $10k\Omega$

4 trimpots multi-volta de $1M\Omega$

Capacitores:

4 de poliéster de $330nF$

Capacitores:

2 eletrolíticos de $0,1\mu F$

2 eletrolíticos de $1\mu F$

1 eletrolítico de $0,33\mu F$

1 eletrolítico de $2,2\mu F$

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

- [1] DORF, RICHARD C.; BISHOP, ROBERT H., Sistemas de Controle Modernos, 8ª edição, editora LTC, 2001.
- [2] Notas de Aula da Disciplina Sistemas de Medição; Vasconcelos, F.H. UFMG, 2003.
- [3] Circuitos Elétricos, Nilsson, James W.; Riedel, Susan A, 5a Edição, Editora LTC, 1999.
- [4] Fundamentos de Análise de Circuitos Elétricos, Johnson David E., Hilburn John, Johnson Johnny R., 4ª Edição, Editora Prentice-Hall do Brasil, 1994.
- [5] Microeletrônica, Sedra Adel S., Smith Kenneth C., 4ª Edição, MAKRON Books do Brasil Editora Ltda., 2000.
- [6] Data Sheet do INA 114 – Precision Instrumentation Amplifier, PDS1142D, Burr-Brown Corporation, 1998.
- [7] Data Sheet do LM324N – Quadruple Operational Amplifiers, SLOS066E– September 1975 – Revised February 1997.
- [8] Data Sheet do KA741 – Single Operational Amplifier, Fairchild Semiconductor Corporation, 2001 – Revised 1.0.1.
- [9] Data Sheet do TIP31 – NPN Epitaxial Silicon Transistor, Medium Power Linear Switching Applications, Fairchild Semiconductor International, 2000 – Rev. A, February 2000.
- [10] Data Sheet do TIP32 – PNP Epitaxial Silicon Transistor, Medium Power Linear Switching Applications, Fairchild Semiconductor International, 2000 – Rev. A, February 2000.
- [11] Data Sheet do PN2222 – NPN Epitaxial Silicon Transistor, General Purpose Transistor, Fairchild Semiconductor Corporation, 2004 – Rev. A, November 2004.
- [12] Data Sheet do 7906 – 3-Terminal 1A Negative Voltage Regulator, Fairchild Semiconductor Corporation, 2002 – Rev. 1.0.1.
- [12] Data Sheet do 7806 – 3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator, Fairchild Semiconductor Corporation, 2001 – Rev. 1.0.0.