

Relatório Final:

Processadores de sinais digitais aplicados à controle

Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia de Santa Catarina (IFSC)
Curso Superior de Tecnologia em Eletrônica Industrial
Controle Digital
Lucas Gabriel Coliado Bandeira

2019/2

Resumo

Este relatório exemplifica o procedimento para a implementação e projeto de um controlador digital utilizando o método Lugar das Raízes, de modo que atinja as especificações de sobressinal e tempo de estabilização fornecidos. A implementação é realizada para dois modelos de processadores de sinais digitais da série C2000 da Texas Instruments: TMS320F28069 Piccolo e TMS320F28377D Dual-Core.

Sumário

Sumário	2
1 Introdução	3
1.1 Sobre Processadores de Sinais Digitais	3
1.1.1 Família de MCUs de DSP C2000™ da <i>Texas Instruments</i>	3
1.1.1.1 TMS320F28069 Piccolo controlSTICK	3
1.1.1.2 TMDSCNCD28379D Delfino controlCARD	4
1.2 Sobre Controle Digital	5
1.2.1 Características de um Sistema Digital	5
1.2.1.1 Amostrador e Dispositivo ZOH	5
1.2.2 Resposta Transitória	6
1.2.2.1 Sistema de Primeira Ordem	6
1.2.2.2 Sistema de Segunda Ordem	7
1.2.2.3 Taxa de Amostragem	8
1.2.2.4 Cálculos de Erro em regime permanente	8
1.2.3 Lugar das Raízes	9
1.2.3.1 Projeto de Controlador Digital	10
1.2.3.2 Decomposição em Equações recursivas	13
2 Desenvolvimento	14
2.1 Análise dos Requisitos do Projeto	14
2.2 Identificação da Planta por Simulação Computacional	16
2.2.0.1 Discretização da Planta	17
2.3 Projeto do Controlador	18
2.3.1 Condição de Módulo	18
2.3.2 Análise do Sistema Controlado	18
2.3.3 Malha Aberta	18
2.3.4 Malha Fechada	19
2.4 Implementação da Planta Controlada	20
2.4.1 Equação Recursiva do Controlador	20
2.4.2 Equação Recursiva da Planta Discreta	21
2.4.3 Equação Recursiva do Sistema Controlado	21
2.4.4 Programação de MCUs C2000	24
2.4.5 Implementação TMS320F28069	24
2.4.5.1 Resultados	25
2.4.6 Implementação TMDSCNCD28379D	27
2.4.6.1 Resultados	28
2.4.7 Comparação de Resultados	30
3 Conclusão	30
4 Referências	31
5 Anexos	31

1 Introdução

1.1 Sobre Processadores de Sinais Digitais

Um processador de sinal digital (DSP) é um microprocessador (MCU) cuja arquitetura é otimizada para a realização de operações, muitas vezes matemáticas, presentes no tópico processamento de sinais digitais.

DSPs são comumente usados em aplicações de processamento de áudio e imagens, telecomunicações, radares e aparelhos eletrônicos como telefones móveis, leitores de discos e televisores de alta definição.

1.1.1 Família de MCUs de DSP C2000™ da *Texas Instruments*

A linha de MCUs C2000 da *Texas Instruments* começou em 1997, integrando memória flash, conversores analógico digitais (ADC), processador de sinais digitais (DSP), e moduladores de largura de pulso (PWM).

Desde então, os MCUs da família C2000 compartilham dessas funcionalidades básicas em um processador de 32 bits (CPU C28x) com várias operações de ciclo único, apresentando periféricos integrados diversos e barramentos de interrupção otimizados para diversas aplicações de controle. Para mais detalhes, consulte o datasheet oficial nas referências.

1.1.1.1 TMS320F28069 Piccolo controlSTICK

O MCU F28069 Piccolo é um equipamento de avaliação da Texas Instruments para todas as funcionalidades avançadas do subconjunto Piccolo de controladores C2000, reconhecidos por serem de baixo custo. Estes MCUs contém diversos recursos, como regulador de tensão e oscilador em chip.

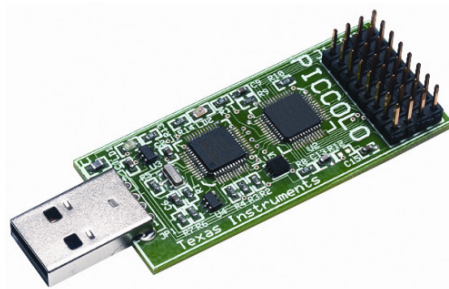


Figura 1 – TMS320F28069 Piccolo controlSTICK, MCU em USB.

Os dispositivos 3.3V TMS320F2806x possuem um MCU C28x com até 90MHz de velocidade clock e até 256KB de memória flash e 100KB de memória RAM. Três temporizadores de 32 Bits, 16 canais de PWM aprimorados (ePWM) com 8 canais de PWM de alta resolução, e ADC de 12 bits de até 16 canais. Estes controladores possuem também um bloco de expansão de interrupção de periférico (PIE) para gerenciar todas as interrupções em hardware.

1.1.1.2 TMDSCNCD28379D Delfino controlCARD

O MCU TMDSCNCD28379D é um equipamento de avaliação da Texas Instruments para as funcionalidades do subconjunto Delfino dos MCUs F2837xD, F2837xS, e F2807, da família C2000. MCUs controlCARDs requerem um segundo componente intitulado *controlCARD Docking Station* para alimentação do MCU e para acesso aos terminais PWMs, ADCs, e pinos de propósito geral (GPIOs).

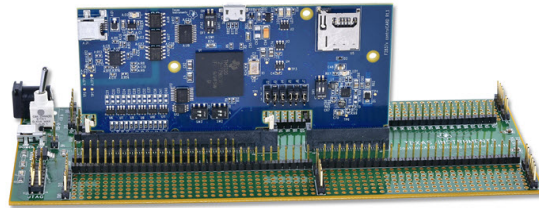


Figura 2 – TMDSCNCD28379D Delfino controlCARD, montado na controlCARD Docking station.

Os MCUs de 1.2V e 3.3V de entrada TMS320F2837x apresentam uma arquitetura dual-core com duas CPUs C28X de até 200MHz de clock, memória Flash de até 1MB, e memória RAM de até 204KB. Estes microcontroladores apresentam um controlador de interrupções de periférico (PIE) estendido (ePIE). Encontram-se presentes, também, 24 canais de PWM com 16 PWMs de alta resolução, e até 4 ADCs de 12 ou 16 bits.

1.2 Sobre Controle Digital

Controle Digital é um ramo da área de controle teórico que utiliza computadores digitais como controladores de sistemas. Dependendo dos requerimentos, um controlador digital pode assumir várias formas, partindo de dispositivos microcontroladores até computadores pessoais ASIC.

Já que computadores digitais são sistemas discretos, a transformada de Laplace é substituída pela transformada Z. É necessário que o projetista também preste atenção nos coeficientes de erro de conversores analógico-para-digital e vice versa. Muitas vezes, sistemas de controle digitais apresentam-se como malha fechada (sistema realimentado) para auto-correção.

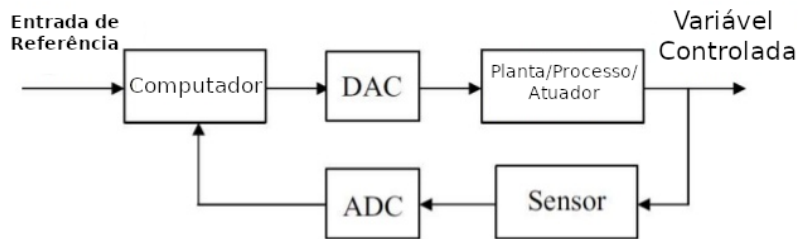


Figura 3 – Exemplificação de um Sistema de Controle Digital Típico

1.2.1 Características de um Sistema Digital

1.2.1.1 Amostrador e Dispositivo ZOH

Sistemas Discretos são também conhecidos como Sistemas amostrados. Isto significa que amostras são obtidas com uma certa frequência, e um segurador mantém cada amostra dentro do sistema até a chegada da próxima amostra.

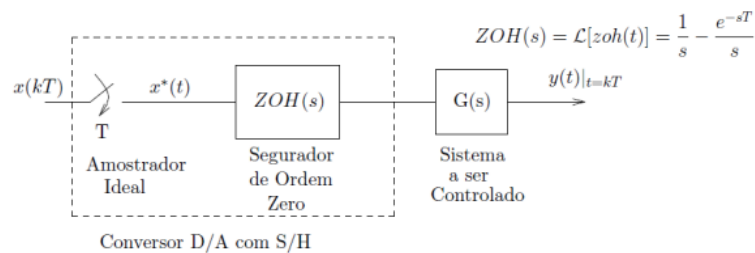


Figura 4 – Um amostrador de sinal analógico e o dispositivo ZOH.

Dependendo da posição do amostrador em um diagrama de blocos, o resultado amostrado por ser de vários sistemas analógicos em série. É importante observar se a sequência de discretização das plantas antes de realizar operações de fechamento de malha.

1.2.2 Resposta Transitória

Dependendo do tipo de planta sendo controlada, um sistema pode assumir um ou mais elementos que armazenam algum tipo de energia. A função de transferência destes sistemas apresentam, então, ordem polinomial equivalente ao número destes elementos de armazenamento.

A ordem do sistema é algo que pode ser categorizado e identificado pelo tipo de resposta do sistema a um degrau ou impulso, na maioria das vezes. O sistema da Figura 5 pode ser identificado predominantemente como um segunda ordem, apesar de que não se pode afirmar se este é de uma ordem superior onde o comportamento simplesmente se assemelha a de um de ordem 2 devido a velocidade do sistema.

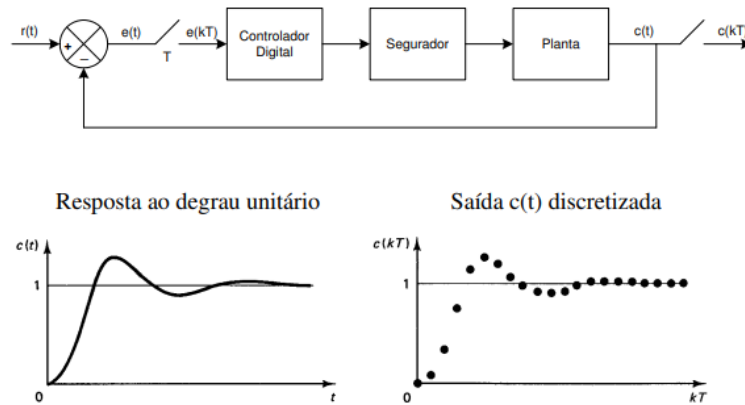


Figura 5 – Resposta ao Impulso de um Sistema Discreto

1.2.2.1 Sistema de Primeira Ordem

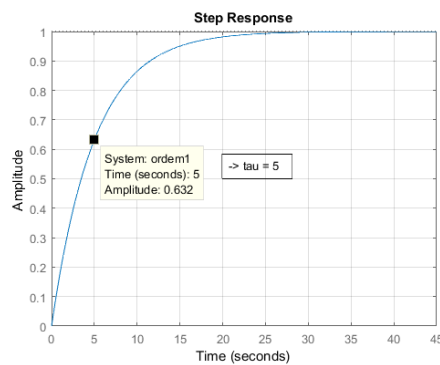


Figura 6 – Resposta ao Impulso de um Sistema $H(s)$

$$H(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (1)$$

s = Variável do Domínio de Laplace (freq)
 τ = Constante de tempo para alcançar 63.2% do valor máximo

1.2.2.2 Sistema de Segunda Ordem

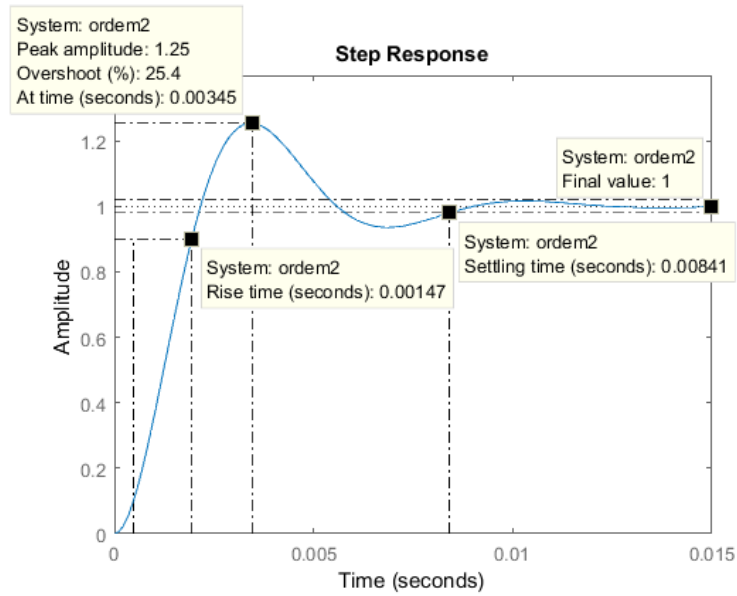


Figura 7 – Resposta ao Impulso de um Sistema de segunda ordem genérico $T(s)$

$$T(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2)$$

$R(s)$ = Função de Entrada do Sistema
 $C(s)$ = Função de Saída do Sistema
 s = Variável do Domínio de Laplace
 $c(\infty)$ = Valor de regime permanente
 ζ = Fator de amortecimento
 ω_n = Frequência natural

Figuras de Mérito para Sistemas de Segunda Ordem		
Propriedade	Símbolo	Definição
Valor de regime permanente	$c(\infty)$	$\lim_{s \rightarrow 0^-} sT(s)$
Constante de Tempo	τ	$\frac{1}{\zeta\omega_n}$
Tempo de acomodação, 5% do valor	$t_{s5\%}$	$\frac{3}{\zeta\omega_n}$
Tempo de subida, 10% até 90%	t_r	$\frac{2.16\zeta+0.6}{\omega_n}$
Tempo de pico	t_p	$\frac{\pi}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}$
Sobre-sinal máximo	M_p	$e^{\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$

Tabela 1 – Figura de Mérito para Sistemas de Segunda Ordem

1.2.2.3 Taxa de Amostragem

A decisão da taxa de amostragem é extremamente importante para um sistema pois esta pode fazer com que o sinal amostrado se torne inutilizável, afetando a saída do sistema.

Para uma resposta transitória, a taxa de amostragem pode ser abstraída como 10 a 15 vezes menor que o tempo de resposta desejado.

1.2.2.4 Cálculos de Erro em regime permanente

Erro em regime permanente, denominado e_{ss} , é considerado a diferença entre a entrada e a saída de um sistema durante seu regime permanente. Existem definições para erro dependentes de tipos comuns da entrada e do tipo de sistema.

O tipo do sistema pode ser definido pelo número de polos em zero, ou seja, o número n de integradores $z^n(z - p)$. A equação geral de erro pode ser descrito como o teorema do valor final para uma função em z $f(z)$ como:

$$\lim_{z \rightarrow 1} (1 - z)f(z) \quad (3)$$

Cálculo de Erro		
Entrada	e_{ss} Relevante	Definição
Degrau	$\frac{1}{K_p}$	$K_p = \lim_{z \rightarrow 1} GH(z)$
Rampa	$\frac{1}{K_V}$	$K_V = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{(1-z^{-1})GH(z)}{T}$
Parábola	$\frac{1}{K_a}$	$K_a = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{(1-z^{-1})^2 GH(z)}{T^2}$

Tabela 2 – Cálculos de Erro para entradas fundamentais

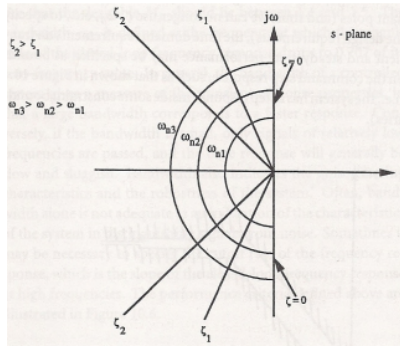
Previsão de erro por tipo			
Tipo	Entrada Degrau	Entrada Rampa	Entrada Parábola
0	$\frac{1}{1+K_p}$	∞	∞
1	0	$\frac{1}{K_V}$	∞
2	0	0	$\frac{1}{K_a}$
≥ 3	0	0	0

Tabela 3 – Previsão de erro por tipo de sistema e entrada

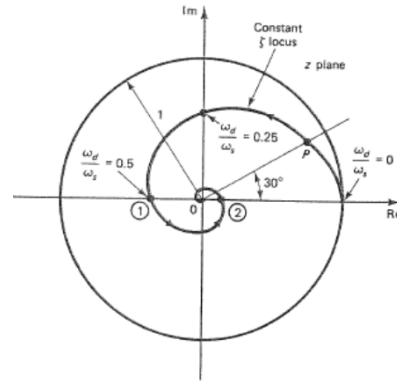
1.2.3 Lugar das Raízes

O método do Lugar das Raízes é utilizado na área de controle para observar a estabilidade de um sistema de malha fechada através da observação dos polos e zeros de uma planta.

Utilizando certas regras fundamentais, o método pode traçar as posições das raízes durante a variação de um valor de ganho K . Este método possui diferentes visualizações entre sistemas contínuos e discretos.



(a) Gráfico de Estabilidade no Plano S



(b) Gráfico de Estabilidade no Plano Z

Figura 8 – Gráficos de Estabilidade de Lugar das Raízes

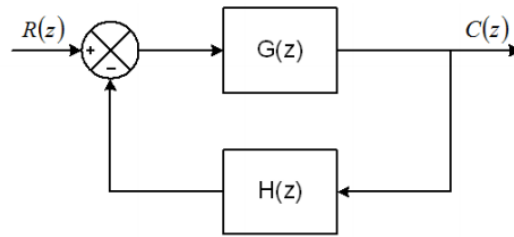


Figura 9 – Sistema de Malha Fechada

Para um sistema discreto de malha fechada, a equação característica se dá geralmente por:

$$1 + G(z)H(z) = 0 \quad (4)$$

Que, por ser uma equação envolvendo variáveis complexas, implica em:

$$|G(z)H(z)| = 1 \text{ (Condição de Módulo)} \quad (5)$$

$$\angle G(z)H(z) = 180^\circ + k \times 360^\circ, k = 1, 2, 3... \text{ (Condição de Ângulo)} \quad (6)$$

Valores de z que satisfazem estas condições são pólos de malha fechada do sistema.

1.2.3.1 Projeto de Controlador Digital

O método do Lugar das raízes também pode ser utilizado para projetar controladores digitais a partir de um fator de amortecimento ζ e uma frequência natural ω_n desejados. A implementação insinua na adição de polos e zeros em um sistema. Considerando o equacionamento para a definição de um polo dominante z :

$$|z| = e^{-T\zeta\omega_n} \quad (7)$$

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (8)$$

$$\angle z = T\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = T\omega_d \quad (9)$$

ζ = Fator de Amortecimento desejado ω_n = Frequência natural desejada ω_d = Frequência natural amortecida T = Período de Amostragem
--

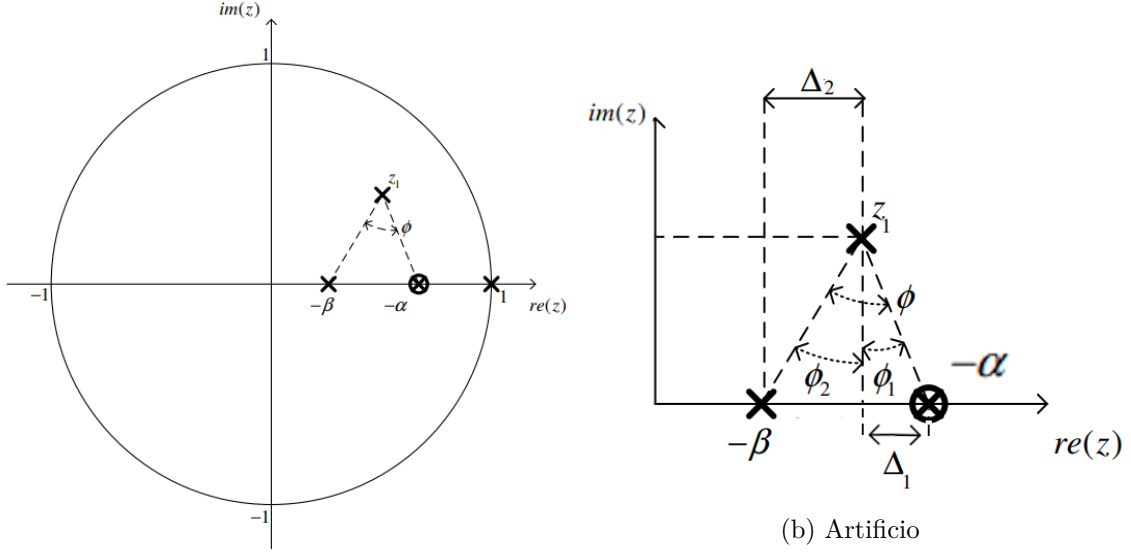
Com este polo para o sistema, é possível definir a função de transferência do controlador utilizando as Equações de condição de Módulo (5) e Ângulo (6) da seguinte forma:

$$G(z)H(z) = 180^\circ + k \times 360^\circ, k = 1, 2, 3... \text{ (Condição de Ângulo)}$$

$$\phi = 180^\circ - \sum \angle \text{polos do sistema} + \sum \angle \text{zeros do sistema} \quad (10)$$

ϕ = Ângulo a ser injetado pelo controlador

O ângulo ϕ da equação 10 é utilizado para encontrar o polo do controlador, dado como β . Em certos casos, é possível encontrar β utilizando trigonometria da seguinte forma:



(a) Traço dos polos no plano Z

Figura 10 – Técnica para encontrar polo no controlador

Seguindo então, com o z_1 sendo o polo desejado:

$$\phi = \phi_1 + \phi_2$$

$$\phi_1 = \tan^{-1}\left(\frac{\Delta_1}{\text{Imag}(z_1)}\right)$$

$$\phi_2 = \tan^{-1}\left(\frac{\Delta_2}{\text{Imag}(z_1)}\right)$$

$$\Delta_2 = \tan(\phi_2) \times \text{Imag}(z_1) \quad (11)$$

$$\beta = \Delta_2 - \text{Real}(z) \quad (12)$$

Encontrando β com a equação 12, satisfaz-se a condição de ângulo ao utilizá-lo como polo no controlador.

Para manter a estabilidade, é possível cancelar polos no sistema através do controlador. Para isso, é adicionado uma condição de zero no controlador, usando o polo α desejado.

Se o controlador pretende atingir erro nulo, é preciso verificar se existe um polo na origem discreta, 1. Caso este polo não exista, é possível adicioná-lo a função de transferência do controlador com $\frac{1}{(z-1)}$.

Portanto, um controlador que remove um polo do sistema, induz erro nulo e injeta o ângulo ϕ para alcançar o polo dominante que providencia o ζ e ω_n desejados pode ser descrito como:

$$Gc(z) = K \times \frac{(z - \alpha)}{(z - 1)(z - \beta)} \quad (13)$$

$K = \text{Ganho}$ $\alpha = \text{Polo a ser cancelado no sistema}$ $\beta = \text{Polo para alcançar } \phi \text{ no sistema}$ $z = \text{Variável independente do domínio } z$

Ainda é preciso satisfazer a condição de Módulo, da equação 5. Considerando o sistema original em série com o controlador projetado sendo $Gs(z)$, e $z1$ sendo o polo dominante, calcula-se o valor do ganho:

$$|Gs(z)H(z)| = 1 \text{ (Condição de Módulo)}$$

$$K \times |Gs(z1)H(z1)| = 1$$

$$K = \frac{1}{|Gs(z1)H(z1)|} \tag{14}$$

1.2.3.2 Decomposição em Equações recursivas

Uma função de transferência $G(z)$, ou $\frac{Sout(z)}{Rin(z)}$ pode ser decomposta de maneira recursiva da seguinte forma:

$$Sout(z) := den_1 S \times z^n + den_2 S \times z^{n-1} + den_3 S \times z^{n-2} \dots den_N S \times z^{n-(N-1)} \quad (15)$$

$$Rin(z) = num_1 R \times z^n + num_2 R \times z^{n-1} + num_3 R \times z^{n-2} \dots num_N R \times z^{n-(N-1)} \quad (16)$$

Tirando a transformada Z inversa de $Sout(z)$ e $Rin(z)$,

$$Sout(k) = den_1 S(k+n) + den_2 S(k+(n-1)) + den_3 S(k+(n-2)) \dots den_N S(k+(n-N))$$

$$Rin(k) = num_1 R(k+n) + num_2 R(k+(n-1)) + num_3 R(k+(n-2)) \dots num_N R(k+(n-N))$$

Realiza-se um deslocamento temporal em n amostras,

$$Sout(k) = den_1 S(k+(n-n)) + den_2 S(k+(n-1-n)) + den_3 S(k+(n-2-n)) \dots den_N S(k+(n-N-n))$$

$$Rin(k) = num_1 R(k+(n-n)) + num_2 R(k+(n-1-n)) + num_3 R(k+(n-2-n)) \dots num_N R(k+(n-N-n))$$

Simplificando,

$$Sout(k) = den_1 S(k) + den_2 S(k-1) + den_3 S(k-2) \dots den_N S(k-N) \quad (17)$$

$$Rin(k) = num_1 R(k) + num_2 R(k-1) + num_3 R(k-2) \dots num_N R(k-N) \quad (18)$$

Então, iguala-se $Sout(k)$ e $Rin(k)$ e isola-se o elemento atual da saída:

$$S(k) = \frac{(den_1 S(k) - Sout(k)) + Rin(k)}{den_1} \quad (19)$$

$S(k)$ = Saída do Sistema na amostra k $R(k)$ = Entrada do Sistema na amostra k num_N = Coeficiente N do Numerador da função de transferência den_N = Coeficiente N do Denominador da função de transferência N = Número de coeficientes do polinômio n = Número da ordem do polinômio

2 Desenvolvimento

2.1 Análise dos Requisitos do Projeto

Foi providenciado o seguinte circuito a ser controlado, o circuito possui degrau de referência de 1,0 V a 1,5 V:

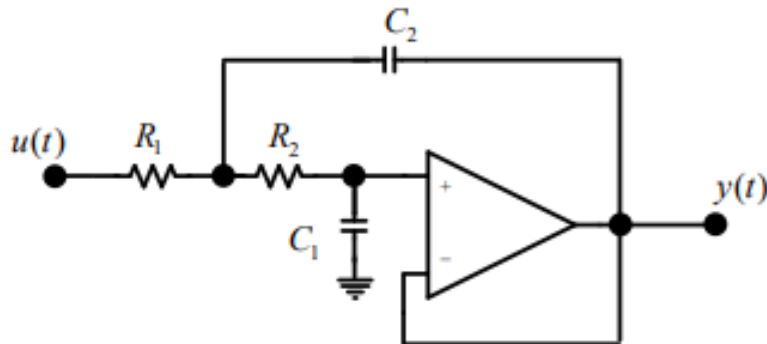


Figura 11 – Modelo físico do sistema a ser controlado

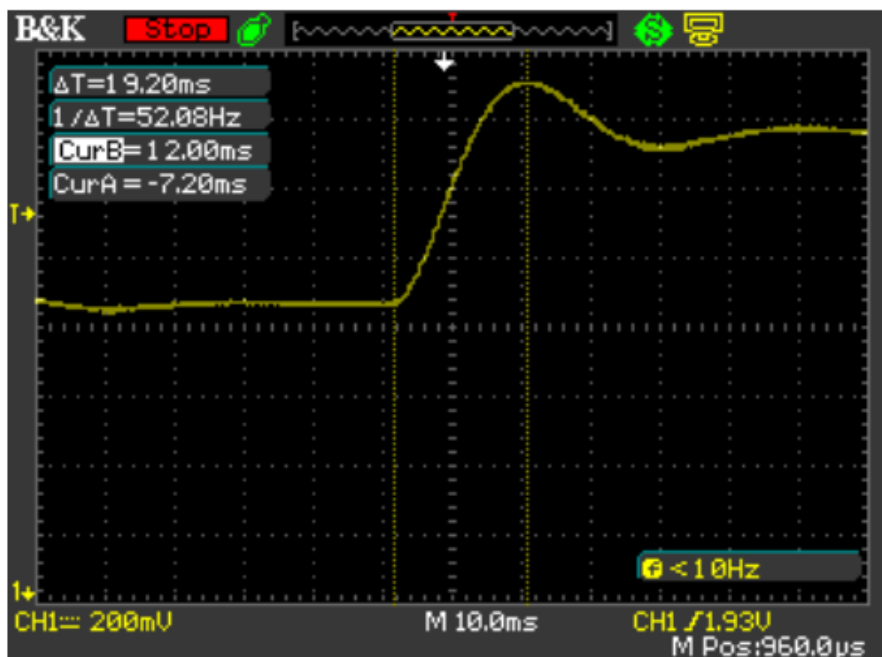


Figura 12 – Resposta ao degrau do sistema. ΔT é o tempo de pico.

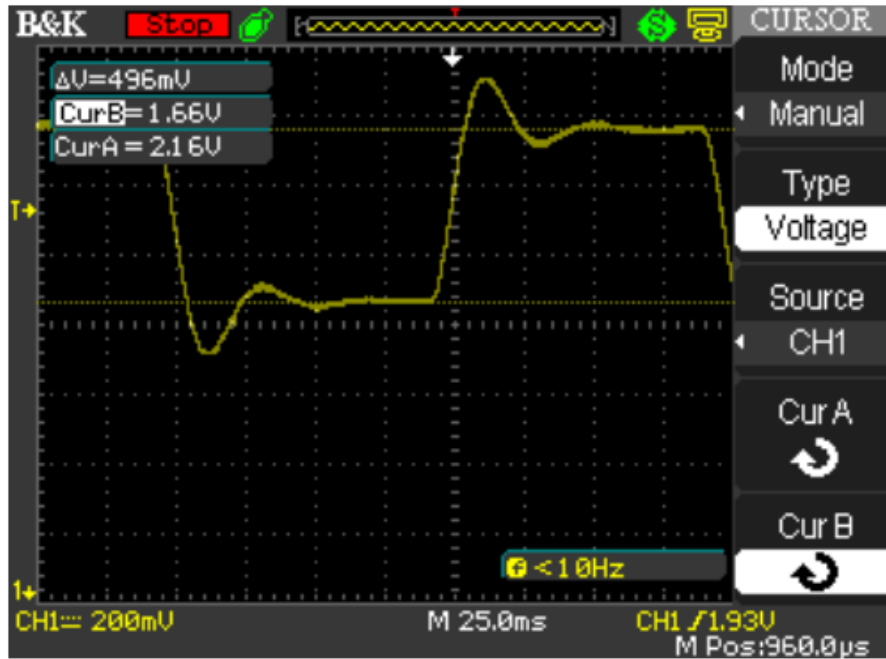


Figura 13 – Resposta ao degrau do sistema. CurB é o valor de estabilização.

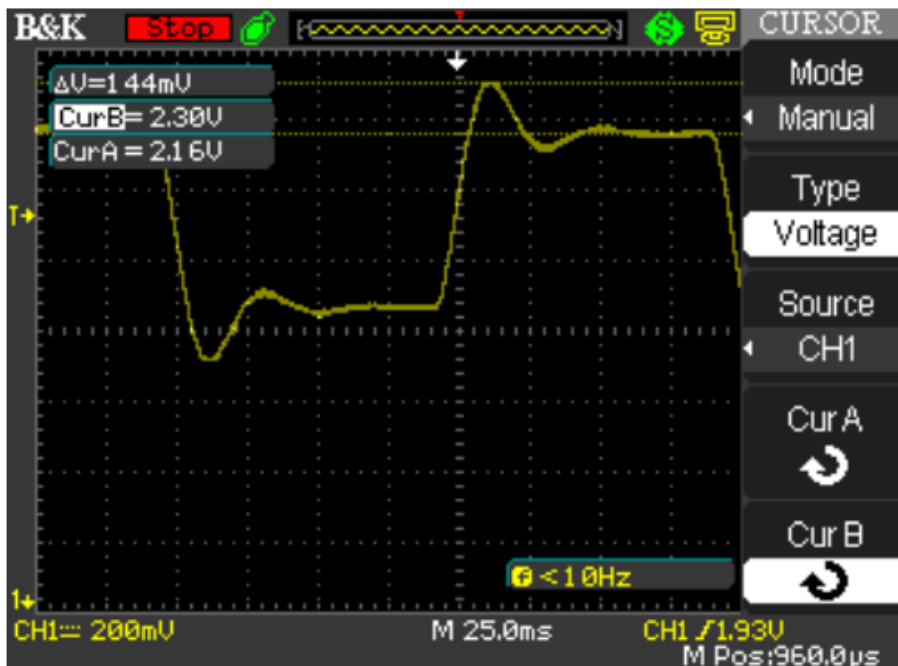


Figura 14 – Resposta ao degrau do sistema ΔV é o valor de sobressinal de pico em V

Os requisitos para a resposta transitória (Tabela 1) providenciados foram os seguintes:

$ts_{5\%}\text{máx}$ = Metade do valor obtido em malha aberta

$M_p\text{máx}$ = Metade do valor obtido em malha aberta

$$e_{ss} = 0$$

O controlador deverá ser projetado utilizando o método de Lugar das Raízes.

2.2 Identificação da Planta por Simulação Computacional

Para este sistema de segunda ordem, utilizando-se das informações nas Figuras 14, 13 e 12, obteve-se:

Resposta Transitória	
$c(\infty)$	1V
ζ	0.03631s
Mp	29.032%
ω_n	175.85
$ts5$	0.46573

Tabela 4 – Parâmetros do Bloco 2

Relacionando a equação 2, a função de transferência do bloco $G(s)$ se dá por:

$$G(s) = \frac{3.092^4}{s^2 + 2 \times 128.8s + 3.092^4} \quad (20)$$

Valida-se esta função de transferência traçando o gráfico de resposta ao impulso através do software MATLAB:

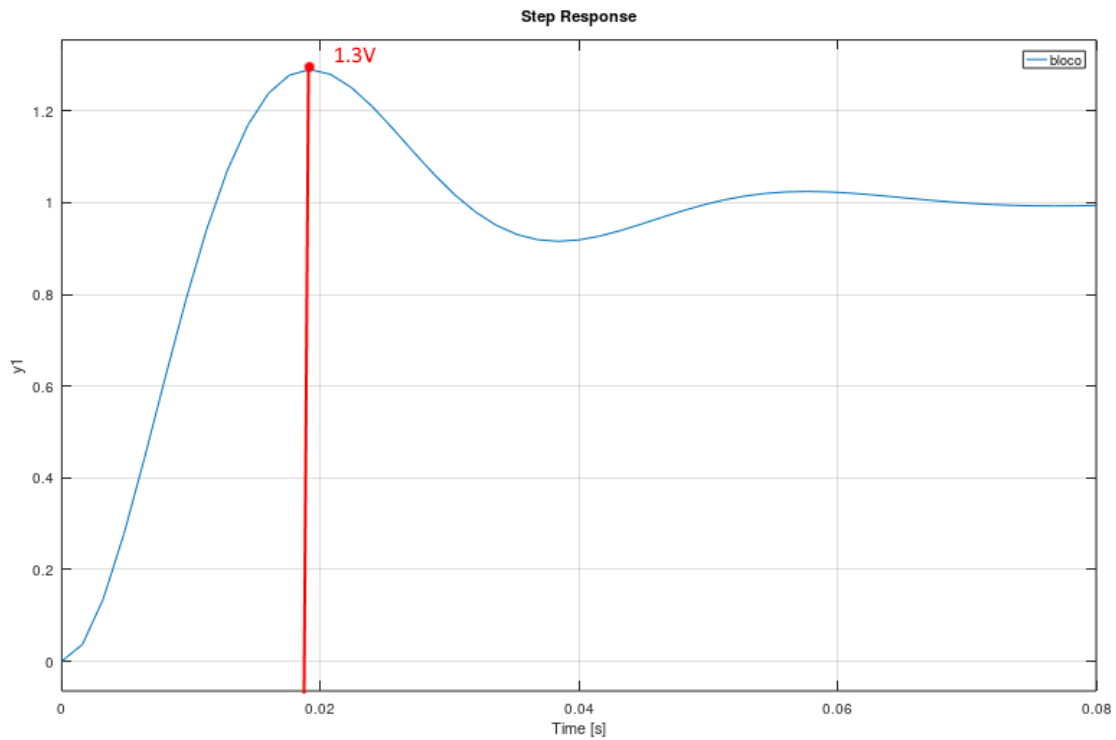


Figura 15 – Resposta ao degrau da Função de Transferência

Nota-se que a função não possui o offset de 1.0V/1.5V, que será utilizado como referência durante a implementação em equação recursiva.

2.2.0.1 Discretização da Planta

Para controlar esta planta, é necessário um amostrador. Um dispositivo *ZOH* é posicionado previamente ao Bloco 1. Com isto, é necessário converter a planta para o domínio do tempo e discretizá-la.

Para realizar a discretização e encontrar a planta discreta $G(z)$, é necessário definir um período de amostragem. O período de amostragem utilizado foi de $1/12$ o valor do tempo de estabilização $t_{s5\%}$.

$$T = t_{s5\%}/12$$

$$T = 0.046573/12$$

$$T = 0.0038811 \rightarrow f = 257Hz$$

$$G(z) = Z\{ZOH(s) \times G(s)\} = Z\left\{\frac{1 - e^{-Ts}}{s} \times G(s)\right\} = Z\left\{\frac{1 - e^{-0.0038811s}}{s} \times G(s)\right\}$$

$$G(z) = \frac{0.1912z^2 + 0.1614}{z^2 - 1.254z - 0.6065} \quad (21)$$

A resposta ao impulso da planta discretizada pode ser visto na Figura 16

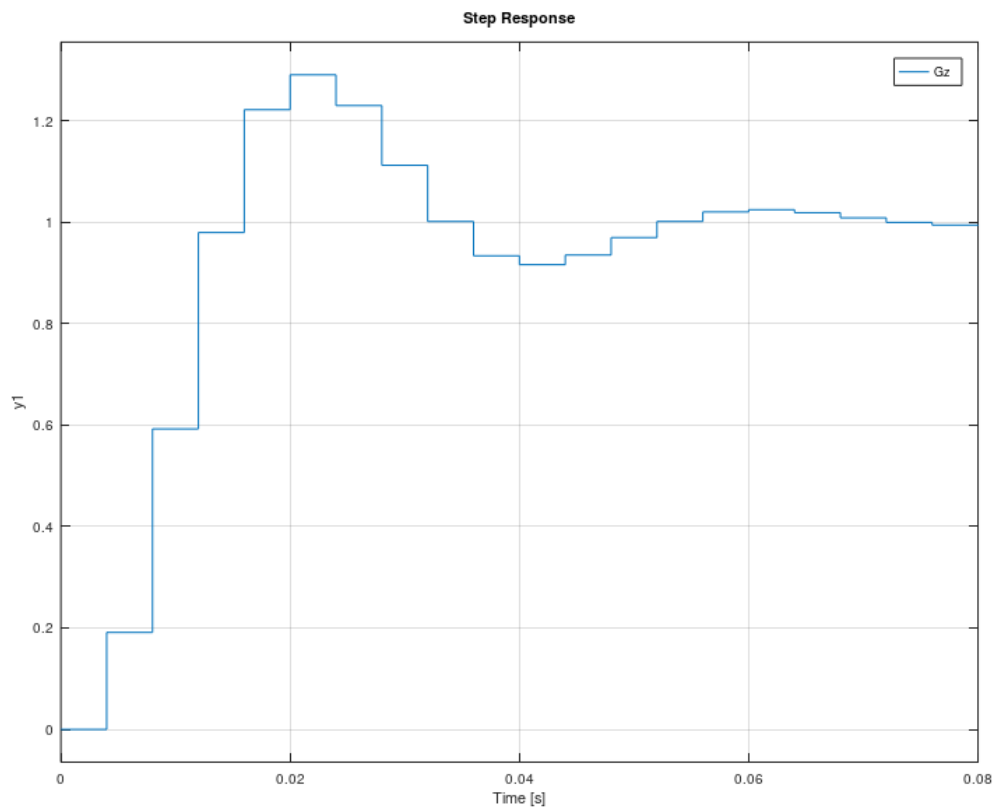


Figura 16 – Resposta ao degrau da Função de Transferência

2.3 Projeto do Controlador

Utilizando o método do Lugar das raízes explanado na seção 1.2.3.1, a função de transferência do controlador resultante $G_c(z)$ sem ganho K se dá por:

$$G_c(z) = \frac{(z^2 - 1.254z + 0.6065)}{z^2 - 0.5252z - 0.4748} \quad (22)$$

Através deste controlador, o polo complexo utilizado será cancelado, e será adicionado um polo em 1 para anular o erro na saída. O polo adicionado por β injeta o angulo desejado no sistema. Ainda é necessário verificar a condição de módulo do sistema.

2.3.1 Condição de Módulo

Através da Equação 5, encontra-se o valor de ganho K para o sistema usando a Equação 22 para $G_c(z)$ e 21 para $G(z)$:

$$K = \frac{1}{|G_c(z1)G(z1)|}$$
$$K = 2.3267 \quad (23)$$

2.3.2 Análise do Sistema Controlado

Após a confecção do controlador, é possível realizar algumas análises. As análises de Malha Aberta são utilizadas para verificar o Lugar das Raízes enquanto as de Malha Fechada observa o resultado da saída do sistema de controle projetado.

2.3.3 Malha Aberta

O Sistema controlado em malha aberta se dá pela seguinte função:

$$G_{ftma}(z) = K \times G_c(z)G(z)$$
$$G_{ftma}(z) = \frac{0.4447z^3 - 0.1821z^2 - 0.2013z^1 + 0.2278}{z^4 - 1.779z^3 + 0.7904z^2 + 0.2768 - 0.288z} \quad (24)$$

2.3.4 Malha Fechada

O Sistema controlado em malha fechada se dá pela seguinte função:

$$G_{ftmf}(z) = \frac{G_{ftma}(z)}{1 + G_{ftma}(z) \times 1}$$

$$G_{ftmf}(z) = \frac{0.4447z^3 - 0.1821z^2 - 0.2013z + 0.2278}{z^4 - 1.334z^3 + 0.6083z^2 + 0.07549z - 0.06016} \quad (25)$$

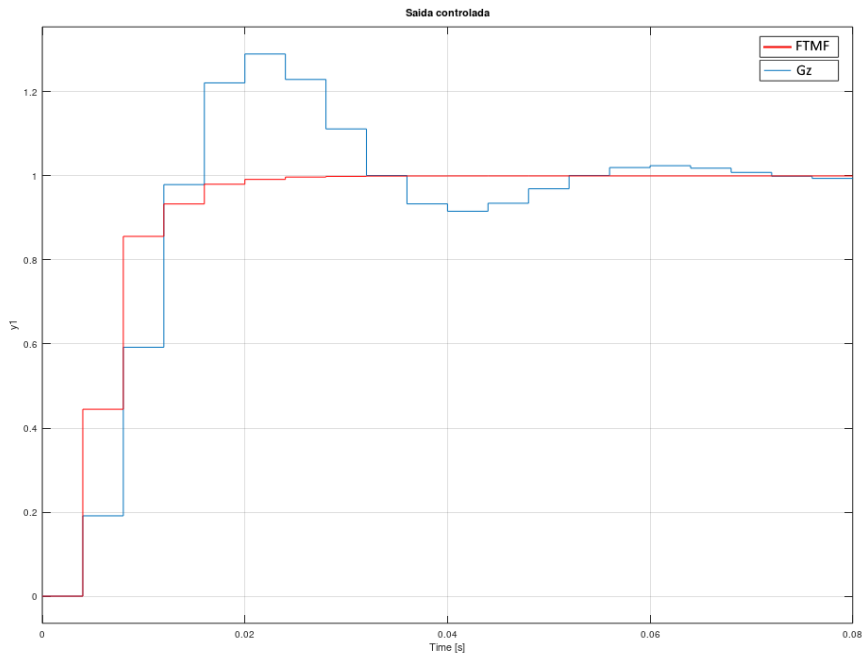


Figura 17 – Saída do Sistema Controlado com o Sistema Original

Resposta Transitória	
$c(\infty)$	1V
$t_{s5\%}$	$\approx 0.0166s$
Mp	0%

Tabela 5 – Parâmetros da Planta Controlada

2.4 Implementação da Planta Controlada

Para implementar o controle desejado sobre a planta definida pela Figura 11, serão utilizados os MCUs TMS320F28069 Piccolo TMDSCNCD28379D Delfino, descritos anteriormente. Seu comportamento será então medido, e performance será comparada entre os dois MCUs.

Primeiramente será descrito as equações recursivas do controlador, seguido por simulação de controle. Será então descrito o procedimento para a implementação da planta em cada controlador e seus respectivos resultados. Finalmente, os resultados serão comparados.

2.4.1 Equação Recursiva do Controlador

O Controlador possui o seguinte equacionamento:

$$Gc(z) = K \times \frac{z^2 - 1.791z + 0.8305}{(z - 1)(z - \beta)}$$
$$Gc(z) = 4.3964 \times \frac{z^2 - 1.254z + 0.6065}{z^2 - 0.5252z - 0.4748} \quad (26)$$

Que nos providencia a seguinte função de saída $U(k)$ saída para a entrada $e(k)$ no tempo discreto:

$$U(k) = 0.52524*U(k-1)+0.47476*U(k-2)-2.9176*e(k-1)+1.4111*e(k-2)+2.3267*e(k) \quad (27)$$

A resposta para entrada tipo degrau se dá pelo gráfico:

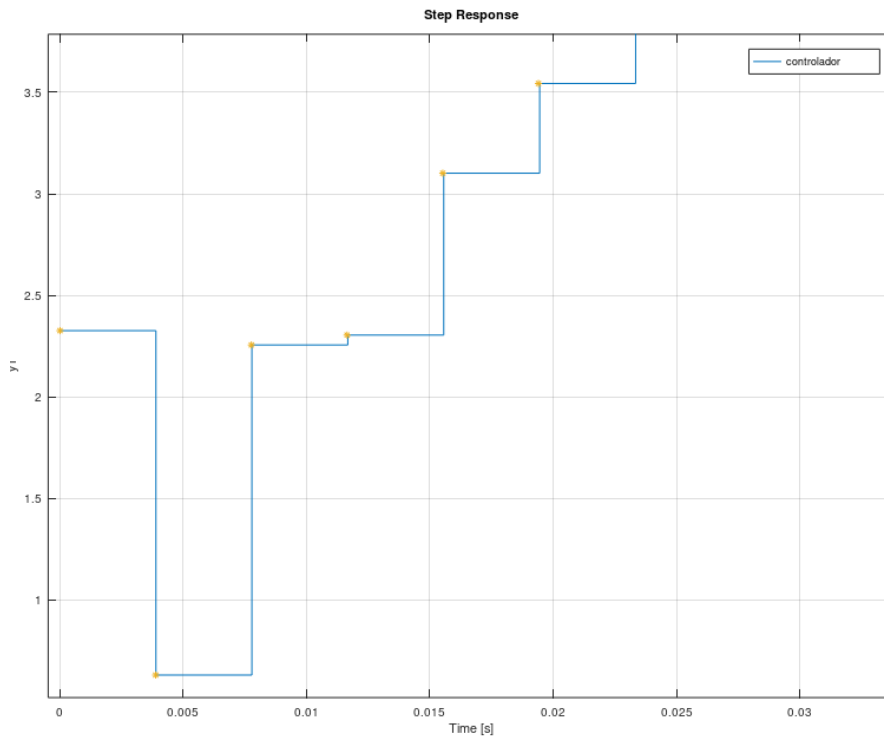


Figura 18 – Saída do Sistema Controlado com o Sistema Original

2.4.2 Equação Recursiva da Planta Discreta

A planta possui o equacionamento dado pela equação 21, que nos providencia a seguinte função de saída $C(k)$ para a entrada $e(k)$ no tempo discreto:

$$C(j) = 1.254 * C(j - 1) - 0.6065 * C(j - 2) + 0.1912 * e(j - 1) + 0.1614 * e(j - 2) \quad (28)$$

A resposta para entrada tipo degrau se dá pelo gráfico:

2.4.3 Equação Recursiva do Sistema Controlado

Após definir a equação recursiva do controlador e da planta, fecha-se a malha com um sinal chamado erro visualizando em blocos, é possível visualizar que:

$$\text{err}(k) = e(k) - C(k) \quad (29)$$

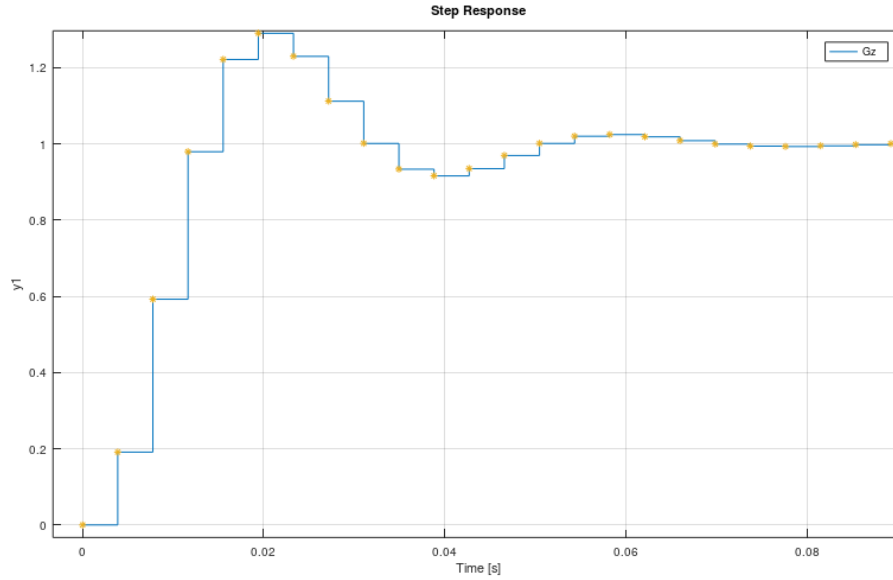


Figura 19 – Saída da Planta Original em equação recursiva

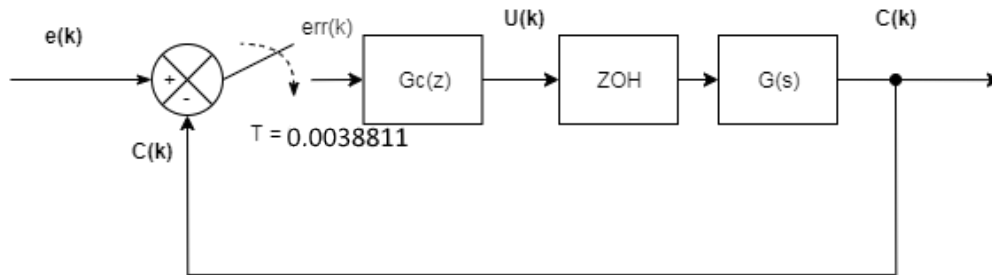


Figura 20 – Diagrama de Blocos do Sistema Controlado

Substitui-se a entrada $e(K)$ da equação $U(k)$ 27 pela equação de erro $err(k)$ dado pela equação 29.

Analogamente, substitui-se a entrada $e(K)$ da equação de $C(k)$ 27 por $U(k)$.

Para uma entrada de referência ao impulso no sistema dado pela Figura 20, tem-se a resposta do controlador em X e do sistema em asteriscos laranja na figura 21.

Nota-se que o segundo índice do sinal de controle é um valor negativo. Isso é dado pelo fato de que esta planta foi projetada para funcionar com um degrau de referência que varia de 1.0V e 1.5V. O degrau é substituído por uma oscilação em software para refletir isso na Figura 25

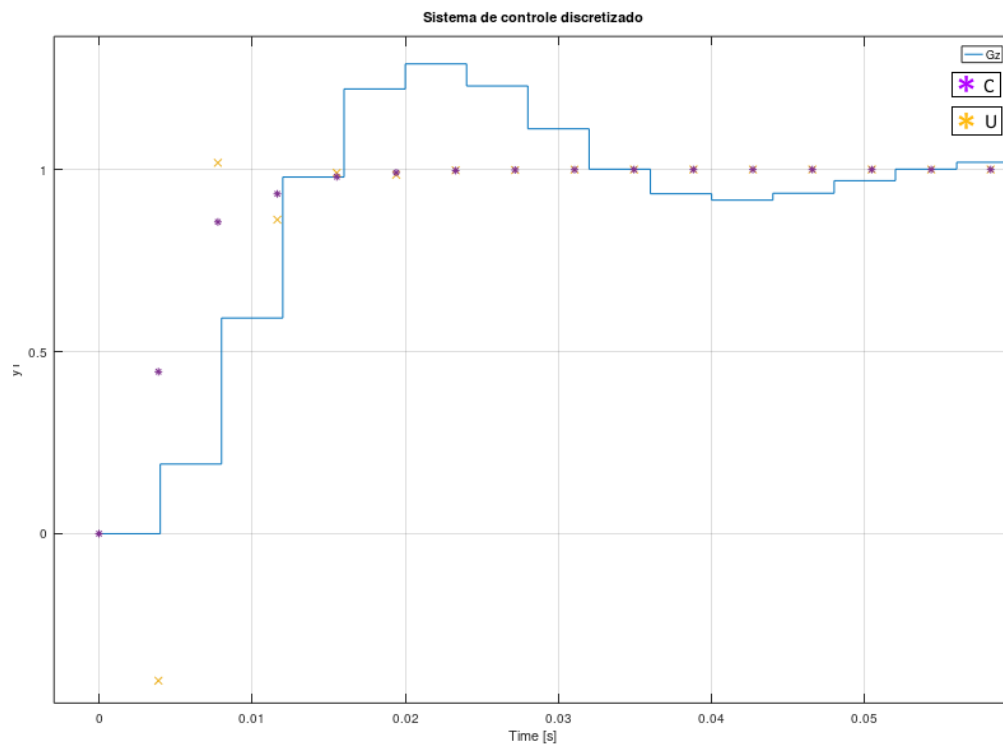


Figura 21 – Sinal original, de controle e de malha fechada

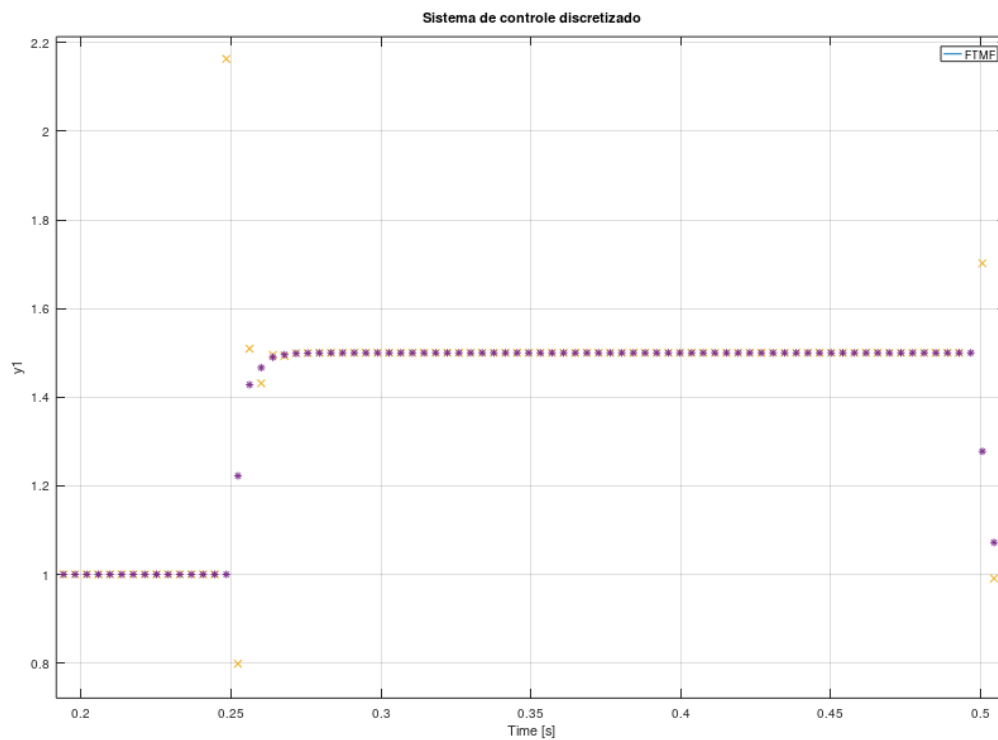


Figura 22 – Sinal de controle e malha fechada com referência de 1.0V

2.4.4 Programação de MCUs C2000

Para programar nos MCUs C2000, pode-se utilizar o ambiente de desenvolvimento integrado (IDE) *CodeComposer Studio*. A versão utilizada é a versão v6 para o microcontrolador Piccolo e a versão v6.1 para o microcontrolador Delfino. Esta IDE apresenta diversas opções de plugins, depurador e simuladores diversos para os MCUs da *Texas Instruments*.

Para a implementação do controlador, é necessário a configuração de inicialização e interrupção do ADC dos C2000 para amostrar o sinal de saída. Esta interrupção deve ocorrer na mesma frequência que a taxa de amostragem do controlador digital da Figura 20. Ao amostrar o sinal, é necessário realizar a aplicação das equações recursivas 27 e 28, com o sinal $e(k)$ definido pela equação 29. A saída em $U(k)$ deve ser uma saída PWM cujo valor médio equivale ao nível de tensão desejado para o controle. Caso a frequência de amostragem seja baixa, recomenda-se fazer com que a frequência de saída seja alguns múltiplos da frequência de amostragem T .

2.4.5 Implementação TMS320F28069

Utilizando o material *C2000™ F2802xD Microcontroller Workshop*, foi realizado um estudo de programação sobre o MCU *TMS320F28069 Piccolo controlSTICK*. É realizada uma revisão de Arquitetura, de preparação da IDE com os arquivos de ligação de código, configuração de cabeçalho de registrador para periféricos, interrupções, configuração de watchdog, leitura do ADC, e geração de onda PWM. O material se encontra em anexo.

Aproveitando-se do conteúdo do Laboratório 4 do workshop, que inicializa a interrupção do ADC e de uma saída PWM, foram realizadas as seguintes modificações no código fonte:

1. Em EPwm.c:
 - Divisor de Clock ADC: EPwm2Regs.TBCTL.all = 0xC933
 - Divisor de Clock PWM: EPwm1Regs.TBCTL.all = 0xC833 (metade do ADC)
2. Em Lab.h:
 - Taxa de Amostragem, ADC_SAMPLE_PERIOD: 257.3Hz (22100)
 - Taxa PWM, PWM_HALF_PERIOD: 257.3Hz (44200)
 - Duty Cycle inicial: 0% (44200)
3. DefaultIsr_3_4.c:
 - Pino de sinalização de interrupção: GPIO18 (Terminal 29)
 - Pino PWM: EPWM-1A GPIO00 (Terminal 17)
 - Troca de referência (1.0V <-> 1.5V) a cada 100ms com contador interno
 - Implementação do Sistema de Controle previamente proposto

2.4.5.1 Resultados

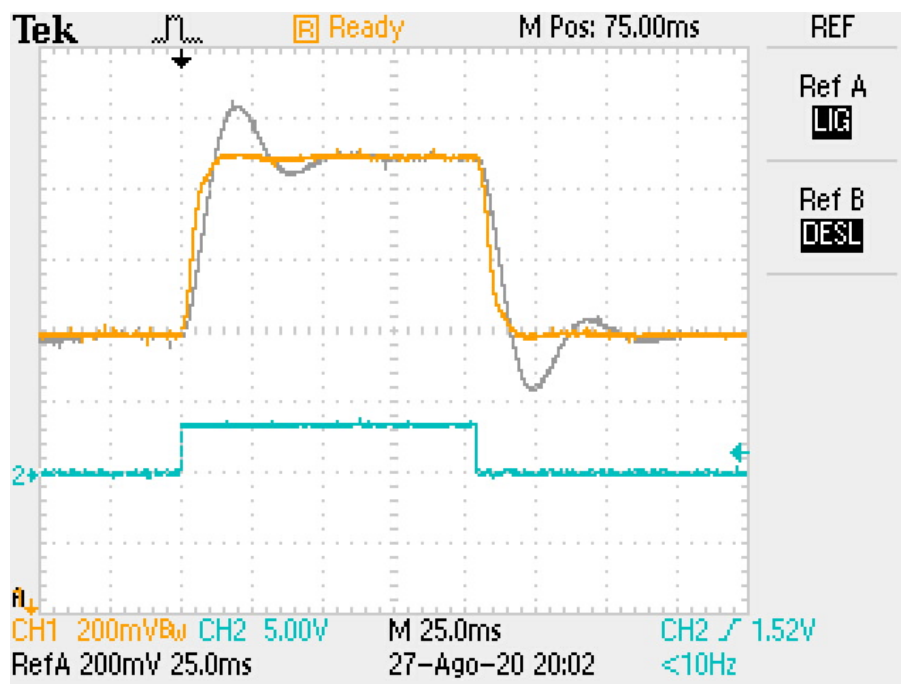


Figura 23 – Sinal de controle e malha fechada com referência de 1.0V em laranja, sinal original em cinza

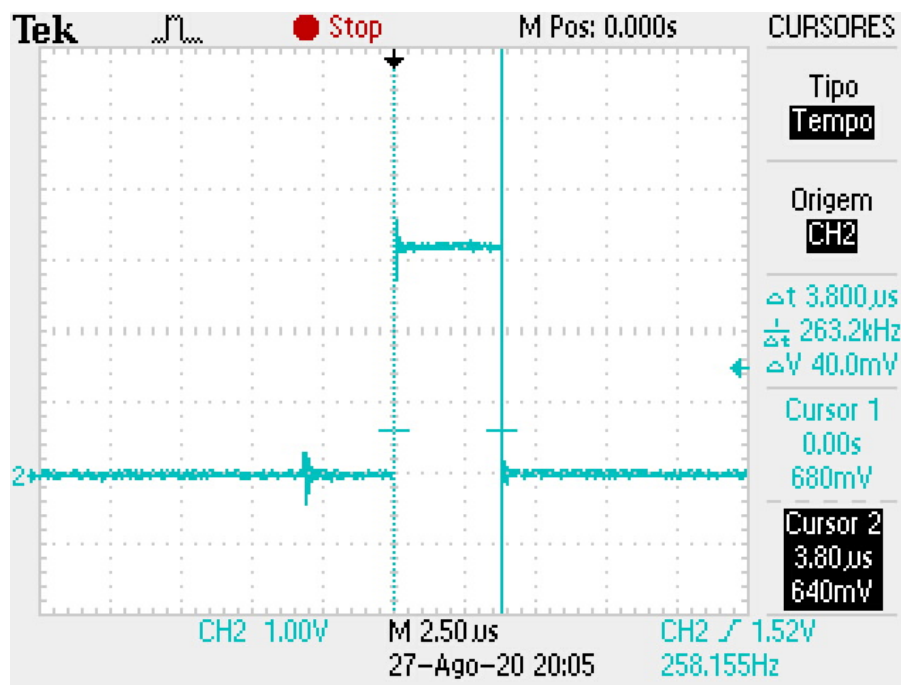


Figura 24 – Sinal de sinalização de rotina. O pino vai para nível baixo no final da operação.

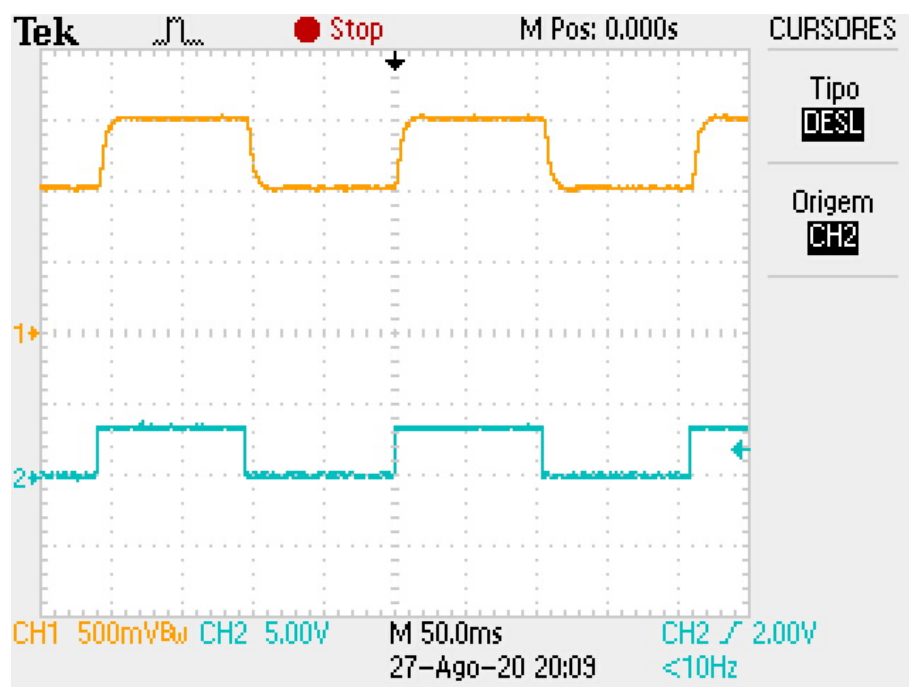


Figura 25 – Sinal de controle e malha fechada com referência alternada de 1.0V e 1.5V

2.4.6 Implementação TMDSCNCD28379D

Utilizando o material *C2000™ F28377D Microcontroller Workshop*, foi realizado um estudo de programação sobre o MCU *TMDSCNCD28379D Delfino controlCARD*. É realizada uma revisão de Arquitetura, de preparação da IDE com os arquivos de ligação de código, configuração de cabeçalho de registrador para periféricos, interrupções, configuração de watchdog, leitura do ADC, e geração de onda PWM. O material se encontra em anexo.

Aproveitando-se do conteúdo do Laboratório 7 do workshop, que inicializa a interrupção do ADC e de uma saída PWM, foram realizadas as seguintes modificações no código fonte:

1. Em EPwm.c:

- Scaler modificado para EPWM-2:
- ClkCfgRegs.PERCLKDIVSEL.bit.EPWMCLKDIV = 1; // Dividir EPWMCLK por 2
- Divisor de Clock ADC: EPwm2Regs.TBCTL.all = 0xC933

2. Em Lab.h:

- Taxa de Amostragem->ADC_SAMPLE_PERIOD: 257.3Hz (24300)
- Taxa PWM->PWM_HALF_PERIOD: 2573Hz (19430)
- Duty Cycle inicial 0% -> PWM_DUTY_CYCLE/3.3 (19430)
- PWM_DUTY_GANHO -> PWM_DUTY_CYCLE/3.3

3. DefaultIsr_7.c:

- Pino de sinalização de interrupção: GPIO18 (Pino 71)
- Pino ADC: ADCINA0 (Pino 09)
- Pino PWM: PWM1A (Pino 49)
- Troca de referência (1.0V <-> 1.5V) a cada 100ms com contador interno
- Implementação do Sistema de Controle previamente proposto

2.4.6.1 Resultados

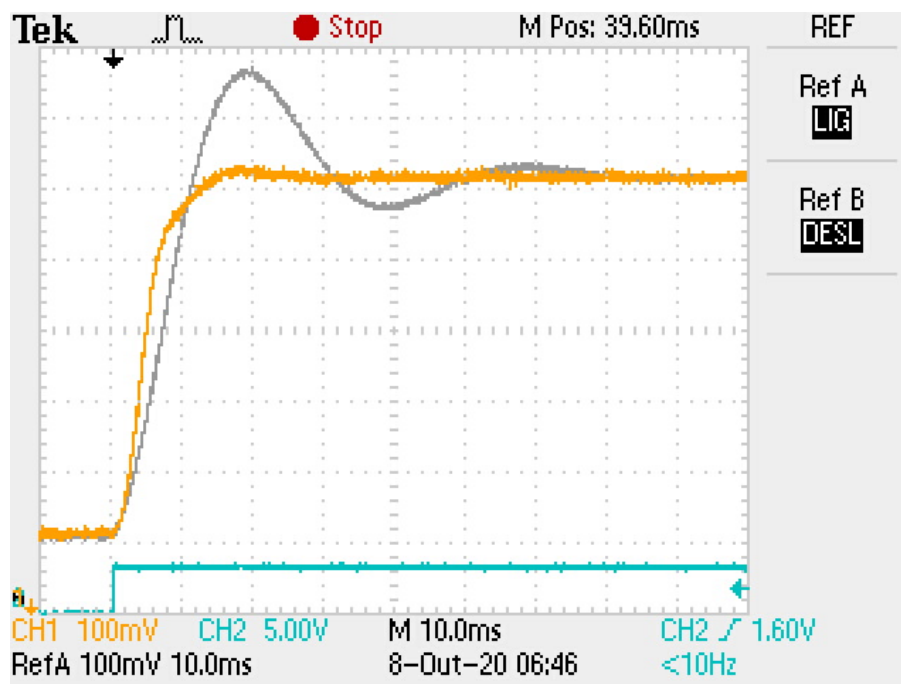


Figura 26 – Sinal saída em da malha fechada com referência de 1.0V em laranja, sinal original em cinza

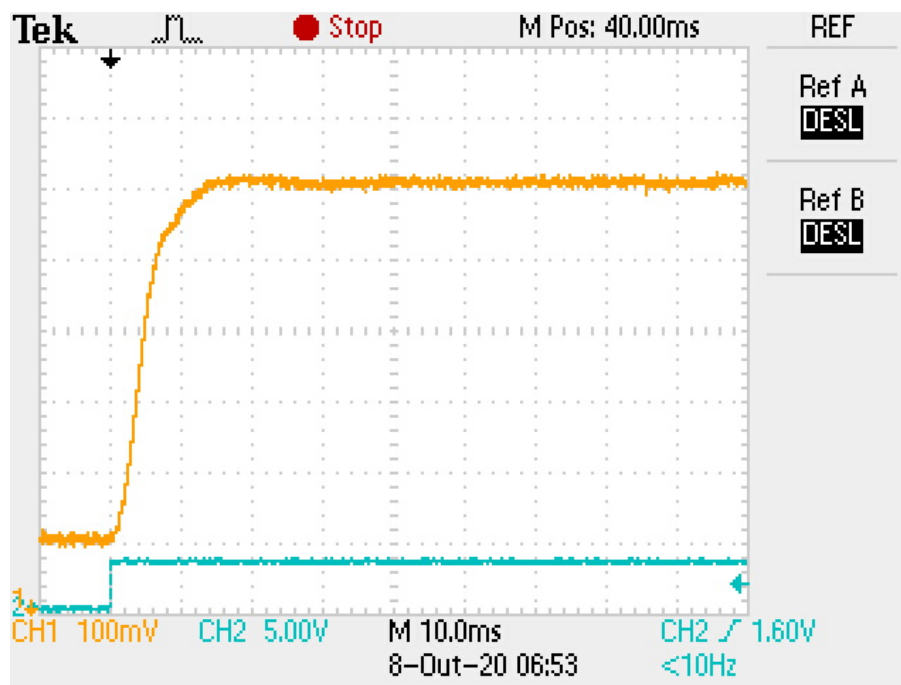


Figura 27 – Sinal de malha fechada com referência de 1.0V

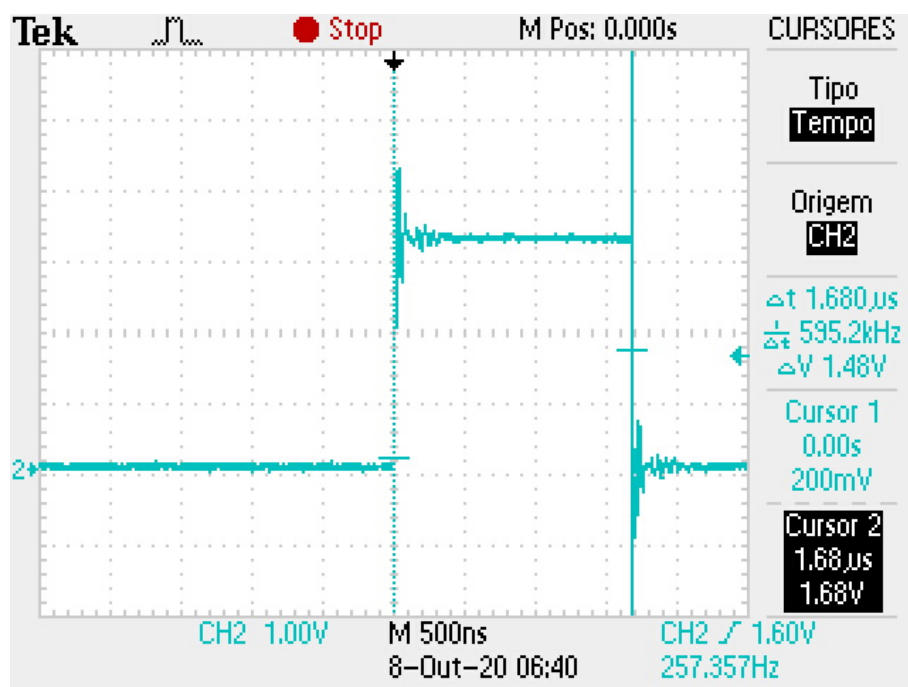


Figura 28 – Sinal de sinalização de rotina. O pino vai para nível baixo no final da operação.

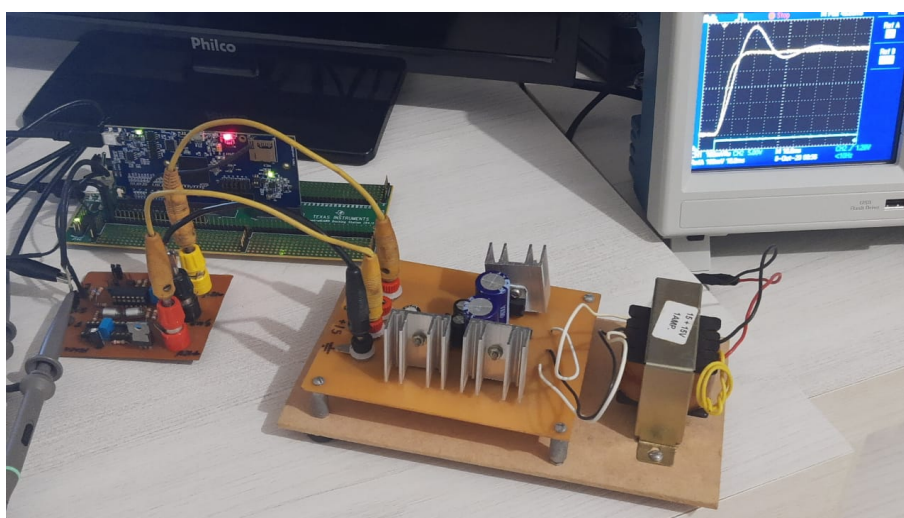


Figura 29 – Planta física (esquerda) com o controlador delfino ao fundo. A montagem maior é uma fonte de alimentação.

2.4.7 Comparação de Resultados

Observa-se nas figuras 24 e 29 os tempos de processamento do controlador para disparo de saída. Ao iniciar a rotina de controle, este pino é acionado com 3.3V, e ao concluir recebe sinal baixo.

A performance de ambas implementações alcançou o objetivo de redução de tensão de pico e tempo de estabilização em 5 segundos para a planta sem muitas diferenças entre si. Nota-se, entretanto, que o Piccolo, com as configurações utilizadas, leva em torno de 3.8 microsegundos para processar um índice de amostragem. O MCU Delfino, de alta performance, leva metade deste tempo, 1.68 microsegundos, utilizando apenas uma de suas CPUs, com clock mais elevado.

3 Conclusão

Este trabalho propôs a modificação dos valores de pico M_p e resposta $t_{5\%}$ de um circuito de segunda ordem. O requisito era a modificação destes valores para sua metade, como valor máximo.

Os blocos do sistema foram montados e tiveram suas funções de transferência no domínio da frequência deduzidas por medições externas com osciloscópio. Em seguida, as funções de transferência foram deduzidas e reproduzidas em série para verificar se a simulação era compatível com o resultado obtido em bancada.

Foi projetado um controlador utilizando equacionamento de amortecimento e frequência natural para um sistema de segunda ordem utilizando Lugar das Raízes como descrito na Seção 1.2.3.1.

Após isso, calculou-se as equações recursivas de cada bloco do sistema, os quais foram implementados no software GNU Octave. O resultado dos cálculos esperados do sistema se aproximaram do esperado, e passou-se a implementar o controle sobre os MCUs C2000 da Texas Instruments, um da linha Piccolo e outro da linha Delfino.

Notou-se que a diferença de performance entre estas duas linhas, onde Delfino obteve cálculos duas vezes mais rápidos usando apenas um de seus processadores. A taxa de amostragem para este projeto era considerada baixa (257Hz). Caso fosse suficientemente maior, este fator poderia impactar no resultado de amostragem, onde o tempo de processamento sobressairia o tempo necessário para amostrar e responder.

Conclui-se que é possível controlar a resposta dos sistemas de diversas ordens utilizando MCUs comerciais, e entende-se que em questão de custo, é importante verificar as necessidades de projeto para utilizar um dimensionamento inteligente com os DSPs disponíveis no mercado, já que o Piccolo apresentou resultados equivalente ao Delfino neste projeto, mesmo sendo de menor performance.

4 Referências

Ogata, K. and Yang, Y., 2010. Modern control engineering (Vol. 17). Upper Saddle River, NJ: Pearson.

Sistemas Lineares, TROFINO A. <<https://arquivos.ufsc.br/d/d4547ba8d9/?p=/eel-7052>> Acessado em 1/12/2019

5 Anexos

Texas Instruments, 2019. C2000™ F2837xD Microcontroller Workshop - <<https://training.ti.com/c2000-f2837xd-microcontroller-workshop>> Acessado 14/10/2020

Texas Instruments, 2019. C2000™ F2802xD Microcontroller Workshop - <<https://training.ti.com/c2000-f2802x-microcontroller-workshop?context=1137755-1139641-1137785>> Acessado 14/10/2020

LUCAS BANDEIRA - Código de Octave para cálculos <https://github.com/lucasgcb/control_OCTAVE>

LUCAS BANDEIRA - Código de Implementação F28069 <https://github.com/lucasgcb/control_OCTAVE/tree/main/Projeto_28069>

LUCAS BANDEIRA - Código de Implementação F28377 <https://github.com/lucasgcb/control_OCTAVE/tree/main/Projeto_28377D>