



Universidade Federal
do Rio de Janeiro

Escola Politécnica

Desenvolvimento de sistema analógico/digital para transdutores
de pressão e temperatura

Estêvão Fernandes de Lima Carvalho

Projeto de Graduação apresentado ao Curso
de Engenharia de Controle e Automação da
Escola Politécnica, da Universidade Federal
do Rio de Janeiro, como parte dos
requisitos necessários à obtenção do título
de Engenheiro.

Orientadore: José Luiz da Silva Neto

Rio de Janeiro

Março de 2016

Desenvolvimento de sistema analógico/digital para transdutores
de pressão e temperatura

Estêvão Fernandes de Lima Carvalho

PROJETO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO CURSO DE ENGENHARIA
DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO DA ESCOLA DE ENGENHARIA DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO, COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE
ENGENHEIRO DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO.

Examinada por:

Prof. José Luiz da Silva Neto, Ph.D.

Prof. Fernando Cesar Lizarralde, D.Sc.

Profa. Juliana Braga Rodrigues Loureiro, D.Sc.

Rio de janeiro, RJ - Brasil

Março de 2016

Carvalho, Estêvão Fernandes de Lima

Concepção e prototipagem de transdutores de pressão e temperatura para loop de corrente de 4 à 20 mA /Estêvão Fernandes de Lima Carvalho – Rio de Janeiro: UFRJ/ ESCOLA POLITÉCNICA/ Curso de Engenharia de Controle e Automação, 2016.

IX, 74 p.: il.; 29.7cm.

Orientador: José Luiz da Silva Neto.

Referências Bibliográficas: p.73- 74

1. Transdutores de Temperatura 2. Transdutores de Pressão 3. Loop de Corrente 4-20ma 4. Microcontrolador I. Neto, José Luiz da Silva et al. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Escola Politécnica, Curso de Engenharia de Controle e Automação. III. Título.

Dedico este trabalho as pessoas mais importantes da minha vida: meu pai, Wagner e
minha mãe, Nilza.

Agradecimentos

Agradeço a Deus, por me permitir passar por mais esta etapa.

Agradeço aos meus pais, que patrocinaram minha educação, me deram um ambiente de paz para que eu pudesse estudar e, quando mais novo, me forçaram estudar.

Agradeço ao meu professor de física, Sérgio Lins Golveia, que me motivou à ser engenheiro

Agradeço ao meu orientador, José Luiz da Silva Neto, que me motivou estudar eletrônica

Agradeço à equipe Minerva Aerodesign, que me amadureceu como profissional

Agradeço à easysubsea, que deu a infraestrutura para que eu pudesse desenvolver este trabalho

Agradeço à minha noiva, Isabelle Cristina da Silva de Paula, que me deu suporte no meu ano mais exaustivo.

Agradeço ao Jovem, filhote de cão mais fofo, que mordida meu pé de manhã depois que eu desligava o despertador

Agradeço aos meus amigos, que me motivaram a estudar

Agradeço à todos os professores que contribuíram neste longo caminho.

Resumo do Projeto de Graduação apresentado à Escola Politécnica/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Engenheiro de Controle e Automação.

Desenvolvimento de sistema analógico/digital para transdutores de pressão e temperatura

Estêvão Fernandes de Lima Carvalho

Março/2016

Orientador: José Luiz da Silva Neto

Curso: Engenharia de Controle e Automação

O objetivo deste trabalho consiste na concepção e montagem de uma eletrônica parte analógica e parte digital, capaz de medir sensores de pressão e temperaturas comuns no mercado e convertê-los para o loop de corrente 4-20mA protocolo comum na Indústria. O trabalho é dividido em três partes, uma eletrônica capaz de condicionar sinais de sensores de temperatura e pressão, uma parte digital, consistindo de um microcontrolador, e outra puramente analógica, responsável por gerar o loop de corrente. A eletrônica de leitura busca o melhor aproveitamento dos sensores, em outras palavras, conseguir a maior sensibilidade e menor ruído em suas leituras. A eletrônica digital tem como objetivo filtrar dados e enviá-los via PWM para eletrônica responsável pelo loop de corrente, que por sua vez, enfrenta o desafio de regular a corrente consumida pelo circuito, levando em conta o consumo de todos os componentes.

Palavras-chave: Transdutor de pressão, transdutor de temperatura, loop de corrente, microcontroladores.

Abstract of Undergraduate presented to POLI/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Engineer.

Development analog / digital system for pressure and temperature transducers

Estêvão Fernandes de Lima Carvalho

March/2016

Supervisor: José Luiz da Silva Neto

Course: Control and Automation Engineering

The objective of this work is the design and installation of an electronic part analog and part digital, capable of measuring pressure sensors and temperatures common in the market and convert them to the 4-20ma current loop, a common protocol in the industry. The work is divided into three parts, a circuit capable of reading sensors, a digital part, consisting of a micro controller, and another purely analog, responsible for generating the current loop. The reading circuit is all about finding the best use of sensors, in other words, achieve higher sensitivity and lower noise in their readings. The digital electronics aims to filter data and send them via PWM to electronics responsible for the current loop, which in turn, faces the challenge of regulating the current drawn by the whole circuit, taking into account the consumption of all components.

Keywords: pressure transducer, temperature transducer, current loop, micro controllers.

Sumário

1.	Introdução.....	1
2.	Fundamentação Teórica	2
2.1	Propagação de erro.....	2
2.2	“ <i>Oversampling</i> ” e “ <i>Decimation</i> ”	3
2.3	Filtro Digital	4
2.4	Filtro Butterworth digital	5
2.5	Funcionamento do RTD.....	7
2.6	Funcionamento de um sensor de pressão ponte-resistivo.....	8
2.7	Divisor de Tensão	9
2.8	Ganho do Op-amp em configuração de soma não inversora	10
2.9	Ganho do In-Amp	12
2.10	Filtro Passa-Baixa Resisto-Capacitivo.....	15
2.11	Ruído térmico de Johnson-Nyquist.....	18
2.12	Limitador de Corrente.....	18
2.13	Conversão para Sinal Analógico.....	19
2.14	Conversão para Temperatura	19
2.15	Transistor BJT PNP	20
2.16	Conversão para Pressão	21
3.	Desenvolvimento.....	22
3.1	Resumo	22
3.2	Leitura dos Sensores	25
3.2.1	A ponte de Wheatstone para temperatura.....	25
3.2.2	Os divisores de tensão para tensões de referência do microcontrolador.....	34
3.2.3	Eletrônica de leitura de pressão.....	38
3.2.4	Divisor de tensão para pressão	43
3.3	O Microcontrolador PIC	44
3.3.1	Resumo do PIC.....	44
3.3.2	ADC.c.....	47
3.3.3	Filtragem.....	50
3.3.4	TMR2.c.....	53
3.3.5	PWM2.c.....	55
3.3.6	Pin_manager.c.....	57
3.3.7	MCC.c.....	57
3.3.8	Main.c.....	58

3.4	Eletrônica 4-20mA.....	59
3.4.1	Concepção da eletrônica	59
3.4.2	O transmissor 4-20 mA	64
3.4.3	Calculo dos resistores	66
3.4.4	Prototipagem.....	69
4.	Conclusão	72

1. Introdução

A motivação deste projeto se originou do fato de se existir grande quantidade de transdutores de pressão e temperatura no mercado, entretanto, eles são escassos no Brasil. Como forma de se suprir essa necessidade, este projeto visa a concepção de uma eletrônica analógica e digital capaz de fazer a aquisição de dados de sensores comuns na indústria e converter os dados em um sinal de corrente de 4 à 20 mA.

Este texto consiste em um capítulo de fundamentação teórica, onde foram embasados as ferramentas utilizadas ao longo deste texto. O capítulo de desenvolvimento consiste na implementação de uma eletrônica digital e analógica, de baixo consumo, capaz de traduzir medidas de temperatura e pressão para o protocolo de comunicação 4-20 mA. O capítulo de conclusão contém uma breve compilação dos resultados obtidos e o saldo proporcionado pelo conhecimento adquirido.

É desejado alguma robustez da eletrônica, portanto, também é requisito que a eletrônica possua elevada regulação de carga e de linha, conforme os requisitos abaixo, de forma a eliminar ao máximo a influência de fatores externos tanto na alimentação quanto na aquisição do sinal, a eletrônica é composta unicamente de componentes de funcionamento garantido à altas temperaturas ($> 80\text{ }^{\circ}\text{C}$).

O projeto foi concebido para atender os seguintes requisitos:

- Medir temperaturas até 100°C
- Tolerância de 2% para temperatura
- Medir pressões até 1000 psi
- Tolerância de 5% para pressão

- Protocolo de comunicação 4-20 mA
- Resolução de 10 bits
- Temperatura de operação maior que 80°C
- Regulação de linha em 1%
- Regulação de carga em 1%

A transmissão de dados é feita pelo loop de 4-20mA, que é usado vastamente como protocolo analógico em aplicações industriais, a grande vantagem da transmissão decorre de sua resistência à ruído, baixo custo de implementação e bom funcionamento para comunicação em longas distâncias (pouco mais de 1 km).

Este texto descreve as etapas de concepção, desenvolvimento e prototipagem de uma eletrônica capaz de ler sensores de temperatura e pressão, tradução e conversão para um sinal analógico de 4-20 ma, atravessando limitações de recursos, problemas enfrentados, como foram solucionados e a explicação de suas causas. para as etapas de aquisição, de tradução, de conversão de dados e eletrônica de transmissão para loop de corrente.

2. Fundamentação Teórica

2.1 Propagação de erro

O resultado de uma medição está sujeito a erros aleatórios que fazem com que medidas em idênticas condições deem valores diferentes, neste sentido, o termo “erro aleatório é definido como flutuações, que fazem com que aproximadamente a metade das medidas realizadas de uma mesma grandeza numa mesma situação experimental esteja desviada para mais, e a outra metade esteja desviada para menos.

Seja a função:

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n)$$

Com erro:

$$\Delta \bar{f}(x_1, \Delta \bar{x}_1, x_2, \Delta \bar{x}_2, \dots, x_n, \Delta \bar{x}_n)$$

E $\Delta \bar{x}_i$ a incerteza de x_i , a incerteza de f ($\Delta \bar{f}$) é dada pela fórmula [1]:

$$\Delta \bar{f} = \sqrt{\left(\frac{df}{dx_1}\right)^2 \Delta \bar{x}_1^2 + \left(\frac{df}{dx_2}\right)^2 \Delta \bar{x}_2^2 + \dots + \left(\frac{df}{dx_n}\right)^2 \Delta \bar{x}_n^2} \quad (1)$$

2.2 “Oversampling” e “Decimation”

O processo conhecido como “oversampling” e “decimation” como descrito em [2] é utilizado como forma de amplificar a resolução de conversores analógico-digitais, entretanto, o processo também pode ser usado como forma de filtragem.

Oversampling se trata de amostrar o sinal em frequências maiores que a mínima definida pelo teorema de Nyquist

$$f_{nyquist} = f_{min} = 2f_{sinal} \quad (2)$$

Com excesso de amostras, faz-se a seleção de valores (processo conhecido como “decimation”) de uma determinada quantidade de medidas, neste projeto, o critério de seleção do valor de saída foi a aplicação de um filtro por mediana, onde faz-se a média de medidas intermediárias de uma espaço amostral grande. Fazendo-se a média do sinal, reduz-se o número de valores que serão lidos, virtualmente reduzindo a frequência de amostragem, por esta razão deve-se sobre amostrar o sinal, para conseguir valores mais precisos sem quebrar a restrição estabelecida pelo critério de Nyquist.

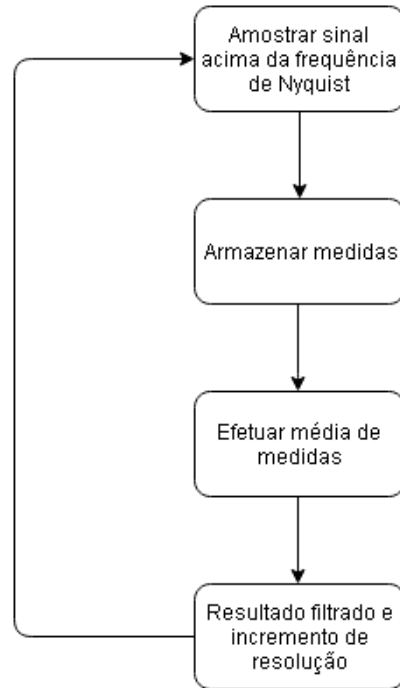


Figura 1 – Algoritmo de “*Oversampling*” e “*Decimation*”

2.3 Filtro Digital

O filtro IIR (*Infinity Impulse Response*) é um filtro digital derivado da equação de diferenças (3), de maneira simplificada, pode-se entender que o funcionamento de um filtro IIR é igual ao de um filtro analógico. O filtro adiciona “inércia” ao sinal, como um integrador analógico, as constantes a e b ponderam o quão importante um ponto na série histórica deve ter influência no valor atual.

$$\sum_{l=0}^N a_l y[n-l] = \sum_{k=0}^M b_k x[n-k] \quad (3)$$

Uma das formas de se obter um filtro digital pode ser o mapeamento de um filtro analógico em um universo discreto, esta transformada acontece através de uma migração de variáveis do espaço determinado pela transformada de Laplace para o

espaço determinado pela transformada Z. O filtro utilizado neste projeto, foi o butterworth de terceira ordem (5) este filtro pode ser mapeado por (4).

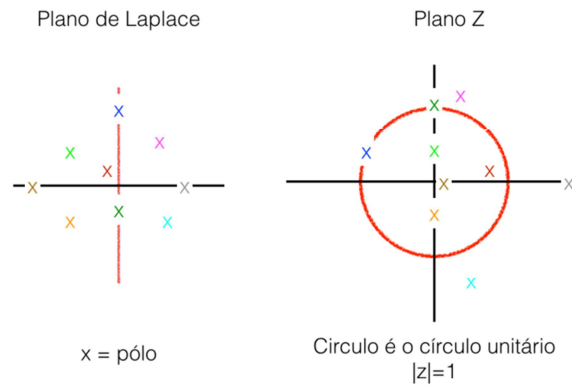


Figura 2 – Mapeamento do plano de Laplace para o plano Z

2.4 Filtro Butterworth digital

Como referido na Sec. 2.3, um filtro digital é derivado de uma equação a diferenças originada de um filtro analógico mapeado em um universo discreto, este mapeamento não nos dá perfeita correspondência em termos de magnitude e fase entre o sinal de entrada e de saída, entretanto, é possível ajustar para que o mapeamento seja satisfatório em certa região e que o filtro se comporte de maneira desejada nas frequências de interesse, nesse sentido o filtro butterworth de terceira ordem pode ser escrito como mostra a referência [3]:

$$B(z) = \frac{n_0 + n_1 z^{-1} + n_2 z^{-2} + n_3 z^{-3}}{d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3}} \quad (4)$$

Onde:

$$n_0 = 1; n_1 = 3; n_2 = 3; n_3 = 1$$

$$d_0 = c^3 + 2c^2 + 2c + 1$$

$$d_1 = -(3c^3 + 2c^2 - 2c - 3)$$

$$d_2 = 3c^3 - 2c^2 - 2c + 3$$

$$d_3 = -c^3 + 2c^2 - 2c + 1$$

$$c = \cot\left(\frac{\omega_{cc}T_s}{2}\right)$$

Sendo ω_{cc} a frequência de corte e T_s a frequência de amostragem.

O filtro Butterworth foi escolhido por possuir boa característica de fase mesmo em ordem alta e função monotônica mais plana possível, garantindo menor interferência em sua banda passante. Seu mapeamento é originado do filtro butterworth analógico definido pela equação (5) e uma substituição do parâmetro s pela equação (6) de forma a normalizar o filtro .

$$B(s) = \frac{\alpha}{(s + 1)(s^2 + s + 1)} \quad (5)$$

$$s = \frac{s_{lp}}{\omega_{lp}} \quad (6)$$

Onde s_{lp} é o novo parâmetro no domínio contínuo e ω_{lp} é a frequência de corte do filtro.

Após a normalização, o mapeamento no universo discreto foi feito através de uma substituição bi-linear (fórmula abaixo), implicando na fórmula (4).

$$s_{lp} = c \left(\frac{z - 1}{z + 1} \right)$$

2.5 Funcionamento do Detector de Temperatura Resistivo

Um detector de temperatura resistivo (RTD do inglês “*Resistive Temperature Detector*”) é um potenciômetro excitado pela temperatura normalmente obtidos a partir de metais ou ligas metálicas, costumam ser muito estáveis. RTDs normalmente são calibrados através de medições em diversos pontos de temperatura em um alcance desejado pelo cliente. Geralmente, o termômetro não é usado exatamente nos pontos de calibração, mas sim, entre eles. Estes coeficientes compõem uma função (normalmente polinomial) que descreverá o comportamento do sensor na região de calibração determinada pelo cliente.

Na maioria dos casos, isto é alcançado pela especificação de uma equação matemática, aproximada, que descreve os valores de temperatura em função da resistência do RTD.

A fórmula de Callendar-Van Dusen [5] surgiu através de estudos do físico britânico Hugh Longbourne Callendar (1863 – 1930), que descrevia o comportamento de um RTD por uma fórmula quadrática. Milton S. van Dusen, um químico americano, mais tarde verificou que um polinômio de terceira ordem seria mais adequado para descrever o comportamento da resistência para temperaturas abaixo de 0 °C, a contribuição de ambos deu origem à fórmula de Callendar-Van Dusen, que é válida até os dias de hoje.

Para temperaturas acima de 0 °C:

$$R(t) = R_0[1 + At + Bt^2] \quad (7)$$

Para Temperaturas abaixo de 0 °C:

$$R(t) = R_0[1 + At + Bt^2 + C(t - 100)t^3] \quad (8)$$

Onde:

$t = \text{temperatura em } ^\circ\text{C}$

$R_t = \text{resist\^encia na temperatura } t$

$R_0 = \text{Resist\^encia em } 0^\circ\text{C}$

$A = 3.9083 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

$B = -5.775 \times 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$

$C = -4.183 \times 10^{-12} \text{ } ^\circ\text{C}^{-4}$

2.6 Funcionamento de um sensor de press\~ao ponte-resistivo

A ponte de Wheatstone \^e um circuito el\^etrico utilizado para medir uma resist\^encia desconhecida, normalmente com valor pr\^oximo \^as outras resist\^encias do circuito. Pode ser utilizado tamb\^em para se medir duas resist\^encias que variam de maneira espelhada, enquanto uma aumenta seu valor, a outra diminui o seu valor de forma proporcional.

Um sensor de press\~ao ponte-resistivo consiste na constru\~cao de uma ponte de Wheatstone em um diafragma, a press\~ao aplicada no diafragma ir\~a comprimir os resistores na parte c\^oncava e esticar\~a os resistores da parte convexa, implicando em mudan\~ca nas resist\^encias e desequilibrando a ponte.

A configura\~ao do sensor de press\~ao \^e a da Figura 2.d.

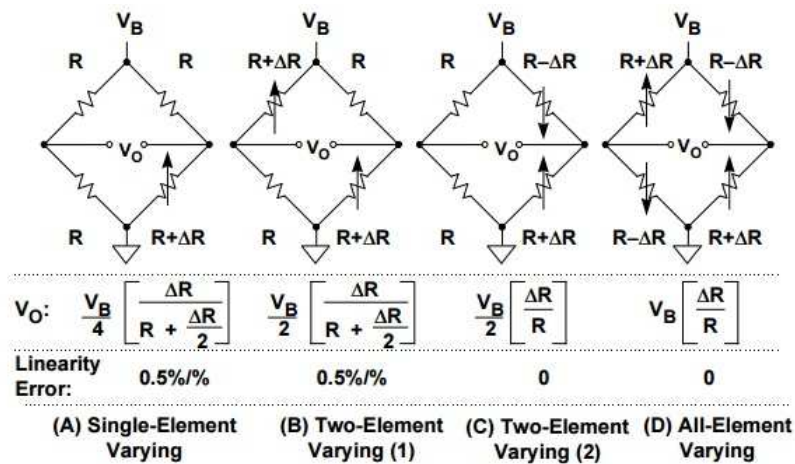


Figura 3 - Sensibilidade da ponte de Wheatstone para diversas configurações de sensores [4].

Uma vez que a ponte esteja sendo alimentada por tensão ou por corrente, o desequilíbrio na ponte fornece uma diferença de potencial entre os terminais que caracterizam V_0 . O fator que afeta o desequilíbrio da ponte pode ser tanto a mudança de temperatura como um esforço mecânico aplicado na ponte, desta forma, é possível relacionar variáveis do ambiente em que a ponte está imersa com sua tensão de saída.

2.7 Divisor de Tensão

A configuração de resistores abaixo é conhecida como *divisor de tensão*, seu objetivo consiste em reduzir uma tensão de entrada V_i para uma tensão menor, portanto, é possível gerar uma tensão de referência de custo extremamente baixo se for comparado com outras soluções que envolvem utilização de circuitos integrados dedicados a gerarem uma tensão de referência. Para uma configuração de resistores da figura abaixo, pode-se calcular V_0 utilizando a lei de Ohm (equação 9):

$$V = RI \quad (9)$$

Onde V é a tensão nos terminais de um resistor de valor R que é atravessado por uma corrente de valor I .

Na figura abaixo, será definido que V_i é uma fonte de tensão e V_o é a diferença de tensão nos terminais de R_2 , portanto, a corrente que flui pelos resistores R_1 e R_2 é idêntica, resultando no conjunto de equações abaixo:

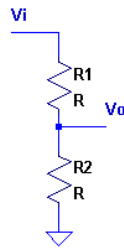


Figura 4 - Divisor de tensão

$$\frac{V_i}{R_1 + R_2} = I \quad (10)$$

$$\frac{V_o}{R_2} = I \quad (11)$$

Rearranjando as equações acima como forma de eliminar a variável “ I ”, é obtido:

$$V_o = V_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (12)$$

2.8 Ganho do Op-amp em configuração de soma não inversora

A dedução da fórmula do somador não inversor atravessa a dedução do amplificador não inversor (figura 5). Utilizando a característica do amplificador operacional de possuir impedância de entrada na casa de mega ohms (infinita

idealmente), assume-se que a corrente entrando pelos terminais negativo e positivo do circuito integrado é desprezível, também utilizando o fato de as tensões entre os terminais serem aproximadamente iguais, pode-se inferir que:

$$V_{in} = \frac{R_g}{R_g + R_f} V_{out} \quad (13)$$

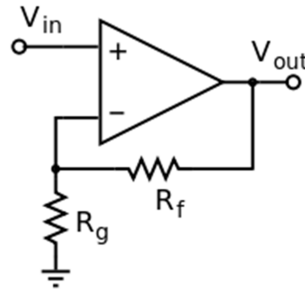


Figura 5 – Op-Amp em configuração não inversora

Tendo em mãos a fórmula que relaciona V_{out} com V_{in} , o próximo passo consiste em relacionar as tensões V_1 e V_2 com V_{in} no circuito da figura 6, para tanto, será usado o teorema da superposição, que garante que o efeito das fontes de tensão em um circuito é equivalente ao efeito da soma dos efeitos das fontes somadas, portanto, ligando V_2 ao terra, temos que a tensão de entrada no terminal positivo do amplificador é:

$$V_{in} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 \quad (14)$$

Juntando as fórmulas (13) e (14), é deduzido que o efeito de V_1 em V_{out} é:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_3 + R_4}{R_3} V_{in} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_1 \quad (15)$$

De forma análoga, pode-se calcular o efeito de V_2 no circuito ligando o terminal V_1 ao terra, obtendo:

$$V_{out} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) V_1 \quad (16)$$

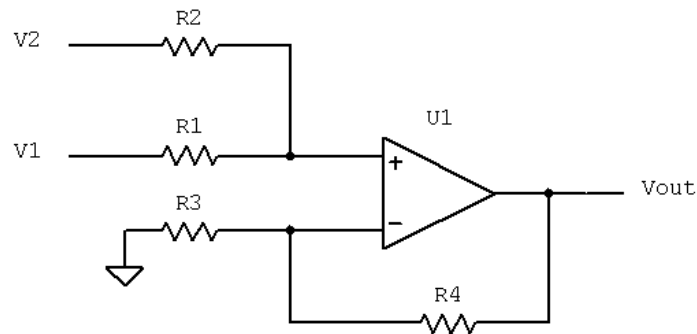


Figura 6 – Op-Amp em configuração de soma não inversora

Somando ambos os efeitos, é encontrado a fórmula que relaciona o V_{out} com V_1 e V_2 :

$$V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_2 \right) \quad (17)$$

2.9 Ganho do In-Amp

Os amplificadores de instrumentação são circuitos que amplificam a diferença entre duas tensões, mantendo elevada a impedância de entrada, com elevada rejeição a sinais de modo comum e ganho diferencial ajustável.

O amplificador diferencial (figura 4) pode amplificar uma pequena diferença de tensão entre sinais colocados em suas entradas.

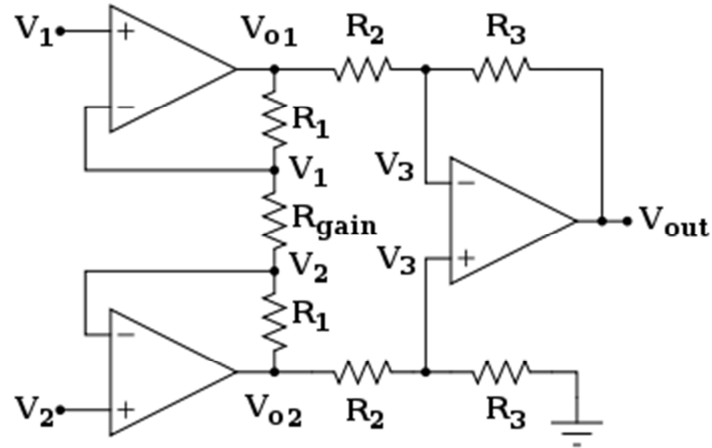


Figura 7 – In-Amp padrão

A dedução do seu ganho começa relacionando as tensões de saída (V_{o1} e V_{o2}) e de entrada (V_1 e V_2) dos primeiros dois Op-Amps, essa relação surge quando se observa que a corrente que flui pelos resistores R_1 e R_g é a mesma, uma vez que a impedância de entrada no amplificador operacional é extremamente alta, portanto, seja I a corrente que flui pelos resistores citados acima. Aplicando a lei de Ohm entre os terminais V_{o1} - V_{o2} e V_1 - V_2 , obtemos as equações:

$$\frac{V_{o1} - V_{o2}}{2R_1 + R_{gain}} = I \quad (18)$$

$$\frac{V_1 - V_2}{R_{gain}} = I \quad (19)$$

Unindo as duas equações como forma de eliminar a corrente, é obtido:

$$V_{o1} - V_{o2} = (V_1 - V_2) \frac{(2R_1 + R_{gain})}{R_{gain}} = (V_1 - V_2) \left(1 + \frac{2R_1}{R_{gain}} \right) \quad (20)$$

O próximo passo consiste em relacionar V_{o1} e V_{o2} com V_o , para isso, será necessário utilizar a variável V_3 . De forma semelhante ao processo para relacionar V_{o1} -

V_{o2} e V_1-V_2 , pode ser observado que V_{o2} , V_3 e *Ground* formam um divisor de tensão, portanto:

$$V_3 = V_{o2} \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (21)$$

Também pode ser observado que a corrente que flui de V_o e V_{o1} e atravessa o resistor R_2 , também atravessa o resistor R_3 , portanto, aplicando a lei de Ohm entre V_o e V_{o1} e V_o e V_3 pode ser obtido:

$$\frac{V_o - V_3}{R_3} = \frac{V_o - V_{o1}}{R_2 + R_3} \quad (22)$$

Substituindo a equação (21) na equação (22), é obtido:

$$\frac{V_o}{R_3} - \frac{V_{o2}}{R_2 + R_3} = \frac{V_o}{R_2 + R_3} - \frac{V_{o1}}{R_2 + R_3} \quad (23)$$

Rearranjando a equação (23), obtém-se:

$$V_o = \frac{R_3}{R_2} (V_{o2} - V_{o1}) \quad (24)$$

Aplicando a equação (20) na (24), é deduzido a fórmula para o ganho do amplificador Instrumental:

$$V_o = \frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{2R_1}{R_{gain}} \right) (V_2 - V_1) \quad (25)$$

Em geral, os valores de R_3 , R_2 e R_1 são fixos, deixando ao usuário apenas o controle de R_{gain} , o In-Amp utilizado no projeto (LT1789-1), por exemplo, possui a configuração da figura abaixo:

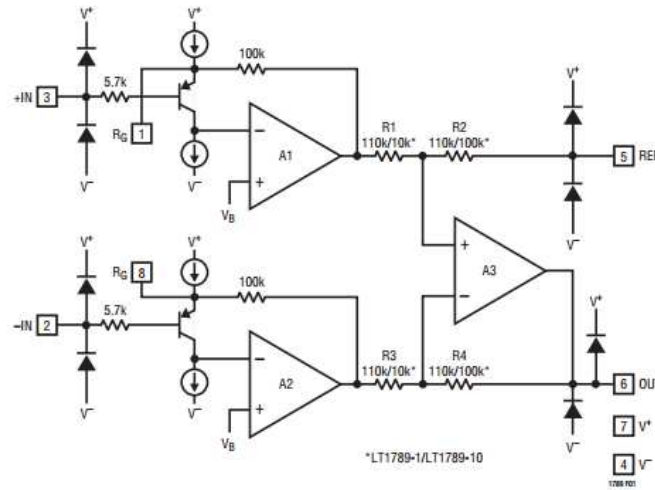


Figura 8 – Diagrama do LT1789-1 [6]

Pela figura 4, pode ser verificado que $R_3 = R_2 = 110 \text{ k}\Omega$, e $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, portanto, o ganho do LT1789-1 é:

$$G = \frac{110k}{110k} \left(1 + 2 \times \frac{100k}{R_{gain}} \right) = 1 + \frac{200k}{R_{gain}} \quad (26)$$

Onde R_g é a resistência entre os pinos 1 e 8

2.10 Filtro Passa-Baixa Resisto-Capacitivo

O Filtro passa-baixa resisto-capacitivo é um circuito eletrônico que permite a passagem de sinais de baixas frequências e atenua a amplitude de frequências maiores.

A capacidade de filtragem do capacitor surge de sua equação mais básica (27) na sua forma diferencial (28):

$$C = \frac{Q}{V} \quad (27)$$

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt} \quad (28)$$

Para se obter uma interpretação do sistema, será analisada a resposta ao impulso de um sistema linear. A relação entrada e saída de um sistema linear pode ser escrita na forma:

$$y(t) = h(t) * x(t) \quad (29)$$

Considerando que o sistema seja invariante no tempo e aplicando uma exponencial complexa em sua entrada ($x(t) = c_1 e^{j\omega_0 t}$):

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\lambda)x(t - \lambda)d\lambda = \int_{-\infty}^{\infty} h(\lambda)c_1 e^{j\omega_0(t-\lambda)} d\lambda \\ &= \left(c_1 \int_{-\infty}^{\infty} h(\lambda)c_1 e^{-j\omega_0\lambda} d\lambda \right) e^{j\omega_0 t} = d_1 e^{j\omega_0 t} \end{aligned} \quad (30)$$

Desta forma, está provado que a função de um filtro consiste em alterar a amplitude de um sinal de entrada, entretanto, sua frequência não é alterada.

O cálculo de atenuação para um filtro passa-baixa resisto-capacitivo na forma da figura abaixo, pode ser deduzido escrevendo sua equação diferencial:

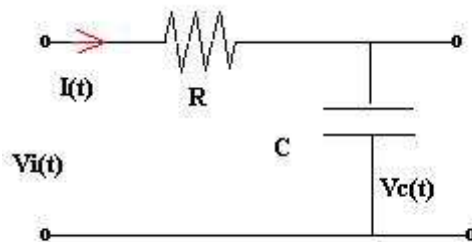


Figura 5 - Filtro Passa-Baixa

Onde:

- $V_c(t)$ é a tensão no capacitor
- $V_r(t)$ é a tensão no resistor

- R é a resistência do resistor
- C é a capacitância do capacitor
- $I(t)$ é a corrente fluindo no circuito
- $V_i(t)$ é a tensão de entrada

O conjunto de equações que descrevem o filtro, é dado por:

$$V_r(t) = Ri(t) \quad (31)$$

$$i(t) = C \frac{d}{dt} V_c(t) \quad (32)$$

$$V_i(t) = V_c(t) + V_r(t) \quad (33)$$

Eliminando $i(t)$ e assumindo que $V_i(t) = x(t)$ e $y(t) = V_c(t)$, obtemos a equação diferencial:

$$x(t) = RC \frac{dy(t)}{dt} + y(t) \quad (34)$$

Considerando uma entrada exponencial ($x(t) = c_1 e^{j\omega_0 t}$), será calculada a tensão V_0 :

$$c_1 e^{j\omega_0 t} = RC \frac{d}{dt} d_1 e^{j\omega_0 t} + d_1 e^{j\omega_0 t}$$

$$c_1 e^{j\omega_0 t} = j\omega_0 RC d_1 e^{j\omega_0 t} + d_1 e^{j\omega_0 t}$$

$$c_1 e^{j\omega_0 t} = (1 + j\omega_0 RC) d_1 e^{j\omega_0 t}$$

$$d_1 = \frac{1}{1 + j\omega_0 RC} c_1 \quad (35)$$

Seja f , a frequência do sinal de entrada, pode-se dizer que

$$\frac{V_o}{V_i} = At(dB) = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi RCf)^2}} \quad (36)$$

2.11 Ruído térmico de Johnson-Nyquist

O agito térmico dos transportadores de cargas em qualquer circuito produz um pequeno ruído, entretanto, detectável. J.B. Johnson foi o primeiro a apresentar uma análise quantitativa do fenômeno que não depende da geometria do circuito.

H. Nyquist demonstrou que o problema de se determinar a amplitude do ruído era equivalente ao problema da soma das energias dos modos de oscilação elétrica através de linhas de transmissão em curto conectadas a dois resistores de resistência R.

A fórmula de Johnson-Nyquist [7] é uma forma de se obter uma estimativa do ruído gerado termicamente em um corpo resistivo onde o valor RMS da tensão de ruído é dada pela fórmula:

$$v_n = \sqrt{4k_0TR\Delta f} \quad (37)$$

2.12 Limitador de Corrente

O limitador de corrente da figura abaixo funciona com o resistor R_1 como “gatilho”, uma vez que este resistor gera uma diferença de potencial entre base e emissor no transistor Q1 maior que a voltagem *threshold* definida no datasheet, o transistor Q1 serve como *bypass* para a corrente proveniente da alimentação. R_1 é dado pela fórmula:

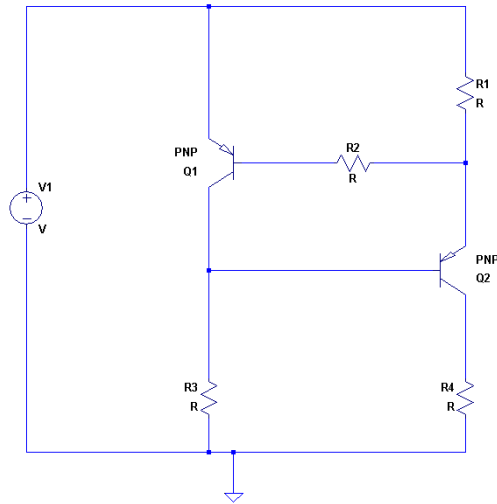


Figura 6 - Limitador de Corrente

$$V(\text{Base_Emissor}) = \frac{I(\text{limitada})}{R_1} \quad (38)$$

2.13 Conversão para Sinal Digital

A fórmula que converte o conjunto de bits em tensão é:

$$v_{in}(\text{bin}) = V_{ceil} \frac{\text{bin}}{2^n} \quad (39)$$

Onde:

- bin é o valor inteiro do número em binário
- V_{ceil} é o teto absoluto de aquisição do ADC do PIC (5V)
- 2^n é o número de níveis digitais existentes em um ADC de resolução n

2.14 Conversão para Temperatura

As fórmulas para aquisição do sinal analógico e cálculo da resistência do PT1000:

$$T(R) = -\frac{a}{2b} + \frac{\sqrt{a^2 - 4b(1 - \frac{R(V_{in})}{R_0})}}{2b} \quad (40)$$

Com:

$$R(V_{in}) = \frac{Kv_s R_1 - (V_{in} + Kv_s R_{eq})(R_1 + R_2)}{V_{in} - Kv_s(1 - R_{eq})} \quad (41)$$

Onde:

- K é o ganho do In-Amp (25.920) ([6] Pg. 2)
- v_s é a fonte de alimentação (5V)
- R_{eq} é uma constante do divisor de tensão da perna de referência na ponte de Wheatstone (0.35065)
- R_2 é a resistência na parte superior em cada perna da ponte (5 k Ω)
- R_1 é a resistência em série com o PT-1000 (1.7 k Ω)
- a e b são as constantes da fórmula de Callendar-Van Dusen
 - $a = 3.908 \times 10^{-3}$
 - $b = -5.775 \times 10^{-7}$
- R_0 é a resistência a 0 °C do PT-1000 (1000 Ω).

2.15 Transistor BJT PNP

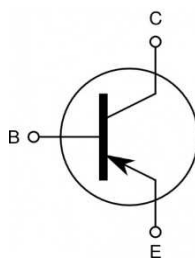


Figura 7 – Transistor PNP

O transistor é basicamente constituído de três camadas de materiais semicondutores formando as junções NPN ou PNP.

A corrente de emissor (I_E) é composta pela soma das correntes da base (I_B) e do coletor (I_C). Analogamente, observamos que, a tensão entre coletor-emissor (V_{CE}) é composta pela soma das tensões base-emissor (V_{BE}) e base-coletor (V_{CB}). Portanto, podemos escrever:

$$I_E = I_B + I_C \quad (42)$$

$$V_{CE} = V_{BC} - V_{BE} \text{ (PNP)} \quad (43)$$

As principais características de um transistor BJT é o seu ganho de corrente (conhecido como h_{FE} em datasheets possuem valores altos na casa de centenas as vezes milhares) dado pela fórmula (44) e a barreira base-emissor (normalmente entre 0,5 V e 0,7 V) com funcionamento idêntico ao de um diodo, que exige uma tensão mínima para seu funcionamento, qualidade muito usada quando se necessita de um disparador na eletrônica.

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} \quad (44)$$

Com (44) a fórmula (42) pode ser escrita como:

$$I_E = \frac{I_C}{h_{FE}} + I_C = I_C \left(1 + \frac{1}{h_{FE}} \right) \approx I_C \quad (45)$$

Portanto, pode ser concluído que a corrente no emissor é aproximadamente igual à do coletor.

2.16 Conversão para Pressão

O sensor de pressão utilizado no projeto possui a configuração descrita no tópico 2.6, figura 1d. A ponte é alimentada com uma corrente constante e a tensão de desequilíbrio é dada pela fórmula:

$$V_o = \frac{\Delta R}{R} V_b \quad (46)$$

Onde V_b é a tensão dissipada na ponte através do fluxo da corrente pela resistência equivalente.

$$V_b = R_{ponte} I_{constante} \quad (47)$$

Para converter V_o para Psi ou bar, necessita-se de uma função de conversão, entretanto, o sensor 6L da keller é linear, portanto, a função de conversão pode ser assumida como a multiplicação da tensão de saída da ponte por uma constante (48):

$$P(V_b) = K_p V_b \quad (48)$$

Onde com K_p sendo a constante de conversão de tensão para pressão.

K_p não possui valor único, uma vez que existe grande variação de tensão de saída entre diferentes sensores, portanto, K_p deve ser verificado em uma bancada de teste efetuando-se um teste de calibração no sensor.

3. Desenvolvimento

3.1 Resumo

Tendo o escopo do projeto definido, sua implementação foi dividida em 3 partes, uma responsável pela aquisição do sinal dos sensores, uma parte responsável pelo condicionamento do sinal analógico efetuando conversão para digital, e outra parte responsável por converter os dados para um sinal de 4-20 mA.

Abaixo, segue uma figura ilustrativa do projeto.

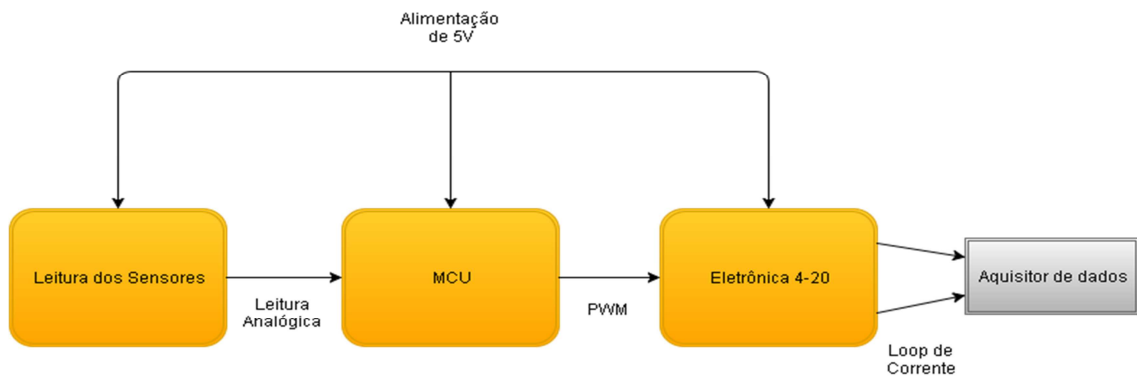


Figura 12 – Esquemático do projeto (vermelho – sensores, laranja – componentes fechados, laranja claro – elementos compostos)

O primeiro passo consiste na amplificação do sinal dos sensores, como foi dito na introdução, ambas as aquisições (sensor de pressão e temperatura) são feitas utilizando-se de pontes de Wheatstone e amplificando o desequilíbrio na ponte através de um amplificador instrumental, neste ponto do projeto, diversos problemas foram enfrentados, como a não linearidade do amplificador instrumental, que, posteriormente, implicaria em perda de resolução, a elevada corrente drenada pela ponte do sensor de temperatura, que fez com que o sensor do projeto fosse alterado (originalmente era um sensor Pt-100), uma vez que a necessidade de baixo consumo de corrente forçou com que as resistências da ponte tivessem valores mais elevados (na casa dos $k\Omega$), entretanto, os elevados valores de resistência, tornavam a variação da resistência do Pt-100 praticamente imperceptíveis, desta forma foi optado por usar um Pt-1000, que possui uma variação de resistência 10 vezes maior que a do Pt-100. Durante a prototipagem da eletrônica, também se observou um problema com o primeiro regulador de tensão adquirido, que não supria menos de 5 mA (elevada corrente quiescente), automaticamente infringindo a exigência de corrente mínima demandada de 4 mA. Após vários testes, encontrou-se uma configuração adequada, que também era capaz de ser adquirida adequadamente pelo microcontrolador

A segunda parte consiste na implementação do bloco MCU abaixo (Figura 13). Após amplificação do sinal proveniente dos sensores, o microcontrolador é responsável pela conversão para digital e tratamento dos dados segundo as fórmulas descritas na Sec. 2.13. Após tradução dos dados, o micro controlador deve transformá-los em um sinal PWM, onde sua média representa o valor analógico em uma escala de 0 à 5V e sua resolução é dada pela resolução do PWM e pelo ADC do PIC, uma vez que tanto a aquisição quanto a transmissão de dados devem ter resoluções compatíveis com a do projeto. Na sessão dedicada à eletrônica responsável pelo protocolo 4-20 mA, será ressaltado que a utilização do módulo PWM não foi imediata, a primeira opção testada foi a utilização de um módulo de conversão analógica para digital externo, inviável ao projeto por motivos explicados posteriormente na seção pertinente (Sec. 3.4.1).

Existe uma gama de PICs que satisfazem os requisitos do projeto descritos na introdução, a primeira opção testada foi o PIC16C773, a resolução da saída seria de 10 bits, suficiente para o projeto, porém, além do PWM possuir apenas 8-bits de resolução, a série de PICs 16C não é reprogramável, tornando o projeto inviável. A segunda opção foi o PIC16F1933 que possui um módulo PWM compatível com o projeto, capaz de produzir um período de 10 bits de resolução.

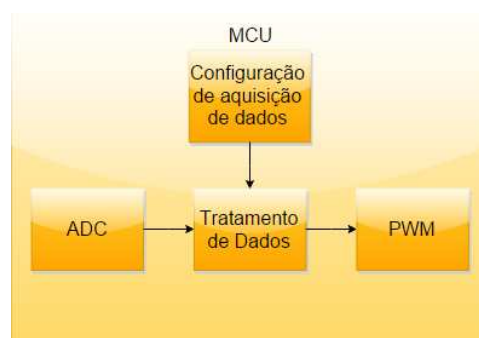


Figura 13 – esquematização do código do PIC

Como forma de se obter a média e filtrar ruídos de alta frequência, será introduzido um filtro passa-baixa na saída da porta CCP2 (*Capture / Compare/ PWM*) que atenuará pesadamente harmônicos de ordem alta (reduzindo a potência do ruído a menos de 10% da potência original) deixando apenas a média de tensão do sinal PWM definido pelo ciclo de trabalho.

A terceira parte da eletrônica consiste em implementar o protocolo de comunicação 4-20 mA, este circuito foi inspirado no circuito sugerido pela Maxim de aplicações industriais em [8], o circuito foi mudado ao longo de testes, se tornando uma versão original para o projeto. O objetivo desta eletrônica é somar corrente ao consumo do circuito para que a eletrônica produza 4 mA quando for medido o valor mínimo da escala (0 °C e 0 psi) e 20 mA para o valor máximo da escala (100 °C ou 1000 psi).

3.2 Condicionamento dos Sensores

3.2.1 A ponte de Wheatstone para temperatura

A maior restrição na montagem da ponte de Wheatstone consiste na corrente que a mesma drena, como o objetivo final do circuito é produzir uma saída de 4-20 mA, existe um limite de 4 mA que o circuito não deve exceder à 0 °C, nesse sentido, a primeira ponte projetada deixa pouca margem de corrente para outros componentes.

Abaixo segue a imagem da ponte original e o cálculo da corrente drenada à 0 graus Celsius:

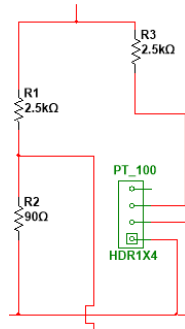


Figura 14 – Ponte de Wheatstone com valores originais

$$I_{drenado} = V/R_{ponte} \quad (49)$$

$$I_{drenado} = \frac{V(R_1 + R_2 + R_3 + Pt_{100})}{(R_1 + R_2)(R_3 + Pt_{100})}$$

$$I_{drenado} = \frac{5(2500 + 90 + 2500 + 100)}{(2500 + 90)(2500 + 100)}$$

$$I_{drenado} = 3.85 \text{ mA}$$

Apesar da restrição de 4 mA não ser quebrada, a corrente exigida apenas por esta etapa deixará pouca margem para o microcontrolador e para a eletrônica que produzirá o 4-20 mA.

A solução para este problema consistiria em aumentar os resistores da ponte, entretanto, considerando resistores comerciais de 5% de precisão e a tolerância de linha do LM2936 de 3% (12), a aquisição do sinal do Pt100 poderia ser fortemente enviesada pela imprecisão dos resistores dos componentes ao redor.

A propagação do erro (tópico 2.1) para a diferença de tensão nas duas pernas da ponte para resistores de 5% (cálculo abaixo), implicariam em uma incerteza de 9.6% na entrada do In-Amp à 0 °C (até 11.78 °C). Utilizando-se resistores de 1% (cálculo abaixo) a incerteza cai para 2.2% a 0 °C (até 2.691 °C), entretanto, ainda não é

suficiente para uma incerteza menor que 2 °C, com resistores de 0.1%, é obtido uma incerteza de 1.1%, implicando em um desvio máximo de 1.3 °C, o que resolveria possíveis problemas causados pela propagação de erro, portanto, a ponte deve ser constituída de resistores de alta precisão.

$$\frac{dv_{out}}{dv} = \left(\frac{R_{100}}{R_{2.5k} + R_{100}} - \frac{R_{90}}{R_{2.5k} + R_{90}} \right) = 0.0038610$$

$$\frac{dv_{out}}{dR_{90}} = v \left(\frac{-R_{2.5k}}{(R_{2.5k} + R_{90})^2} \right) = -0.0018634$$

$$\frac{dv_{out}}{dR_{2.5k}} = v \left(\frac{-R_{100}}{(R_{2.5k} + R_{100})^2} + \frac{R_{90}}{(R_{2.5k} + R_{90})^2} \right) = -0.0000069$$

$$\Delta v_{out} = \sqrt{\frac{dv_{out}}{dv}^2 \Delta v^2 + \frac{dv_{out}}{dR_{90}}^2 \Delta R_{90}^2 + \frac{dv_{out}}{dR_{2.5k}}^2 \Delta R_{2.5k}^2}$$

$$\Delta v_{out} = \sqrt{1.491 \times 10^{-5} + 7.031 \times 10^{-5} + 7.439 \times 10^{-7}}$$

$$\Delta v_{out} = 12.524 \text{ mV}$$

$$\Delta v_{\%} = \frac{8.485 \text{ mV}}{88.715 \text{ mV}} = 9.6 \%$$

Com intolerância de 1% para os resistores:

$$\Delta v_{out} = \sqrt{1.491 \times 10^{-5} + 2.813 \times 10^{-6} + 2.976 \times 10^{-8}}$$

$$\Delta v_{out} = 1.943 \text{ mV}$$

$$\Delta v_{\%} = \frac{1.943 \text{ mV}}{88.715 \text{ mV}} = 2.2 \%$$

Com intolerância de 0.1% para os resistores:

$$\Delta v_{out} = \sqrt{1.491 \times 10^{-5} + 2.813 \times 10^{-8} + 2.976 \times 10^{-10}}$$

$$\Delta v_{out} = 0.980 \text{ mV}$$

$$\Delta v_{\%} = \frac{0.980 \text{ mV}}{88.715 \text{ mV}} = 1.1 \%$$

O problema da precisão foi o primeiro percebido e o mais difícil de se eliminar, ainda negligenciando o excesso de corrente exigido, a configuração da primeira ponte projetada foi montada calibrando as resistências com potenciômetros de precisão, desta forma, foram alcançadas medidas compatíveis às do projeto, porém, conforme a temperatura subia a saída do In-Amp não acompanhava a medida do PT100 de referência (ligado à fonte de calibração da PRESYS).

Para identificação do problema, foram avaliados os possíveis pontos de erro como a modelagem matemática incompleta do circuito, mal funcionamento do Pt100, mal funcionamento da fonte de calibração e mal funcionamento do amplificador instrumental. Após vários testes, pouco a pouco os pontos de erro foram reduzidos. Foi verificado que as resistências do pt100 de referência e o de teste variavam igualmente, o valor medido na fonte de calibração era igual ao medido por um termômetro, o modelo matemático foi aperfeiçoado levando em conta impedâncias internas do In-Amp (As impedâncias de entrada eram da ordem de $10^6 \Omega$) contudo, a diferença entre o modelo completo e o simplificado eram ínfimas ($< 0.001 \Omega$ na medida do PT100), em simulação, dois In-Amps foram testados (incluindo o utilizado no projeto), porém, ambos demonstraram um comportamento linear, todavia, na protoboard, observou-se uma queda no ganho conforme a entrada aumentava, um detestável efeito não modelado pelo multisim.

A queda de ganho se deve ao efeito que a entrada em modo comum tem sobre a tensão de saída, abaixo segue um gráfico extraído do datasheet do LT1789-1 caracterizando este efeito.

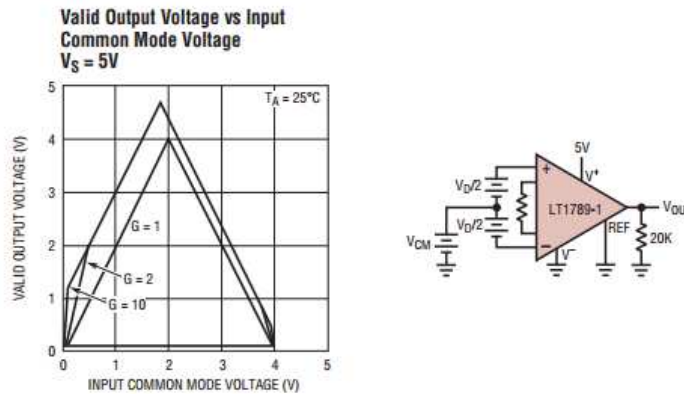


Figura 15 – efeito da tensão de modo comum na tensão de saída do LT1789-1 [LT1789-1]

O gráfico sugere que se a entrada em modo comum for muito pequena ou muito alta, o ganho máximo permitido será precocemente limitado, e é exatamente isso que acontece no circuito, pode ser verificado que entrada em modo comum máxima (onde se obtém o maior limite para saída) ocorre quando o PT100 é submetido a $100^\circ C$, desta forma, obtemos uma tensão de 173.75 mV na perna do resistor de $90\ \Omega$ e 262.46 mV na perna do PT100 ($138.50\ \Omega$ à $100^\circ C$), implicando em um modo comum de 218.11 mV, posicionado na base da pirâmide, desta forma, a máxima tensão obtida seria próxima a 2 V quando o desejado é 4.75 V, de forma a garantir a máxima saída possível, o modo comum será fixado por volta de 1.7 V, de maneira a fornecer a maior saída possível.

Para aumentar o modo comum, seria necessário reduzir os resistores a valores próximos ao do PT100 ($100\ \Omega$), o que esbarraria na restrição de 4 mA (uma ponte de $100\ \Omega$ exigiria 50 mA) ou aumentar o valor das resistências e adicionar uma resistência

em série ao PT100 para equilibrar a ponte. A segunda solução implicaria em maiores valores de incerteza absoluta para os resistores, causando maiores erros absolutos na medição da temperatura.

Como não há outra solução se não aumentar o valor dos resistores, foi decidido usar um PT1000, que é 10 vezes mais sensível que o PT100, desta maneira, os problemas de excesso de corrente e de precisão seriam resolvidos.

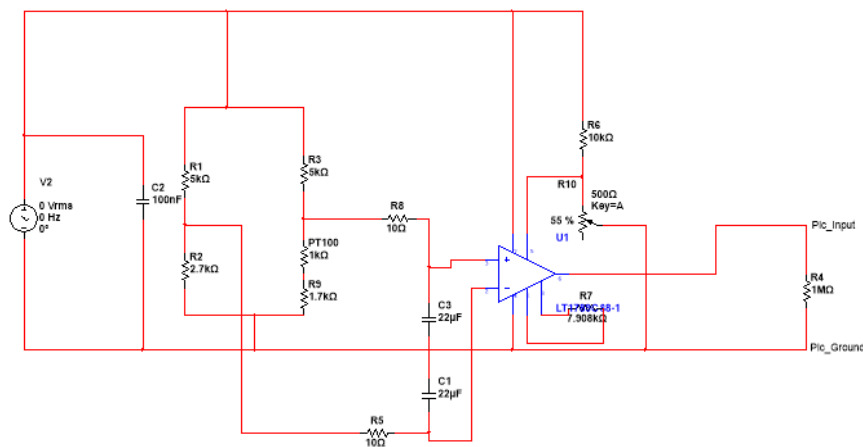


Figura 16 – Eletrônica de aquisição do sinal de temperatura

A ponte de Wheatstone utiliza apenas 1.3 mA, e o modo comum varia de 1.75 V com o PT1000 em 0°C até 1.83 V com o PT1000 em 100 °C, portanto, o limite da tensão de saída é bem alto.

Tendo resolvido o problema do limite de tensão, foi efetuado uma análise de monte carlo para verificar o pior caso em um circuito com os resistores da ponte e o de ganho do In-Amp com 1% de precisão. A simulação foi feita com o PT1000 à 100 °C (1385.0 Ω) pois à 100 °C se espera o maior erro absoluto.

A simulação foi feita no multisim (da *National Instruments*), os RTDs e as resistências da ponte de Wheatstone do sensor de Keller foram simuladas como resistores, os demais componentes, foram simulados assim sugerido no esquemático.

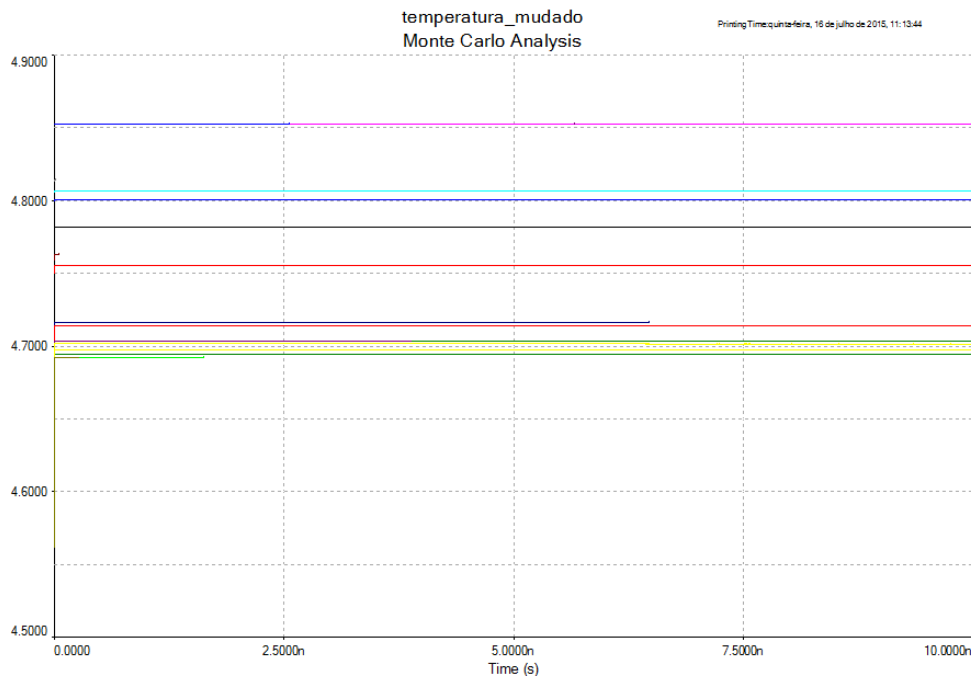


Figura 17 – Monte Carlo PT1000 à 100°C e resistores da ponte e ganho com 1% de precisão

A simulação verificou um pior caso de 2.04451% para cima (4.8525 V) e 2.13589% para baixo (4.6537 V), implicando em um erro de 2.81 °C para cima e 2.65 °C, o que está ligeiramente acima do desejado, neste sentido, resistores de precisão ainda menor (0.1%) foram estudados.

Fazendo-se outra análise de monte carlo para resistores com precisão de 0.1%, obtemos:

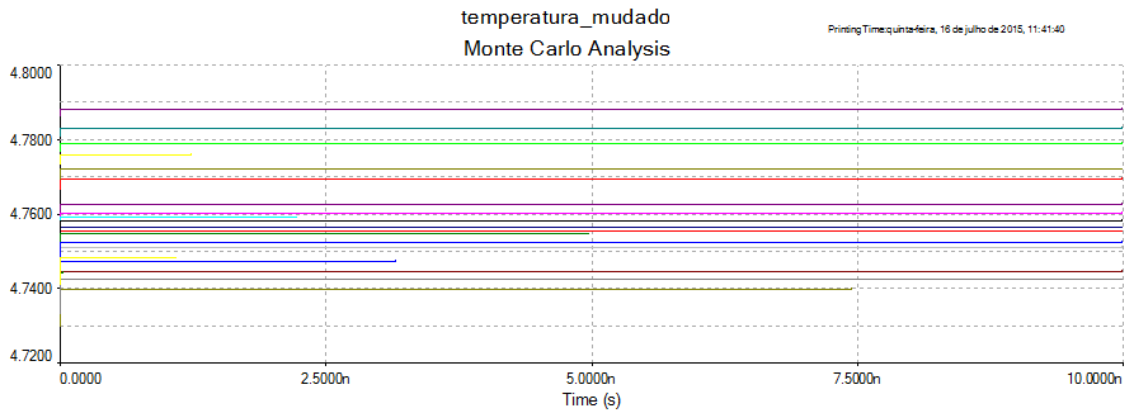


Figura 18 – Monte Carlo PT1000 à 100°C e resistores da ponte e ganho com 0.1% de precisão

Desta vez o pior caso ficou em 0.32431% para baixo (4.7398 V) e 0.58091% para cima (4.7829 V), implicando em um erro de 0.29 °C abaixo e 0.90 °C acima do medido, o que está dentro do requisito (2 % ou 2 °C).

Tendo em mãos este teste, existe a promessa que resistores de 0.1% satisfazem os requisitos, como forma de verificar mais profundamente, foi feito outra simulação de monte carlo (com 19930 variações), gerando uma distribuição normal para verificar o intervalo de confiança em que a eletrônica está compatível com o projeto, segue gráfico abaixo:

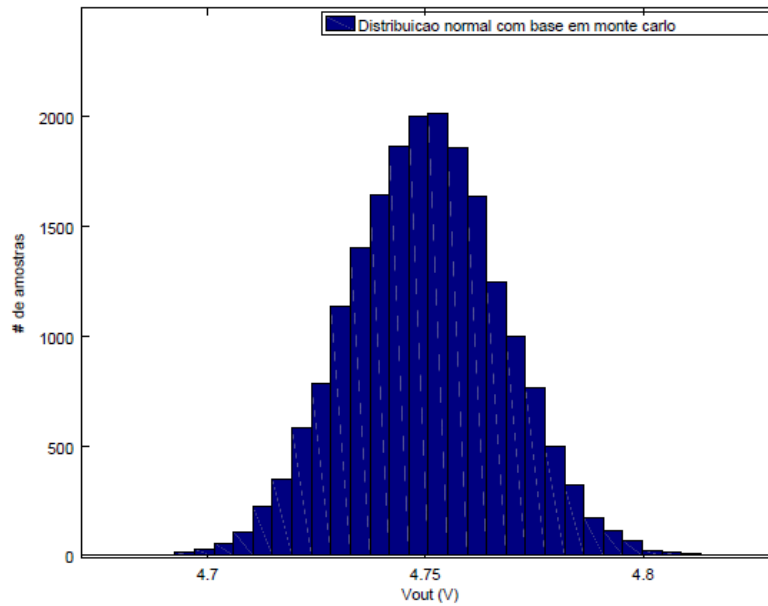


Figura 19 – Distribuição normal com base nas simulações de monte carlo medindo à 100 °C

De acordo com a restrição de exatidão, a tensão mínima não pode ser menor que 4.655 V e maior que 4.845 V, com base nisso, verificamos que todas as simulações em um espaço de 19930 se enquadram neste requisito, portanto, o intervalo de confiança é de 100%.

Sendo o teste bem-sucedido, também foi feita uma simulação similar para o sensor à 0 °C, obtendo o histograma abaixo:

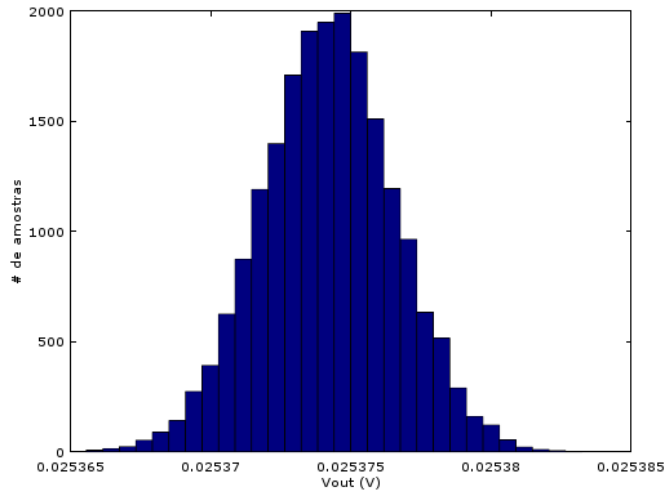


Figura 20-Distribuição normal com base nas simulações de monte carlo medindo à 0 °C

A tensão mínima desejada à 0 °C é de 0 mV, o que implicaria em uma tensão mínima aceitável de -95.0 mV e máxima de 95.0 mV. Em 19941 amostras, nenhuma ultrapassou os limites, portanto, conclui-se que o intervalo de confiança da eletrônica para uma medida de 0 °C é 100.0%.

3.2.2 Os divisores de tensão para tensões de referência do microcontrolador

Posteriormente, foram efetuados testes em um *spam* maior de temperaturas (0 °C à 74 °C), e verificou-se que o ganho do In-Amp ainda se mostrava não linear para saídas altas (valores acima de 3.5V), para solucionar este problema foram utilizadas tensões de referência para o conversor analógico digital do microcontrolador, desta forma, pode-se reduzir o intervalo de conversão e manter a resolução do ADC, entretanto, para gerar a tensão de referência existem tanto a opção de se usar um regulador de tensão ou criar um divisor de tensão com a tensão desejada, a primeira opção é a mais confiável, pois um CI de baixa corrente quiescente forneceria uma tensão com uma regulação de carga

e de linha garantidas, entretanto, é a solução mais cara, o divisor de tensão é composto apenas por resistores, mas não possui regulação de linha ou de carga, porém, a regulação de linha não é um grande problema, uma vez que a alimentação do divisor de tensão possui um valor preso aos 5V do LDO, por outro lado, a regulação de carga não é garantida, para tanto, deve-se medir a impedância de entrada dos pinos V_{ref+} e V_{ref-} e incluir nos cálculos antes de se definir os resistores para o divisor de tensão.

Como o Amplificador instrumental não é capaz de fornecer tensões muito baixas (menores que 50 mV), a tensão de referência do amplificador instrumental deve ser elevada, sendo, esta tensão, a mesma do pino V_{ref-} no microcontrolador, uma vez que as tensões de entrada no In-Amp forem idênticas, sua saída será a tensão de referência (2.5V).

Para se medir as impedâncias de entrada do PIC, será implementado um divisor de tensão de teste com um potenciômetro, como mostra a figura abaixo.

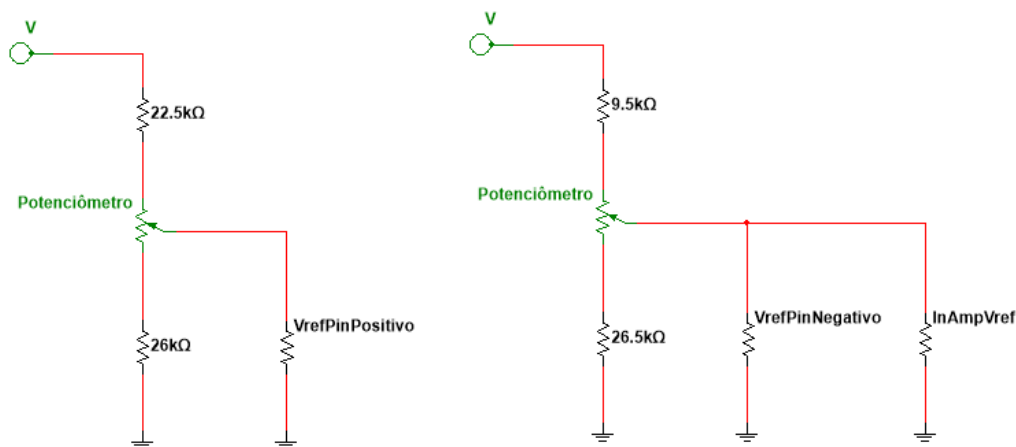


Figura 21 – Divisores de tensão de 2.5V (esquerda) e de 3.5V (direita) para serem usados como tensões de referência para a eletrônica de temperatura

Na figura 21 à esquerda existem dois resistores desconhecidos representando as impedâncias de entrada do pino V_{ref-} do PIC e o pino de referência do amplificador

instrumental, como sugere a imagem, ambos estão em paralelo, entretanto, não há necessidade de se descobrir seus valores isolados, uma vez que o divisor de tensão será influenciado pela resistência em paralelo das duas impedâncias, e não necessariamente individualmente.

Sejam R_T a resistência da parte superior do divisor, R_b a resistência na parte inferior, Z a impedância de entrada no pino Vref, V_r a tensão na entrada no PIC e V a tensão de alimentação no divisor, pode-se calcular Z :

$$V_r = \frac{R_b Z}{R_b - \frac{V_r}{V} (R_b + R_T)} \quad (50)$$

$$\frac{V_r}{V} = \frac{R_b Z}{Z(R_b + R_T) + R_b R_T} \quad (51)$$

$$Z \left(\frac{V_r}{V} (R_b + R_T) - R_b \right) = -\frac{V_r}{V} R_b R_T \quad (52)$$

$$Z = \frac{\frac{V_r}{V} R_b R_T}{R_b - \frac{V_r}{V} (R_b + R_T)} \quad (53)$$

Sejam:

- $V_r = 2.5V$
- $V = 5V$
- $R_b = 26k\Omega$
- $R_T = 22.5k\Omega$

Implicando em uma impedância:

$$Z = 167.1 k\Omega$$

Para o divisor de tensão de 2.5V será calculado a resistência de impedâncias em paralelo, portanto, sejam R_T a resistência da parte superior do divisor, R_B a resistência na parte inferior, Z a impedância de entrada no pino Vref, V_r a tensão na entrada do PIC e V a tensão de alimentação no divisor, utilizando (53), pode-se calcular Z :

$$Z = \frac{\frac{V_r}{V} R_b R_T}{R_b - \frac{V_r}{V} (R_b + R_T)}$$

Sejam:

- $V_r = 3.5V$
- $V = 5V$
- $R_b = 26.5k\Omega$
- $R_T = 9.5k\Omega$

Implicando em uma impedância equivalente:

$$Z = 135.6 k\Omega$$

Os valores dos resistores não foram escolhidos arbitrariamente, foram inseridas várias resistências, até que o potencial de 2.5V estivesse ao alcance da variação do potenciômetro de 1 k Ω .

3.2.3 Eletrônica de aquisição do sinal de pressão

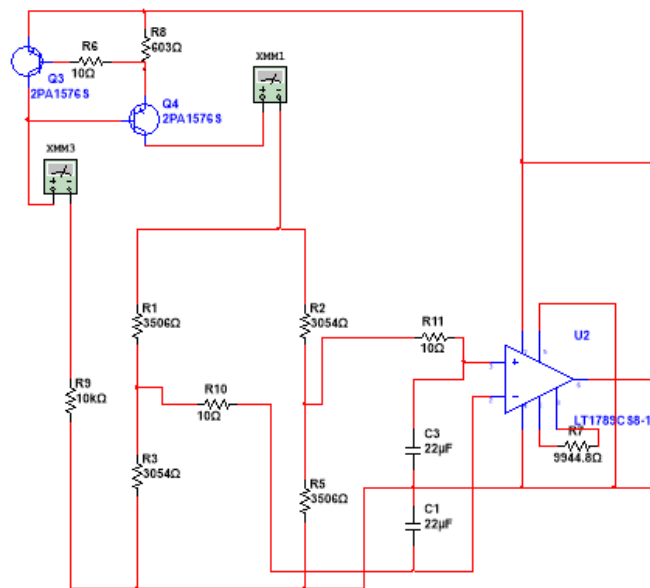


Figura 22 – Eletrônica de aquisição do sinal do sensor

A eletrônica de aquisição consiste no regulador de corrente e na aquisição do sinal da ponte do sensor de pressão da keller [9], que exige uma fonte de corrente constante (1 mA ou 5 mA) e resistores de balanceamento para que seu funcionamento seja o mais linear possível.

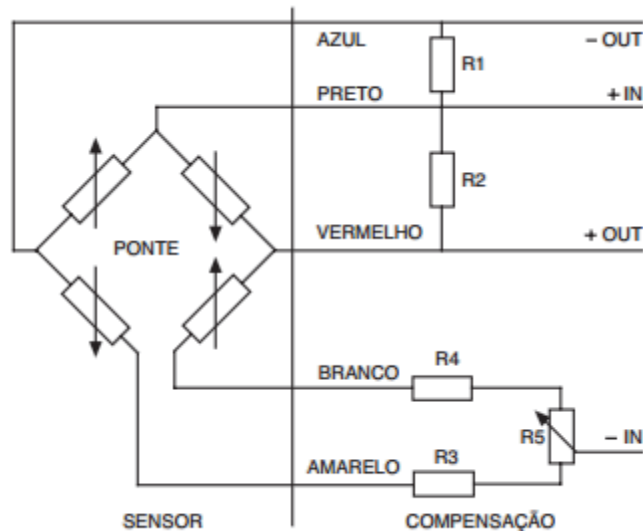


Figura 23 – Diagrama do sensor de pressão ponte-resistivo da Keller [9].

Os valores de resistores de balanceamento são fornecidos pelo fabricante na compra do sensor, entretanto, será abdicada a máxima linearidade por conveniência. Uma vez que cada sensor exige diferentes resistores, o projeto da eletrônica deverá ser alterado, implicando em mudança no projeto para cada sensor de pressão, sendo extremamente inconveniente, além disso, o sensor se mostrou muito linear em testes em laboratório, porém, observou-se um erro de offset, que tornava a aquisição do sinal de pressões pequenas enviesadas, como forma de solucionar este defeito, foi introduzido um potenciômetro de $50\ \Omega$ na posição do resistor 5 da figura 23, isso já é suficiente para eliminar o erro de offset, mas, acrescenta um pequeno erro no ganho, porém, o sensor possui uma resistência aproximada de $5\ \text{k}\Omega$, portanto, uma compensação de no máximo $50\ \Omega$ não surtirá efeito significativo no ganho do sensor.

O regulador de corrente, como foi citado acima, foi modificado, abaixo seguem a imagem e os cálculos para se estimar a corrente de saída do regulador.

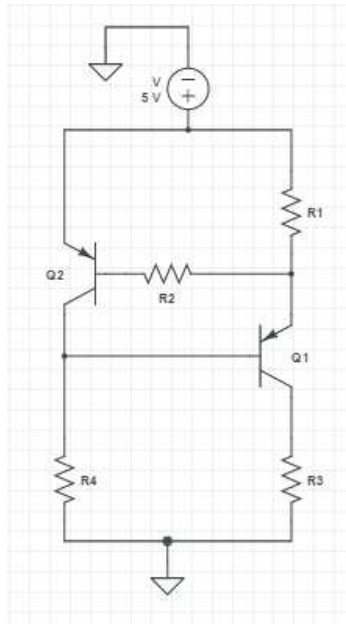


Figura 24 – Regulador de corrente

Na fundamentação teórica (2.12) há uma breve explicação de como funciona um transistor PNP incluindo simplificações importantes que serão utilizadas aqui. Para criar um circuito regulador de corrente deve-se definir um resistor que gere uma queda de tensão suficiente para ligar outro transistor e abrir caminho para que o excesso de corrente não flua pelo circuito a ser alimentado. O primeiro passo consiste em medir a tensão na base de Q2 (V_{bq2}) (2PA1576S) que é 0.683 V menor que a tensão no seu emissor, portanto, $V_{bq2} = 4.317$ V. Como a corrente na base do transistor é muito menor que a do coletor e do emissor (entre 270 à 560 vezes menor segundo o datasheet) a queda de tensão no resistor de 10Ω pode ser desprezada, dessa forma, a tensão no emissor de Q1 pode ser considerada aproximadamente igual à $V_{bq2} = 4.317$ V. Assumindo que a corrente no coletor de Q1 é praticamente igual a corrente no emissor (pelo motivo dito acima), a corrente no coletor de Q1 pode ser calculada por:

$$I_{EQ1} = \frac{V_{CC} - V_{EQ1}}{R_1} \quad (54)$$

Resultando em R_1 igual à:

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{EQ1}}{I_{EQ1}} = \frac{5V - 4.317V}{1mA} = 683 \Omega$$

A corrente de fuga pode ser calculada sabendo a tensão no coletor de Q2, tensão que é idêntica à base de Q1 que pode ser calculado:

$$V_{CQ2} = V_{BQ1} = V_{EQ1} - V_{BE} = 4.317V - 0.683V = 3.634V \quad (55)$$

Portanto, a corrente de fuga fixando-se R_4 em 10 k Ω é:

$$I_{CQ2} = \frac{V_{CQ2}}{R_4} = \frac{3.634V}{10k\Omega} = 363.4 \mu A$$

A corrente total fornecida pelo regulador é a soma das correntes das duas pernas, resultando aproximadamente em 1.37 mA, dando uma margem de 2.63 mA de consumo para outros componentes na eletrônica.

Fixando o resistor responsável pela corrente de fuga em 10 k Ω , foi inserido um potenciômetro no resistor que controla a corrente em Q1, obtendo-se um valor de 593.7 Ω para 1 mA de corrente, enquanto na outra perna, a corrente de fuga é de 373 μA , resultados compatíveis com o projeto.

Com o circuito montado, o seu funcionamento depende apenas do ajuste de alguns resistores, observando que o amplificador instrumental não é capaz fornecer uma tensão de 0V a tensão correspondente à pressão mínima foi levantada para 0.1V, após efetuada a calibração, também se observou que o ganho do In-Amp não se mostra constante para tensões muito altas, certamente efeito do problema de não-linearidade destacado, como forma de solucionar este problema, a tensão máxima foi reduzida de

4.75V para 4.3 V, a nova margem de 4.2 V, apesar de menor, ainda corresponde com nossos requisitos de resolução para um ADC de 10-bits em uma escala de 5V.

Abaixo segue um gráfico com a saída do amplificador instrumental na eletrônica de aquisição do sinal do sensor 6L da Keller em função da pressão aplicada pela bomba de calibração.

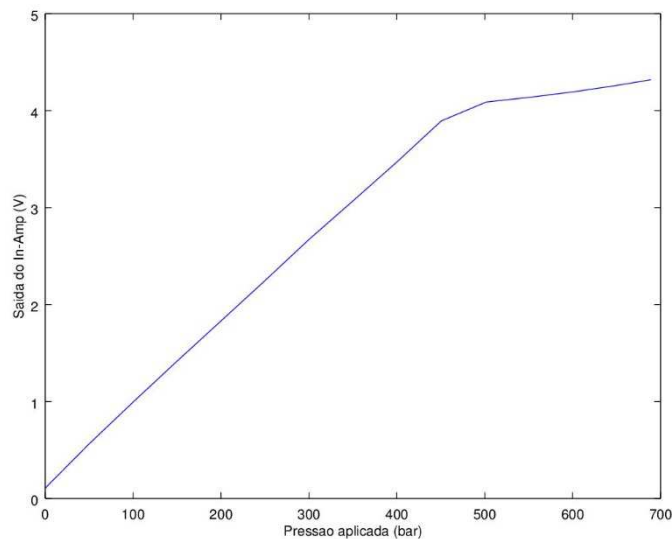


Figura 25 – Relação da tensão de saída do In-Amp (LT1789-1) com a pressão aplicada no sensor (6L Keller).

Pode ser observado que a saída do In-Amp deixa de ser linear a partir de 4V, implicando em uma queda na resolução para pressões altas, isso poderá ser resolvido por meio do processo de “*oversampling*” e “*decimation*” descrito na fundamentação teórica (2.2), ou utilizando-se de uma tensão fixa nos pinos de referência do conversor analógico digital.

3.2.4. Divisor de tensão para pressão

Como forma de se produzir uma tensão fixa, foi optado a utilização de um divisor de tensão, esta solução consiste em se utilizar uma tensão de referência para o ADC de forma a garantir a máxima resolução do microcontrolador dentro do intervalo delimitado pelas tensões de referência (V_{ref-} e V_{ref+}), como já foi dito na 3.2.2, existem duas maneiras de se gerar uma tensão de referência, novamente, será usado o divisor de tensão.

Como não era possível determinar a impedância de entrada do pino por um multímetro, foi implementado um divisor de tensão de teste com um potenciômetro como mostra a figura abaixo.

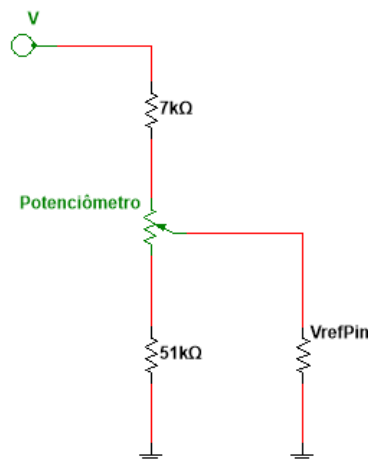


Figura 26 – Divisor de tensão de 3.9V para ser usado como tensão de referência para a eletrônica de pressão

Após efetuar testes com resistências de valores diferentes, atingiu-se uma configuração satisfatória para o divisor de tensão, com o potenciômetro de 1 k Ω em 50%, foi possível ajustar a tensão na entrada no pino de referência para 3.9V.

Sejam R_T a resistência da parte superior do divisor, R_B a resistência na parte inferior, Z a impedância de entrada no pino V_{ref} , V_r a tensão na entrada do PIC e V a tensão de alimentação no divisor, pode-se calcular Z utilizando a fórmula 51:

$$Z = \frac{\frac{V_r}{V} R_b R_T}{R_b - \frac{V_r}{V} (R_b + R_T)}$$

Sejam:

- $V_r = 3.9V$
- $V = 5V$
- $R_b = 5.5k\Omega$
- $R_T = 7.5k\Omega$

Encontramos:

$$Z = 55 k\Omega$$

Desta forma, foi decidido usar um divisor de tensão como referência para o conversor ADC, eliminando a limitação na resolução por uso de zonas mortas e a não linearidade para altos valores de saída do amplificador instrumental.

3.3 O Microcontrolador PIC

3.3.1 Resumo do PIC

O Microcontrolador consiste em um pequeno “computador” encapsulado no corpo de um circuito integrado, contendo um processador, memória, ULA (unidade lógica aritmética), saídas e entradas programáveis e vários módulos disponíveis.

Microcontroladores são utilizados em controles de produtos automatizados, como controle remotos, brinquedos, controle de sistemas automobilísticos e sistemas embarcados em geral, sua grande qualidade consiste em ser pequeno e possui baixo consumo de energia, tornando a automatização de diversos processos econômica.

Para o projeto descrito, foi utilizado o PIC16F1933 [10], a princípio, havia um impasse para se decidir qual PIC deveria ser utilizado da gama de microcontroladores de 8-bits disponíveis pela microchip, (O PIC16C773 foi uma alternativa, como foi descrito em 3.1) devido a maior versatilidade do PIC16F1933 e baixo custo, este foi selecionado. O atributo de ser o mais versátil se deve as qualidades como:

- Reprogramável
- Possui maior base de dados para se programar
- Compatível com Mplab Code Configurator
- ADC e PWM que atendem aos requisitos (10 bits de resolução)
- Baixo custo

Todas essas qualidades, tornaram o PIC16F1933 o mais interessante para o projeto.

Em todo o processo, foram utilizados módulos de conversão analógica para digital, um clock de referência do módulo de comparação (Timer 2) e o próprio módulo de comparação para utilização do PWM, além do tratamento de dados por filtragem implementado em C.

No processo de se utilizar o microcontrolador, foram tomadas precauções para melhor utilização do PIC, como, definir todas as portas não utilizadas como porta de saída, utilização de um clock de frequência menor que a máxima disponível para o PIC

(clock utilizado de 4 Mhz, clock máximo de 32 MHz) de forma a reduzir chaveamentos ao máximo (também deve-se atentar ao phase locked loop (“PLL”), que aumentaria a frequência do clock principal, conseqüentemente, aumentando o chaveamento de todos os eventos baseados na transição do clock).

A principal função do microcontrolador nesta etapa do projeto consiste em fazer a aquisição do sinal analógico proveniente da etapa de condicionamento do sensor, traduzí-lo para uma grandeza física, e enviar, via PWM, um sinal de saída, para que o circuito que controla a saída 4-20 mA.

A primeira tarefa pode ser quebrada em digitalizar a saída analógica da eletrônica de aquisição para cálculo da pressão ou da temperatura correspondente, este processo envolve a utilização do módulo de conversão analógica para digital, que irá fazer a aquisição do sinal de tensão, com base neste valor, o microcontrolador, já ciente que os pinos correspondentes à V_{ref+} e V_{ref-} estão funcionando como tensões de referência para o ADC, tratará os dados obtidos através de um duplo processo de filtragem descrito na fundamentação teórica como “oversampling” e “decimation” e pela utilização de um filtro digital butterworth, que serão aprofundados adiante.

A segunda tarefa consiste na direta tradução do sinal filtrado para um sinal de pulso modulado, que será filtrado por filtros passa-baixa que tornarão a saída em DC, em outras palavras, o microcontrolador possui apenas a tarefa de receber um sinal de qualquer amplitude entre 0 à V_{cc} , filtrá-lo e convertê-lo para um sinal bem comportado que varie entre 0 à V_{cc} necessariamente.

Nos próximos tópicos serão descritos como foram definidos os módulos de conversão analógica para digital, Timer 2, PWM, os métodos de filtragem e a definição dos pinos do PIC.

3.3.2 ADC.c

O conversor analógico digital consiste na quantização de valores dentro de uma determinada escala, a quantização depende da resolução do ADC do PIC, para o PIC em questão (PIC16F1933) a resolução é de 10 bits, portanto, nos compete implementar o módulo ADC para obtenção dos dados da saída do amplificador instrumental.

A inicialização do conversor consiste em definir registradores de controle do ADC (ADCON0 e ADCON1) e definir a porta escolhida para o ADC como sendo de entrada.

Abaixo, se encontram tabelas com registradores e suas respectivas funções:

ADCON0

Bits	Identificador	Função
Bit 7	Não Implementado	Lido como '0'
Bit 6-2	CHS<4:0>	Seleção do canal analógico 11111 → FVR (voltagem de referencia fixa) saída do buffer 1 11110 → Saída do conversor digital para analógico 11101 → Indicador de temperatura 01101 → AN13 01100 → AN12 01011 → AN11 01010 → AN10 01001 → AN9 01000 → AN8 00100 → AN4 00011 → AN3 00010 → AN2 00001 → AN1 00000 → AN0
Bit 1	GO/ $\overline{\text{DONE}}$	Quando o bit está em nível lógico alto, significa que o

conversor A/D está com ciclo em processo. Quando em nível lógico baixo, significa que o processo foi completado/não inicializado.

Este bit vai para nível lógico baixo por hardware assim que a conversão termina, entretanto, ele deve ser setado manualmente.

Bit 0	ADON	Habilitador do módulo ADC, 1 para ligar o módulo ou 0 para desligá-lo
--------------	------	---

Tabela 1 – Descrição do ADCON0 [10] pag. 143

ADCON1

Bits	Identificador	Função
Bit 7	ADFM	<p>Forma de justificação, da aquisição de dados</p> <p>1 → Justificado pela direita, o que significa que os seis bits mais significativos de ADRESH são definidos como '0' quando o resultado da conversão é guardado</p> <p>0 → Justificado pela esquerda, o que significa que os seis bits menos significativos de ADRESL são definidos como 0'0 quando o resultado da conversão é guardado.</p>
Bit 6:4	ADCS<2:0>	<p>Clock de conversão para o adc.</p> <p>111 → F_{RC} (clock gerado pelo oscilador RC)</p> <p>110 → $F_{osc}/64$</p> <p>101 → $F_{osc}/16$</p>

		100 → $F_{osc}/4$
		011 → F_{RC} (clock gerado pelo oscilador RC)
		010 → $F_{osc}/32$
		001 → $F_{osc}/8$
		000 → $F_{osc}/2$
Bit 3	Não é implementado	Lido como '0'
Bit 2	ADNREF	Bit de configuração para o pino de tensão de referência negativo (V_{ref-})
		0 → V_{ref-} está conectado ao pino de referência externa
		1 → V_{ref-} está conectado à V_{ss}
Bit 1-0	ADPREF<1:0>	Bit de configuração para o pino de tensão de referência positivo (V_{ref+})
		11 → V_{ref+} está conectado internamente ao buffer FVR 1
		10 → Não utilizado
		01 → V_{ref+} está conectado ao pino de referência externa
		00 → V_{ref+} está conectado à V_{dd}

Tabela 2 – Descrição do ADCON1 [10] Pag. 144

Para se utilizar o ADC, liga-se o módulo do ADC ($ADON = 1$), o pino AN0 será utilizado como porta analógica para digitalização do sinal do sensor ($CHS = 0b00000$), resultando em $ADCON0 = 0b01000001$. Para o ADCON1, ADFM será definido, portanto, a conversão será justificada pela direita. A frequência de conversão será a frequência do clock principal dividida por 2 (uma vez que o clock do PIC já é baixo, e

também é desejado velocidade na tomada de dados para se implementar o filtro digital), portanto, $ADCS\langle 2:0 \rangle$ será definido como 0b000, a referência negativa depende da eletrônica de aquisição, a aquisição do sinal do sensor de temperatura utiliza o pino de referência negativa, por outro lado, o de pressão não utiliza V_{ref-} , portanto, para obtenção do sinal de temperatura, $ADNREF = 1$, para pressão, $ADNREF = 0$. Ambas as eletrônicas utilizam referência negativa como forma de utilizar apenas a região linear do In-Amp, portanto, tanto para aquisição do sinal de pressão e temperatura $ADPREF$ será definido como 0b01.

Além de estabelecer as definições descritas acima, deve-se definir o registrador GO/\overline{DONE} , que é responsável por iniciar uma conversão AD, após executada a conversão, o valor quantizado é armazenado nos registradores $ADRESL$ e $ADRESH$ (apenas os primeiros quatro bits de $ADRESH$ são usados, uma vez que o resultado é justificado pela direita, implicando em armazenamento em todos os bits de $ADRESL$ e os primeiros 2 de $ADRESH$). Tendo executado a conversão, o bit GO/\overline{DONE} vai para nível lógico baixo via hardware e o ciclo do ADC se encerra.

3.3.3 Filtragem

A aquisição de dados dos sensores pelo microcontrolador, é muito sensível, uma vez que a obtenção do sinal na entrada do In-Amp é na casa de milivolts, portanto, um pequeno ruído será amplificado pelo amplificador instrumental, neste sentido, a aquisição do conversor digital analógico será implementada junto à um conjunto de filtros que irá tratar os dados antes de enviá-los para o módulo PWM.

O primeiro filtro implementado, consiste no processo de “*oversampling*” e “*decimation*”, entretanto, de forma a obter maior precisão, em vez de se fazer uma

média de todos os valores de uma série, será feita apenas a aquisição dos 10 valores do meio de uma série de 100, este filtro é conhecido como “filtro por mediana”.

Um filtro por mediana é um filtro digital não-linear este filtro será utilizado apenas como um pré-processamento para aplicação do filtro butterworth, o uso de filtro por mediana é amplamente utilizado em processamento de imagens, a lógica para aplicação é similar, entretanto, ao invés de se fazer uma média em uma janela multi-dimensional, faz-se a média em uma dimensão, segue algoritmo abaixo:

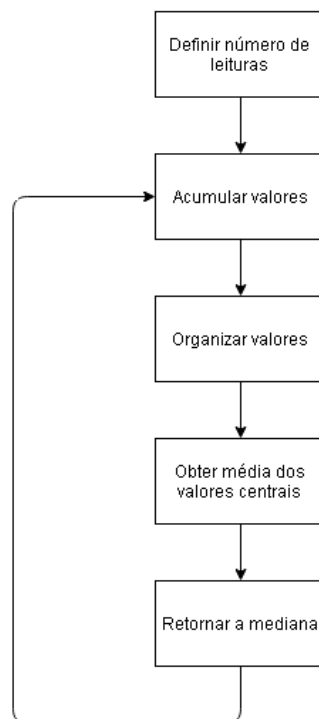


Figura 27 – fluxograma representando o algoritmo de filtragem por média

O próximo passo consiste na utilização do filtro digital butterworth descrito na fundamentação teórica (2.3 e 2.4), o segundo filtro possui resposta rápida, uma vez que há necessidade de se obter uma resposta rápida (períodos menores que 0.5 segundos), definiu-se um filtro butterworth com 3 polos e com uma frequência de amostragem de 20 Hz e frequências de corte em 2 Hz, implicando na função de transferência :

$$H(z) = \frac{1 + 3z^{-1} + 3z^{-2} + z^{-3}}{1 - 1.7600z^{-1} + 1.1829z^{-2} - 0.2781z^{-3}} \quad (56)$$

Sua resposta em frequência pode ser verificada na figura 29.

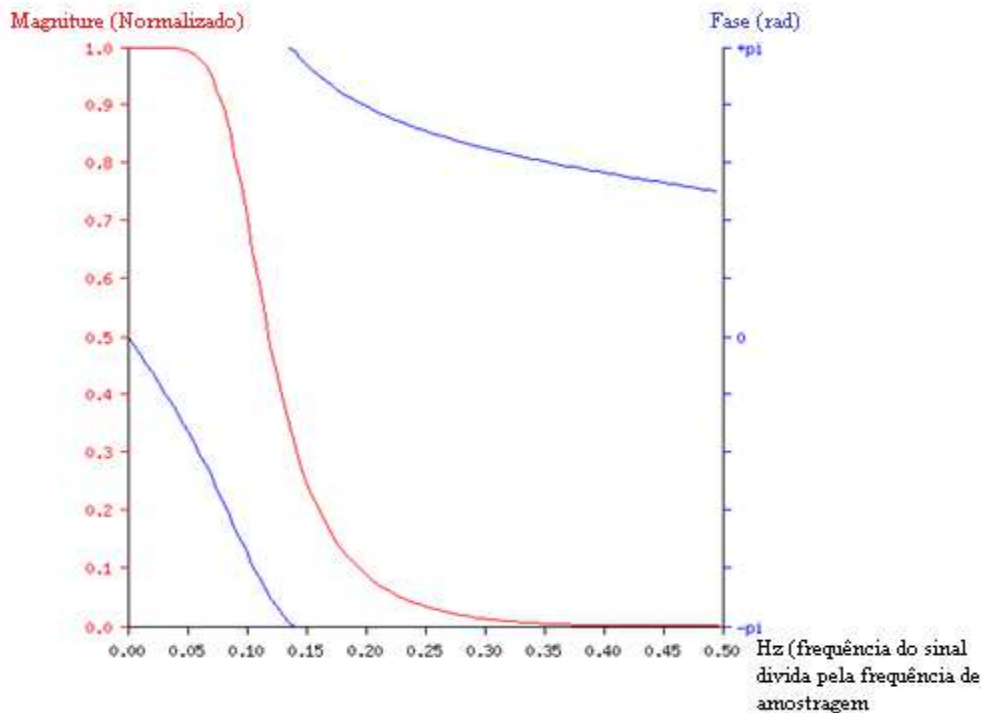


Figura 28 – Bode plot (magnitude em vermelho e fase em azul)

Em vermelho pode-se observar a resposta da magnitude da equação (56), a ordenada é dada em frações da frequência de amostragem (20 Hz), portanto, 0.05 é equivalente a 1 Hz, pode-se observar que a frequência de corte é de 2 Hz. Para frequências baixas (não atenuadas) o atraso não é grande (menor que $\pi/2$), o que não é problema, ainda mais que o sistema funciona em malha aberta, portanto, não há preocupações com instabilidade.

Abaixo, pode-se observar as respostas ao impulso e ao degrau.

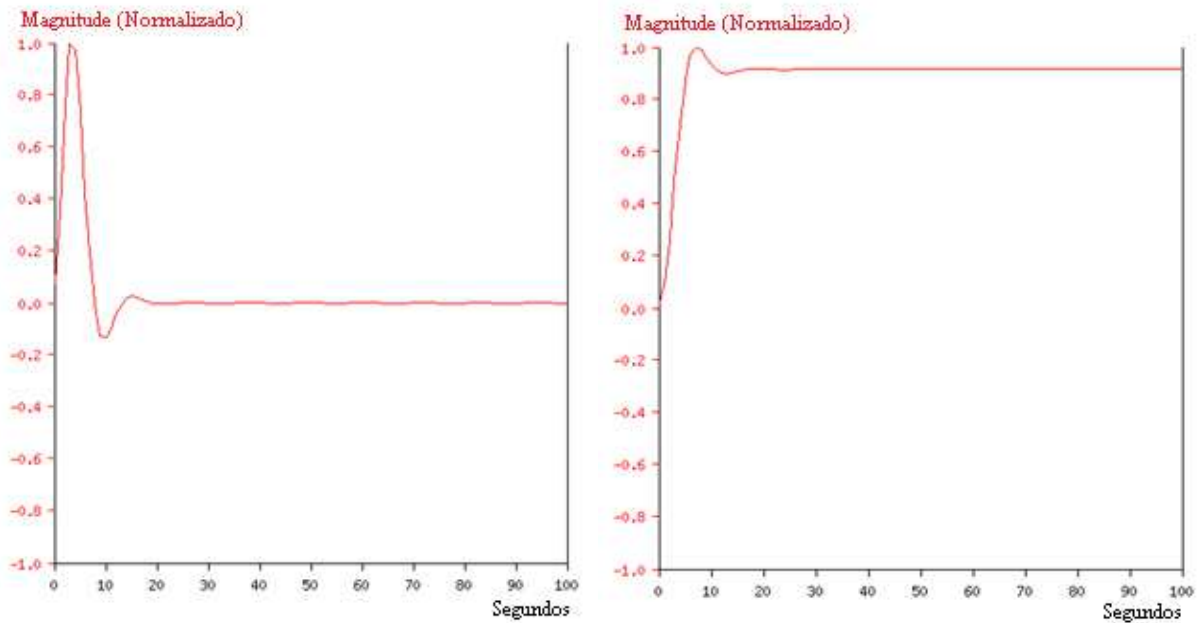


Figura 29 – Resposta ao impulso (esquerda) e resposta ao degrau (direita)

A ordenada é dada por amostragens, portanto, como a frequência de amostragem é de 20 Hz, leva-se 20 eventos para se passar 1 segundo, neste sentido, verificamos que a resposta ao degrau leva aproximadamente 0.5 segundos para se estabilizar e menos de 1 segundo para retornar a sua condição inicial quando submetido a um impulso.

3.3.4 TMR2.c

O Timer 2 é um contador de 8-bits com base no clock principal, pode ser escrito ou lido, também pode ser pré escalado. A utilização deste timer é etapa essencial para implementação do PWM, este será responsável pela contagem de intervalos no período do PWM, também pode ser utilizado como acionador de interrupção por overflow de seu contador.

T2CON

Bits	Identificador	Função
Bit 7	Não	Lido como “0”

implementado

Bit 6:3	TOUTPS3:TOUTPS0	Bit de seleção para escala PR2:TIMER2
	TPS0	0000 1:1 Postscale
		0001 1:2 Postscale
		0010 1:3 Postscale
		0011 1:4 Postscale
		...
		1111 1:16 Postscale
Bit 2	TMR2ON	1 para Timer2 ligado, 0 para Timer2 desligado
Bit 1:0	T2CKPS1:T2C	Pré-escalador em relação ao clock
	KPS0	00 → pré-escalador é 1
		01 → pré-escalador é 4
		10 → pré-escalador é 16
		11 → pré-escalador é 64

Tabela 3 – Descrição do T2CON [10] Pag.189

Na função de inicialização do timer 2, é deixado o módulo desligado inicialmente (TMR2ON = 0), não é necessário fazer uma pós-escalação, já que não será usado interrupções TOUTPS3:TOUTPS0 = 0b0000, para pré-escalação, ainda não há restrições, portanto, será utilizado o maior valor (1:16) para reduzir o chaveamento do PWM, reduzindo o consumo de energia em função da troca de estados. Após configurar o registrador responsável pelo Timer 2, deve-se zerar o registrador TMR2 (contador do timer) carregar PR2 (não é necessário neste projeto) e ligar o módulo (TMR2ON = 1, função TMR2_StartTimer).

3.3.5 PWM2.c

O PWM é uma função do módulo de captura (configurar em CCPxM3:CCPxM0) com base no Timer2, para utilizar o PWM, deve-se configurar os registradores de acordo com as especificações abaixo.

CCP2CON

Bits	Identificador	Função
Bit 7:6	PxM<1:0>	Bit de configuração do PWM de alta performance
Bit 5:4	DC2B<1:0>	Bits menos significantes do PWM, responsável pelo ajuste do <i>duty cycle</i>
Bit 3:0	CCP2M<3:0>	Seleciona a porta CCPx será utilizada como módulo de captura, comparação ou PWM. 11xx para módulo PWM

Tabela 4 – Descrição do CCP2CON [10] Pag.214

CCPTMRS0

Bits	Identificador	Função
Bit 7:6	C4TSEL<1:0>	Seletor to timer do modulo de comparação 4 11 → Reservado 10 → CCP4 tem base no timer6 no modulo PWM 01 → CCP4 tem base no timer4 no modulo PWM 00 → CCP4 tem base no timer2 no modulo PWM
Bit 5:4	C3TSEL<1:0>	Seletor to timer do modulo de comparação 3 11 → Reservado 10 → CCP3 tem base no timer6 no modulo PWM 01 → CCP3 tem base no timer4 no modulo PWM 00 → CCP3 tem base no timer2 no modulo PWM
Bit 3:2	C2TSEL<1:0>	Seletor to timer do modulo de comparação 2 11 → Reservado 10 → CCP2 tem base no timer6 no modulo PWM

Bit 1:0	C1TSEL<1:0>	01 → CCP2 tem base no timer4 no modulo PWM
		00 → CCP2 tem base no timer2 no modulo PWM
		Seletor to timer do modulo de comparação 1
		11 → Reservado
		10 → CCP1 tem base no timer6 no modulo PWM
		01 → CCP1 tem base no timer4 no modulo PWM
		00 → CCP1 tem base no timer2 no modulo PWM

Tabela 5 – Descrição do CCPTMRS0 [10] Pag. 215

CCPTMRS1

Bits	Identificador	Função
Bit 7:2	Não implementado	Lido como “0”
Bit 1:0	C5TSEL<1:0>	Seletor to timer do modulo de comparação 5
		11 → Reservado
		10 → CCP5 tem base no timer6 no modulo PWM
		01 → CCP5 tem base no timer4 no modulo PWM
		00 → CCP5 tem base no timer2 no modulo PWM

Tabela 6 – Descrição do CCPTMRS1 [10] Pag. 215

Para inicializar o PWM, é necessário apenas inserir o valor de 0b11xx em CCPxM3:CCPxM0 para tornar a respectiva porta em uma porta de saída (RC1/CCP2 se tornará uma porta de saída implicando em TRISC = 0bxxxxxx0x), deve-se ignorar o bit PxM, uma vez que será usado o PWM padrão de 10-bits e ajustar o *duty cycle*, onde os 8 bits mais significativos da resolução pertencem ao registrador CCPR2L e os 2 menos significativos ao CCPxX:CCPxY, como o módulo de comparação 2 e o timer 2 são os módulos utilizados, o registrador CCPTMRS0 deve ser definido como 0b11110011 e CCPTMRS1 como 0b00000011.

Mais a frente o *duty cycle* será implementado como função da temperatura ou pressão e carregado nos registradores através da função PWM2_LoadDutyValue.

3.3.6 Pin_manager.c

O Pin_manager é responsável por gerenciar o estado das portas do PIC, no PIC16F1933, além de se escolher se a porta é de entrada ou saída (TRISx), há a possibilidade de decidir se é analógica ou digital (ANSELx), decidir se os pinos estarão em Pull-up (WPUA), leitura dos latches de saída de cada porta (LATA), dentre outras características, entretanto, a única disponível para o PIC16C773 é o registrador TRISx, as portas analógicas são controladas por TRISA, as digitais pelo TRISB e as portas dos comparadores/PWM pelo TRISC.

Abaixo, segue a tabela com os valores dos registradores relativos aos pinos de entrada e saída:

LATA = 0b00000000
TRISA = 0b11111111
ANSELA = 0b10111111
WPUA = 0b00000000
LATB = 0b00000000
TRISB = 0b11111111
ANSELB = 0b00111111
WPUB = 0b00000000
LATC = 0b00000000
TRISC = 0b11111101
WPUC = 0b00000000
TRISE = 0b00001000
WPUE = 0b00000000

Tabela 7 – Definição dos registradores em Pin_manager.c

3.3.7 MCC.c

O arquivo MCC.c consiste no ajuste do registrador de funções especiais e na função inicialização “SYSTEM_initialize”, que é responsável por inicializar todos os módulos, evocando os respectivos registradores.

Neste módulo, será definido apenas o Brown-out reset (BOREN) e o Oscilador (FOSC), o primeiro definirá um limite mínimo abaixo do qual o PIC não funcionará, limpando seus registradores e assumindo estado de baixo consumo, FOSC definirá qual fonte de *clock* será usada, para este pic, foi decidido utilizar um *clock* interno (FOSC = 0b11).

3.3.8 Main.c

A arquivo main.c possui as funções conversoras de tensão de entrada do ADC para temperatura e pressão e as funções conversoras que levam as medições de temperatura e pressão para o duty cycle do PWM. Abaixo seguem os protótipos das funções:

`double press(int)`

`double temp(int)`

Funções responsáveis por fazer aquisição do sinal da porta analógica

`float updateTemperatures(int)`

`float updatePressure(int)`

Funções responsáveis por fazerem a filtragem dos sinais obtidos pelas funções `press()` e `temp()`

`uint16_t PressToPWMDutyCicle(double)`

`uint16_t PressToPWMDutyCicle(double)`

Funções responsáveis por converterem o sinal filtrado em ciclo de trabalho para o módulo PWM

O loop principal do código `main.c` consiste na execução da rotina de leitura da porta analógica, filtragem e conversão para unidade física e linearização para o *duty cycle* do PWM.

As funções `updateTemperatures` e `updatePressure` consistem em filtros IIR de terceira ordem (como foi descrito em 3.3.3), que filtram pesadamente o ruído na entrada do pino que efetua a aquisição analógica.

3.4 Eletrônica 4-20mA

3.4.1 Concepção da eletrônica

A concepção de um hardware capaz de produzir um sinal 4-20 mA não é complexa, existem incontáveis soluções para este problema. Duas soluções foram estudadas para este problema: A utilização de um único (AD5421) ou uma composição de vários circuitos integrados, ambas soluções atendem ao requisito, entretanto, a solução com vários componentes foi escolhida por ser mais baixo nível, permitindo maior conhecimento da arquitetura que produz o sinal de corrente e dá maior flexibilidade para eletrônica, permitindo uma gama maior de ajustes, uma característica desejada.

Abaixo está o circuito utilizado na simulação.

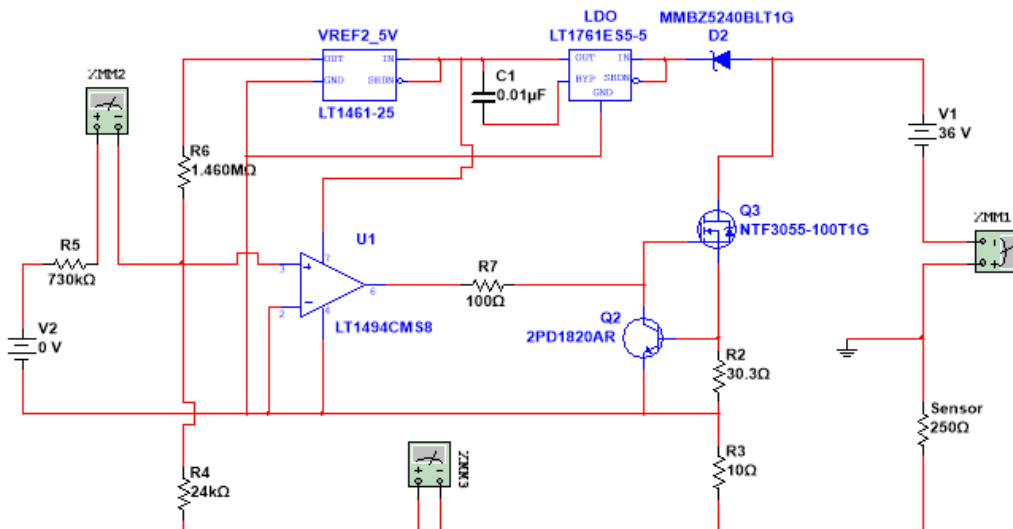


Figura 30 – Esquemático do circuito que produz o 4-20mA

Na primeira versão da eletrônica, o zener e o regulador linear são responsáveis por regular a alimentação de toda a eletrônica (sensores, MCU e eletrônica 4-20 mA), entretanto, o regulador de tensão será utilizado como referência para o DAC, o Op-Amp é utilizado pela sua propriedade de gerar um “curto de alta-impedância” nas entradas diferenciais quando realimentado, em outras palavras, a impedância de entrada nos terminais diferenciais é idealmente infinita, entretanto, quando o Op-Amp é realimentado, estes terminais possuem mesma tensão, isso permite levar uma tensão de referência para outro ponto do circuito sem desvio de corrente, o MOSFET e o BJT NPN servem como caminho de fuga para corrente, controlando a corrente de saída.

Este circuito foi inspirado no circuito sugerido pela Maxim [8], que em condições de extremo baixo consumo, afirmava que consumia menos de 300 µA quando o circuito é submetido à temperaturas entre -40 °C e 105 °C, dando uma larga folga para o consumo do circuito de aquisição do sensor e pelo PIC. Para dedução da corrente demandada pelo circuito responsável pela transmissão 4 à 20 mA, deve-se fazer uma leitura mais descritiva do circuito, abaixo segue uma figura descritiva do circuito.

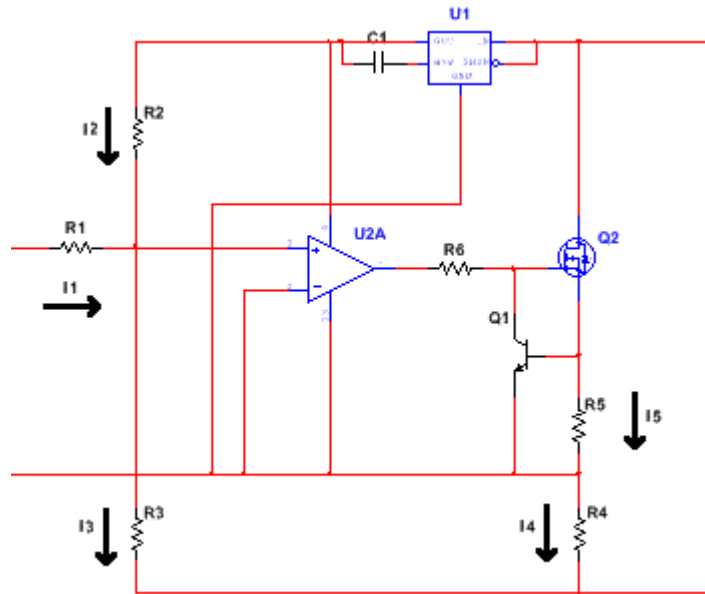


Figura 31 – Diagrama da eletrônica 4-20 mA

A corrente de saída do circuito é a contribuição da corrente que atravessa R_3 (I_3) somado à corrente que atravessa R_4 (I_4):

$$I_{out} = I_3 + I_4 \quad (57)$$

Op-Amp, idealmente, ele mantém a queda de tensão de R_3 e R_4 iguais, portanto:

$$V_{R3} = V_{R4} \quad (58)$$

$$I_3 R_3 = I_4 R_4 \quad (59)$$

Juntando as fórmulas (57) e (59), é deduzido que:

$$I_{out} = I_3 + I_3 \frac{R_3}{R_4} \quad (60)$$

$$I_{out} = I_3 \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \quad (61)$$

R_3 sempre é muito muito maior que R_4 , portanto, a fórmula acima pode ser simplificada para:

$$I_{out} = I_3 \frac{R_3}{R_4} \quad (62)$$

Assumindo que o trilho que funciona como referência para todos os componentes do circuito é um terra virtual, a tensão neste trilho será virtualmente 0 V, como foi dito acima, o Op-Amp mantém a queda de tensão entre R_2 e R_6 igual, portanto, pode-se assumir que a corrente que atravessa R_3 e R_1 é:

$$I_2 = \frac{V_{dd}}{R_2} \quad (63)$$

$$I_1 = \frac{PWM_{media}}{R_1} \quad (64)$$

Na fórmula do I_2 o valor de V_{dd} é 5, pois, surge do fato do resistor está ligado diretamente no LDO, e o PWM_{media} é a saída filtrada do PWM proveniente do microcontrolador, uma vez que o PWM possui um periodo digitalizado, sua tensão média pode ser escrita como.

$$PWM_{media} = \frac{Code}{1023} V_{dd} \quad (65)$$

Substituindo na fórmula (64), é obtido:

$$I_1 = \frac{Code V_{dd}}{1023 R_1} \quad (66)$$

Portanto, unindo as fórmulas (62), (63) e (66), é obtido a fórmula final:

$$I_{out} = \left(\frac{Code V_{dd}}{1023 R_1} + \frac{V_{dd}}{R_2} \right) \frac{R_3}{R_4} \quad (67)$$

$$I_{out} = V_{dd} \left(\frac{Code}{1023R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{R_3}{R_4} \quad (68)$$

Existe um limitador de corrente formado pelo transistor BJT e o resistor R_5 , este circuito limita a corrente máxima exigida pela eletrônica, entretanto, durante prototipagem da eletrônica, a corrente do loop saturava antes do previsto, com PWM produzindo um pouco mais de 1 V. Após efetuados os cálculos, ainda foi necessária uma etapa de ajuste empírico, a maior qualidade da eletrônica escolhida também é seu maior defeito, sua enorme versatilidade fornece vários graus de liberdade influenciando à saída, desta forma, a etapa empírica foi extremamente exaustiva.

Na primeira etapa da concepção deste circuito, foram utilizados o regulador de tensão (LT1461-25), regulador linear (LM2936-5), Diodo Zener (MMBZ5240BLT1G), Amplificador Operacional (LT1494CMS8), um transistor NPN (2PD1820AR), um MOSFET de potência (NTF3055-100T1G) e um DAC (AD5543-EP) que foi simulado por uma fonte de tensão (V2).

Posteriormente, verificou-se que a utilização de um DAC é muito cara, a segunda ideia, foi a utilização do módulo de PWM do microcontrolador, como já foi descrito capitulos anteriores, essa solução se mostrou muito mais simples e barata, utilizando-se um duplo filtro passa baixa na saída, verificou-se que o filtrado era bem estável, até para osciladores de 250 kHz o filtrado era constante. O filtro utilizado foi um simples duplo passa baixa RC com resistores de 10 k Ω e capacitores de 22 μ F esta combinação, produz uma atenuação de 40 dB por década a partir da frequência 0.72 Hz, o PWM, como foi dito no capítulo do PWM, o clock de referência do módulo PWM (Timer 2) possui uma frequência 64 vezes menor que a do $F_{osc}/4$ como sugere a imagem abaixo retirada do datasheet.

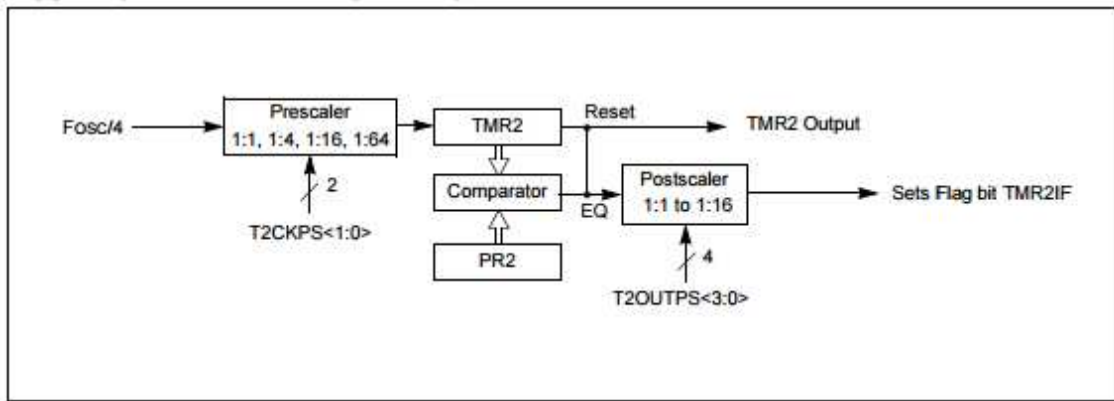


Figura 32 – Diagrama do funcionamento do Timer 2 em função do clock primário [10]

Pag. 187

Portanto, o chaveamento do PWM é de:

$$f_{PWM} = \frac{4Mhz}{4 \times 64} = 15.6kHz \quad (69)$$

Uma frequência mais de 20 mil vezes maior que a frequência de corte do filtro, implicando em uma atenuação maior que 170 dB, portanto, espera-se que os harmônicos sejam pesadamente atenuados.

Dessa forma, a tensão de referência também foi eliminada do circuito, reduzindo o circuito à um Op-amp [14], um MOSFET de potência [11], um transistor NPN [12] e o regulador de tensão [13].

3.4.2 O transmissor 4-20 mA

A eletrônica de transmissão 4-20 mA do sensor de temperatura possui a estrutura do circuito abaixo:

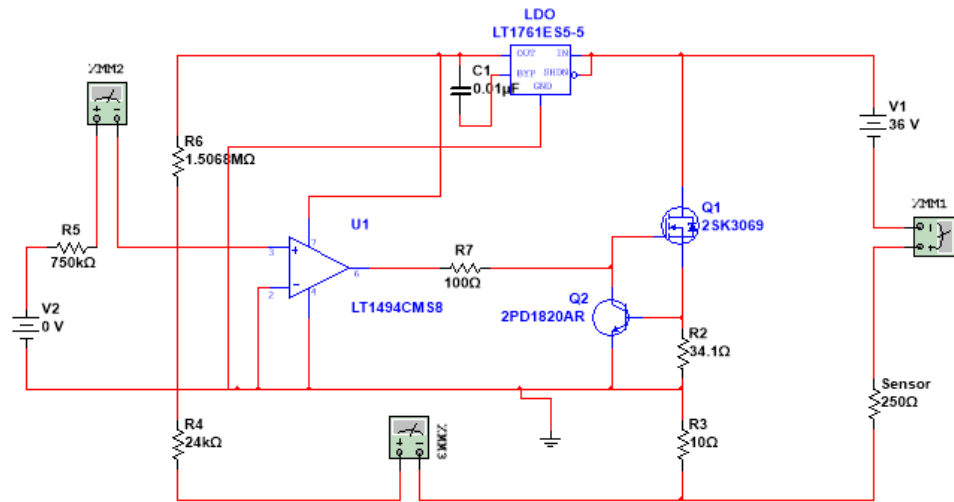


Figura 33 – Esquemático da eletrônica de transmissão 4-20 mA (valores de resistores apenas ilustrativos)

Para determinação dos resistores, deve-se calcular o consumo de corrente das eletrônicas de aquisição e do microcontrolador, uma vez que seu consumo também faz parte do loop de corrente. Abaixo segue uma imagem para ilustrar como funciona a geração da corrente para transmissão de 4-20 mA.

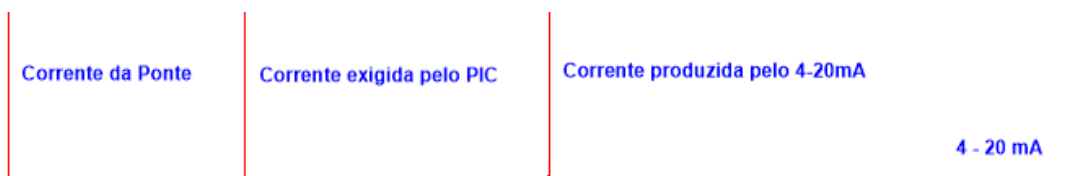


Figura 34 – Ilustração da influência de cada eletrônica no loop de corrente

Inicialmente, a eletrônica que produz a corrente de saída não leva em consideração a corrente produzida por elementos externos, entretanto, o caminho de alimentação de toda a eletrônica é o próprio loop de 4-20 mA, portanto, a corrente utilizada pela ponte e pelo PIC deverão sair pelo mesmo fio.

$$\text{Corrente Ponte} + \text{Corrente Pic} + \text{Corrente 4: 20 mA} = 4 \text{ à } 20 \text{ mA} \quad (70)$$

Assumindo que a corrente do PIC e a corrente desejada no loop sejam constantes, existe uma relação entre a corrente na ponte e a corrente produzida pelo circuito transmissor:

$$\text{Corrente Ponte} + \text{Corrente 4:20 mA} = 4 \text{ ou } 20 \text{ mA} - \text{Corrente Pic} \quad (71)$$

$$\text{Corrente Ponte} + \text{Corrente 4:20 mA} = \text{Constante} \quad (72)$$

Supõe-se, por fins meramente ilustrativos, que a corrente desejada seja 4 mA e que a corrente exigida pelo PIC seja desprezível, para o caso da ponte de Wheatstone do sensor de temperatura à 0 °C, a eletrônica exigiria 1.3 mA, já a eletrônica para aquisição do sinal do sensor de pressão da Keller exige uma fonte constante de 1 mA, no primeiro caso, a eletrônica que transmite o 4-20 mA forneceria 2.7 mA enquanto que no segundo caso, a corrente no transmissor é de 3 mA. Fica evidente que os circuitos de transmissão 4-20 mA devem ser diferentes.

3.4.3 Calculo dos resistores

Para efetuar o cálculo dos valores de resistores, deve-se possuir uma medida mais precisa dos valores de corrente exigidas pelo microcontrolador e pela eletrônica de aquisição. Na realidade, a corrente exigida pelo PIC é baixa, mas não deve ser desprezada, abaixo segue uma tabela com a corrente exigida pela eletrônicas de aquisição e pelos PICs em ambas as eletrônicas:

Aquisição do sensor de Temperatura	1.300 mA
Divisor de 2.5 V	0.111 mA
Divisor de 3.5 V	0.158 mA
Microcontrolador de Temperatura	0.748 mA
Total para Temperatura	2.317 mA
Aquisição do sensor de pressão	1.015 mA
Corrente de fuga	0.373 mA
Divisor de tensão	0.157 mA
Microcontrolador de Pressão	2.454 mA

Total para Pressão	3.999 mA
---------------------------	-----------------

Tabela 8 – Consumo de corrente da eletrônica

Dessa forma, pode-se observar que a eletrônica de transmissão para temperatura 4-20 mA deverá produzir 1.683 mA até 17.683 mA e a de pressão deverá produzir de 0.1 mA até 16.1 mA, baseado nisso, pode-se calcular os valores dos resistores.

Temperatura

Primeiro, deve-se calcular o valor de R_3 , para tanto, deve-se estimar a corrente mínima necessária, como foi calculado acima, necessita-se de 1.683 mA, aplicando a fórmula para R_3 e fixando R_2 em 24.65 k Ω e $R_{44,441}$ em 4.9 k Ω , é obtido:

$$R_3 = \frac{V_{dd}R_2}{R_5 I_{out_{init}}} = \frac{5 \times 24650}{4.9 \times 0.001683} = 14.945 M\Omega \quad (73)$$

Para calcular R_1 , será utilizado a condição de limite máximo (17.683 mA), para isso, será utilizada a inversa da fórmula da corrente total:

$$R_1 = \left(\frac{I_{out}R_5}{V_{dd}R_2} - \frac{1}{R_3} \right)^{-1} = 1.572 M\Omega \quad (74)$$

Para a resistência limitadora de corrente, desejamos que o BJT seja capaz de fornecer pelo menos a corrente necessária para se manter o limite máxima (20 mA), para a eletrônica de temperatura, o BJT deve fornecer pelo mens 17.683 mA. Sua barreira base/emissor é de 1.2V [13], o resistor definido para controlar a corrente do BJT foi de 41.2 Ω empiricamente, portanto, a corrente necessária para se romper a barreira base/emissor é:

$$I_{base} = \frac{1.2}{41.2} = 29.1 mA \quad (75)$$

Mais que suficiente para o funcionamento da comunicação 4-20 mA

Pressão

Para o cálculo das resistências de pressão, serão utilizadas as mesmas fórmulas, entretanto, o valor de R_4 será definido como 16.2Ω e R_2 como $33.5 \text{ k}\Omega$, portanto, R_3 é:

$$R_3 = \frac{V_{dd}R_2}{R_5 I_{out_{init}}} = \frac{5 \times 33500}{16.2 \times 0.0001} = 103.40 \text{ M}\Omega \quad (76)$$

Para calcular R_1 , será utilizado a condição de limite máximo (16.100 mA), para isso, será utilizada a inversa da fórmula da corrente total:

$$R_1 = \left(\frac{I_{out}R_5}{V_{dd}R_2} - \frac{1}{R_3} \right)^{-1} = 646.22 \text{ k}\Omega \quad (77)$$

Novamente, para o cálculo da resistência reguladora do BJT, será usado o valor da barreira base/emissor (1.2V). A resistência definida para o regulador foi de 7.87Ω , portanto, a corrente máxima que pode atravessar o BJT é de:

$$I_{base} = \frac{1.2}{7.87} = 152.5 \text{ mA} \quad (78)$$

Este valor fornece toda corrente necessária, entretanto, esta corrente é muito alta, podendo danificar o elemento aquisitor de dado, entretanto, não se espera que o atinga tal valor, uma vez que as resistências R_1 e R_3 foram calculadas para gerar aproximadamente 20 mA .

A utilização de um resistor tão baixo se deve a testes efetuados com baixa potência, na eletrônica de pressão, observou-se que seu funcionamento estava perfeito à 12 V , entretanto, a eletrônica de temperatura precisava de uma tensão maior que 12 V , não chegando a 17 V .

3.4.4 Prototipagem

Assim como sugerido nos esquemáticos, todos os circuitos foram agregados e montados em uma protoboard, entretanto, os valores das resistências foram modificadas em relação aos valores calculados devido á alguns efeitos não modelados, como indutâncias e capacitâncias parasitas, imperfeições nos valores dos resistores e na alimentação, etc.

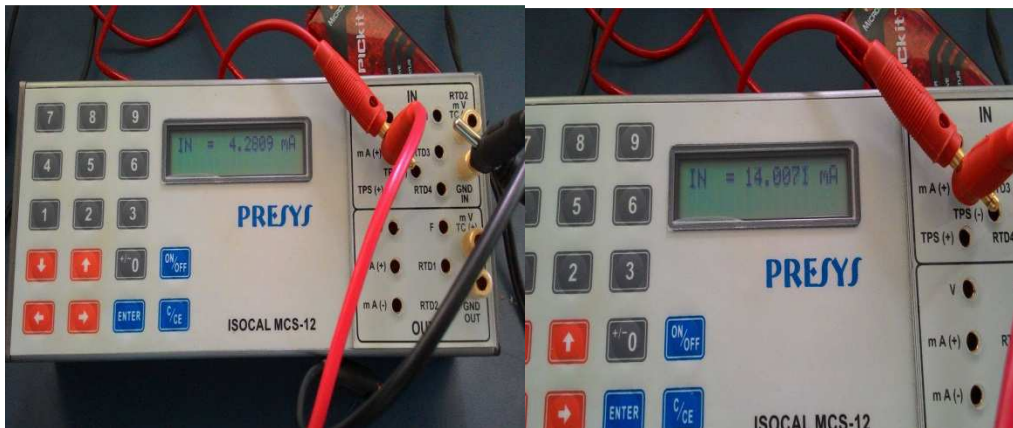


Figura 35 - Mínima e máxima corrente no loop medido no Presys efetuado pela eletrônica de temperatura durante o teste de calibração

Foi feito um teste de calibração com o sensor de temperatura, os limites de funcionamento do sensor de temperatura é de 0 à 100 °C, mas, o teste foi feito de 2 °C até 64 °C graus celsius, pois não era possível fazer um teste à 100 °C com os equipamentos disponíveis, o resultado está demonstrado abaixo:

R5	41.2 Ω
R2	24.657 k Ω
R4	4.9 Ω
R1	1.422 M Ω

Tabela 9 – Principais resistores da eletrônica responsável pelo 4-20 mA da eletrônica de temperatura

Analogamente ao que foi feito para o circuito de transmissão a 4-20 mA da eletrônica responsável pela transdução do sensor de temperatura, foi implementado uma eletrônica com a mesma estrutura, entretanto, os valores dos resistores diferentes essa alteração se deve ao fato da impedância da ponte de Wheatstone do sensor de pressão ser diferente da impedância da ponte para o sensor de temperatura, implicando em correntes diferentes.

Para o caso do circuito de pressão, foi conduzido um teste para verificar se era possível traduzir uma tensão de 0V à 5V para 4-20 mA levando em consideração o circuito de aquisição.

O teste consistia em utilizar um sensor de pressão ponte-resistivo (o utilizado foi o sensor da keller 6L) e uma bomba de calibração, uma vez ligado o sensor à protoboard, verificou-se a corrente fornecida pela eletrônica pelo Presys. A bomba de calibração foi ajustada lentamente até alcançar 1000 psi (68.9 bar) e deixada em repouso, para que sua pressão se mantivesse constante,

Seguem imagens mostrando a corrente para uma entrada à 0 psi e 1000 psi.

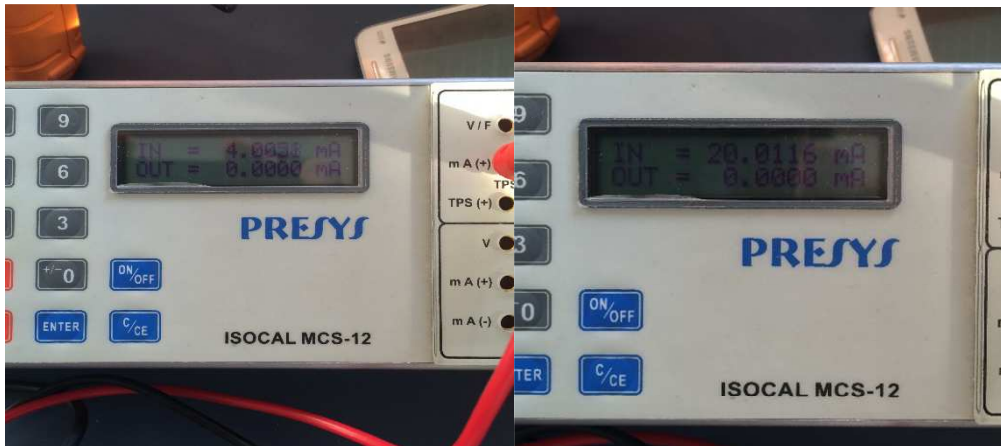


Figura 36 – Mínima e máxima corrente no loop medido no Presys

R5	7.87 Ω
R2	33.55 k Ω
R4	16.2 Ω
R1	594.75 k Ω
R3	OL.

Tabela 1 – Resistências utilizadas no transmissor 4-20 mA da eletrônica de Pressão

Os resultados mostrados nas figura 35 e 36 mostram que a utilização de um LDO de baixa corrente quiescente, de fato, corrigiu o problema de que a mínima corrente exigida ser muito elevada, além disso, o datasheet do LM2936Z-5.0 garante perfeito funcionamento até 40V de entrada, não havendo necessidade de se utilizar um diodo zener, portanto, o circuito transmissor pode ser reduzido como mostrado abaixo.

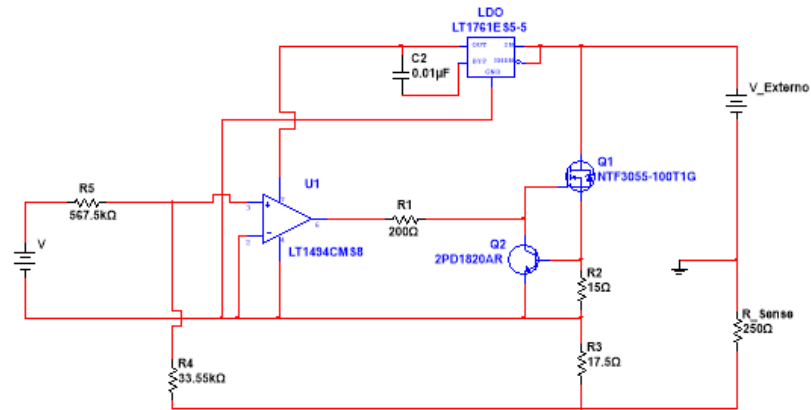


Figura 37 – Esquemático do circuito transmissor 4-20 para pressão prototipado

4. Conclusão

Ao longo deste projeto, foi desenvolvida uma eletrônica capaz de traduzir sinais de temperatura e pressão para o protocolo de comunicação 4-20 mA. No processo, foram implementadas três eletrônicas diferentes e agregadas em um único circuito capaz de corresponder à proposta do trabalho.

Na eletrônica de aquisição, apesar de parecer simples, problemas como a definição de uma ponte de Wheatstone adequada e utilização de um amplificador instrumental real foram grandes obstáculos. Durante a concepção da eletrônica de aquisição, considerou-se utilizar uma fonte de corrente constante (igual à 2.12) no sensor de temperatura, entretanto, como a resistência de carga variava significativamente (quase 40% da carga inicial à 100 °C), a corrente fornecida não se mantinha perfeitamente constante, mostrando baixa regulação de carga, voltando a utilização de uma ponte.

A eletrônica que produz o loop de corrente foi totalmente inspirada em [8], o circuito se mostrou muito útil, dando ao circuito elevada regulação de carga (de fato,

uma carga menor de 10Ω e maior que 400Ω não alteravam a corrente do loop), característica fundamental à um elemento industrial, além disso, a evolução do trabalho permitiu alterações no circuito original de maneira a torná-lo mais barato, implicando em uma eletrônica mais competitiva comercialmente.

A utilização de uma eletrônica digital pode ser vista como dispensável neste projeto, entretanto, programação de hardware foi uma das minhas grandes aquisições intelectuais durante minha graduação, a integração de eletrônica digital e analógica torna o projeto muito versátil. A escolha por microcontroladores da microchip foi inspirada pelo fato de jamais ter programado PICs, toda minha experiência com micro controladores foram desenvolvidas programando chips da Atmel.

Futuramente, planeja-se acrescentar o protocolo HART ao loop de corrente. A velocidade de resposta dos componentes é extremamente rápida, por exemplo, o chaveamento do MOSFET de potência ocorre em períodos na casa de micro segundos [11], assim como toda a eletrônica responde rapidamente, a inércia das medições se devem ao sensor e ao filtro digital, que pode ser alterado facilmente. Como foi questionado na apresentação, a velocidade de resposta do sensor de temperatura é baixa, entretanto, não se espera eventos de mudança de temperatura tão rápidos, o sensor de pressão, por outro lado, é possível que seja submetido a eventos de mudanças de pressões rápidas, porém, o sensor da keller é rápido, não foi possível encontrar uma tabela de dados do sensor, entretanto, o datasheet diz que a frequência de ressonância do sensor é maior que 30 kHz, portanto, espera-se que frequências abaixo da de ressonância não sejam significativamente amortecidas, permitindo a aquisição de dados pelo sensor.

O projeto ainda está incompleto, sugere-se fabricação da eletrônica e realmente testá-la em um ambiente industrial, a versão final da eletrônica não está longe do que foi desenvolvido até aqui, obviamente outros sensores podem ser implementados, assim como outros protocolos de comunicação, exemplificando a versatilidade que foi dita.

Referências Bibliográficas

- [1] Clifford, A. A. **Multivariate error analysis: a handbook of error propagation and calculation in many-parameter systems.** John Wiley & Sons [S.l.]. 1973.
- [2] TEXAS INSTRUMENTS. **Oversampling Techniques using the TSM320C24x Family.** 1998.
- [3] BOULTER, BRIAN T. **Digital Filter Design Writing Difference Equations For Digital Filters.** AplCS LLC, 2000. Disponível em: http://www.apicsllc.com/apics/Sr_3/Sr_3.htm. Acesso em: 3 Mar. 2016, 00:55:30.
- [4] ZUMBAHLEN, HANK. **Linear Circuit Design Handbook.** Chapter 3. Analog Devices, 2007.
- [5] WIKA ©. **Callendar-Van Dusen equations for the calibration of platinum resistance thermometers.** 2014.
- [6] LINEAR TECHNOLOGY. **LT1789-1/LT1789-10 Micropower Single Supply Rail-to-Rail Output Instrumentation Amplifiers.** Ver C. Estados Unidos, 2002
- [7] ROMERO, NICHOLS A. “**Johson Noise**”. Junior Physics Laboratory, Massachusetts Institute of Technology. Cambridge, Massachusetts, Estados Unidos, 1998.
- [8] KURTSEVOY, Y., SMITH, S. **High-Performance, High-Accuracy 4-20mA Current-Loop Transmitter Meets Toughest Industrial Requirements.** Maxim Integrated TM. 2013.

[9] KELLER. **"Piezoresistive OEM Pressure Transducers With Laser Welded Media Isolation Diaphragm"**. 2014.

[10] MICROCHIP TECHNOLOGY INC. **PIC16(L)F1933 28-Pin Flash-Based, 8-Bit CMOS Microcontrollers with LCD Driver with XLP Technology**. 2012.

[11] SEMICONDUCTOR COMPONENTS INDUSTRIES, LCC. **NTF3055-100, NVF3055-100, Power MOSFET 3.0 Amps, 60 Volts N-Channel SOT-223**. Ver. 4. 2011.

[12] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. **BC337/BC338 NPN Epitaxial Silicon Transistor**. Ver. 1.5. 2002.

[13] NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. **LM2936-5.0 Ultra-Low Quiescent Current 5V Regulator**. 2000.

[14] LINEAR TECHNOLOGY. **LT1494/LT1495/LT1496 1.5 μ A Max, Single, Dual and Quad Over-The-Top Precision Rail-to-Rail Input and Output Op Amps**. Ver. B. 1997.