

Francisco Gomes Soares Sanches Manso

Desenvolvimento de um módulo remoto para ensaios de vibração

Belo Horizonte

21 de outubro de 2019

Francisco Gomes Soares Sanches Manso

Desenvolvimento de um módulo remoto para ensaios de vibração

Monografia apresentada durante o Seminário dos Trabalhos de Conclusão do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Universidade Federal de Minas Gerais – UFMG
Escola de Engenharia
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Ricardo de Oliveira Duarte
Supervisor: Bruno Freitas Brant

Belo Horizonte
21 de outubro de 2019

Resumo

Esta monografia apresenta o projeto, desenvolvimento, fabricação e testes de um módulo capaz de amostrar sinais de sensores de aceleração IEPE uniaxiais e transmitir os dados via rádio para um outro módulo receptor. O módulo de aquisição pode ser utilizado para análises de manutenção preditiva ou para monitoramento contínuo em peneiras vibratórias de mineração, transportadores de correia e outras máquinas de áreas portuárias e ferroviárias . São levantados parâmetros e condições de contorno que diferenciam o módulo de demais sistemas de aquisição presentes no mercado. Para análise dos resultados, utilizou-se como referência comparativa o módulo NI-9234 da National Instruments.

Palavras-Chave: Sistema de aquisição sem-fio. Acelerômetros IEPE. Máquinas portuárias. Máquinas ferroviárias.

Abstract

This monograph presents the design, development, manufacture and testing of a module capable of sampling uniaxial IEPE acceleration sensor signals and transmitting data via radio to another receiver module. The acquisition module can be used for predictive maintenance analysis or for continuous monitoring on mining vibrating screens, belt conveyors and other port and rail machinery. Parameters and boundary conditions that differentiate the module from other acquisition systems present in the market are raised. For analysis of the results, the National Instruments module NI-9234 was used as a comparative reference.

Key-words: Wireless acquisition system. IEPE accelerometers. Port machines. Railway machines.

Listas de ilustrações

Figura 1 – Condicionamento do sinal analógico	19
Figura 2 – Diagrama de interligação de um transdutor <i>IEPE</i>	20
Figura 3 – Exemplo de sinal sem <i>aliasing</i> amostrado à 250Hz	21
Figura 4 – Exemplo de sinal com <i>aliasing</i> amostrado à 200Hz	21
Figura 5 – Resposta em frequência de um filtro ideal	22
Figura 6 – Resposta em frequência de um filtro real	22
Figura 7 – Filtro anti- <i>aliasing</i>	28
Figura 8 – Diagrama de Bode do FFA	28
Figura 9 – <i>Zoom</i> na banda de transição	28
Figura 10 – Fonte de corrente	30
Figura 11 – Fonte de corrente com medições	30
Figura 12 – Consumo estimado do STM32F103C8T6	32
Figura 13 – Módulo nRF24L01+	33
Figura 14 – Esquemático das fontes	35
Figura 15 – Esquemático das fontes de corrente	36
Figura 16 – Esquemático do filtro anti- <i>aliasing</i>	37
Figura 17 – Esquemático do STM32F103C8T6	38
Figura 18 – Esquemático do nRF24L01+	39
Figura 19 – Planos de terra, 19V e 3,3V	39
Figura 20 – Divisão das partes analógico, digital e fontes	40
Figura 21 – Capacitores próximos aos pinos de alimentação	41
Figura 22 – Resistores e amplificadores operacionais orientados na mesma direção .	41
Figura 23 – Placa final	42
Figura 24 – Vista superior	43
Figura 25 – Máquina de estados finitos	45
Figura 26 – Sinal AC da saída da fonte de 3,3V	46
Figura 27 – Sinal AC da saída do filtro LC de 3,3V	46
Figura 28 – Sinal AC da saída da fonte de 19V	46
Figura 29 – Sinal AC da saída do filtro LC de 19V	46
Figura 30 – Oscilações causadas pelo modo de telemetria	47
Figura 31 – Tensão média do acelerômetro	47
Figura 32 – Tensão média do acelerômetro após o ganho	47
Figura 33 – Placa sem acelerômetros conectados, em modo <i>standby</i>	49
Figura 34 – Placa com 4 acelerômetros	51
Figura 35 – Módulos de aquisição NI	52
Figura 36 – Posição do acelerômetro na peneira	52

Figura 37 – Configurações da leitura do sensor	52
Figura 38 – Leitura do sinal da peneira (Signal Express)	52

Lista de abreviaturas e siglas

PIB	Produto Interno Bruto
UFMG	Universidade Federal de Minas Gerais
IEPE	Integrated Electronics Piezo-Electric
NI	National Instruments
ADC	Analog-Digital Converter
FFT	Fast Fourier Transform
LSB	Least Significant Bit
SPI	Serial Peripheral Interface
USART	Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter
<i>I²C</i>	Inter-Integrated Circuit
IDE	Integrated Development Environment
SW4STM32	System Workbench for STM32
USB	Universal Serial Bus
JTAG	Joint Test Access Group
PCB	Printed Circuit Board
DRC	Design Rule Check
PLL	Phase-Locked Loop
FAA	Filtro Anti-Aliasing

Listas de símbolos

f_s	Frequência de amostragem
f_c	Frequência de corte
f_{sb}	Frequência de início da banda de rejeição
g	Aceleração da gravidade ($9,81m/s^2$)
mg	Aceleração da gravidade dividida por mil ($9,81mm/s^2$)

Sumário

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Mineração no Brasil	15
1.2	Motivação	16
1.3	Objetivos	16
1.3.1	Objetivo Geral	16
1.3.2	Objetivos Específicos	17
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
2.1	Transdutores piezoelétricos	19
2.2	O filtro anti-aliasing e o teorema da amostragem	20
2.3	Conversor analógico-digital	23
3	MATERIAIS E MÉTODOS	25
3.1	Levantamento de requisitos	25
3.2	Análise de requisitos	26
3.3	Dimensionamento do ADC	26
3.4	Dimensionamento do FAA	27
3.5	Fonte de corrente	30
3.6	Microcontrolador	30
3.7	Telemetria	31
3.8	Fonte Linear	33
3.9	Fonte chaveada <i>boost</i>	33
3.10	Consumo total	33
3.11	Escolha de componentes	34
3.12	Projeto	34
3.12.1	Esquemático	34
3.12.1.1	Fontes	34
3.12.1.2	Filtro anti-aliasing	35
3.12.1.3	STM32F103C8T6	38
3.12.1.4	nRF24L01+	38
3.12.2	PCB	39
3.12.3	Fabricação e solda	43
3.13	NI-9234	44

4	RESULTADOS	45
4.1	Níveis de tensão	46
4.1.1	Reguladores de tensão	46
4.1.2	Condicionamento de sinal	46
4.2	Consumo	49
4.3	Ensaio	50
5	CONCLUSÕES	53
REFERÊNCIAS		55
APÊNDICES		57
APÊNDICE A – CÁLCULO DO GANHO E DE BITS DO ADC		59
APÊNDICE B – CÁLCULO DOS COMPONENTES DA FONTE DE CORRENTE		61
APÊNDICE C – CÁLCULO DOS COMPONENTES DA FONTE DE CORRENTE		63

1 Introdução

1.1 Mineração no Brasil

A mineração no Brasil possui grande importância na economia atual do país e do mundo e é um dos setores em maior expansão. Atividades nessa área já representam em torno de 4% do PIB do Brasil e geram mais de dois milhões de empregos diretos e indiretos.([G1, 2018](#))

Novas tecnologias vêm alavancando esse setor, buscando aumentar a eficiência de produção e transporte e o aproveitamento de resíduos para a transformação em insumos. A Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), por exemplo, desenvolve metodologias de calcificação dos resíduos da mineração, os tornando matéria-prima para a fabricação de produtos das áreas de construção civil. Esse reaproveitamento chega a proporcionar uma redução de até 40% no custo das obras.([PETROLEO, 2016](#))

Hoje, o cenário da mineração vem sendo reconstruído. Depois dos desastres ambientais das cidades mineiras de Mariana ([G1, 2019](#)) e Brumadinho ([SENRA, 2019](#)) , as empresas desse setor têm sido pressionadas e intensificaram os investimentos em sistemas de segurança e monitoramento. Diversos sistemas ainda são antigos e possuem planos de manutenção que não foram atualizados com o passar dos anos.

O setor de mineração conta com diversas estruturas de grande porte em terminais portuários e ferrovias por todo o Brasil. A manutenção preditiva e o diagnóstico de falha são duas atividades de extrema importância. Tanto para sustentar uma responsabilidade social e ambiental quanto no âmbito de possibilitar a segurança dos operadores, a redução de custos em bloqueios de produção por falhas e uma melhor modelagem da dinâmicas das estruturas utilizadas. Nesse sentido, diversas empresas da área baseiam suas atividades em três grandes pilares: a metodologia teórica de análise de estruturas, a capacidade de modelagem e simulação via *software* e um preciso e confiável ensaio de campo para a obtenção de dados.

Ensaios de campo de vibração e extensometria são comumente realizados utilizando equipamentos capazes de fazer aquisição de dados em tempo real de vários canais simultaneamente. Os ensaios de vibração, por exemplo, utilizam sensores piezoelétricos uniaxiais que são ligados em sistemas de aquisição, como o NI-9234 da National Instruments™.

Os dados de vibração são obtidos por meio de sensores piezoelétricos com eletrônica integrada, conhecidos como sensores IEPE ou *Integrated Electronics Piezo-Electric*. Materiais piezoelétricos são cristais capazes de gerar uma tensão elétrica após os aplicar uma força mecânica. Os transdutores IEPE pré-amplificam esse sinal de forma a possibi-

litar a condução dos mesmos através de cabos coaxiais ([BECKHOFF, 2019](#)).

Tais ensaios são realizados em peneiras vibratórias de mineração, transportadores de correia e outras máquinas de áreas portuárias e ferroviárias.

1.2 Motivação

Existem soluções hoje no mercado para medição de acelerômetros IEPE. Contudo, soluções como o sistema de aquisição NI-9234 da National Instruments são muito genéricas e com muitos recursos que acabam elevando o custo do sistema. Além do módulo funcionar apenas via cabo, ele necessita estar acoplado em um segundo módulo que faz a interface com o computador, como o NI cDAQ-9178. Para coletar os dados desse módulo, ainda é necessário *softwares* como o LabVIEW ou o SignalExpress, ambos da National Instruments.

Cada módulo ainda é capaz de aquisitar dados com frequências entre $1kHz$ e $25kHz$ com resoluções de aceleração abaixo de mg e mostrar os dados em tela enquanto estão sendo aquisitados, com uma taxa de atualização de $1Hz$.

Porém, nem sempre uma taxa de aquisição e uma resolução muito alta é desejável. Em sistemas de monitoramento contínuo, isso pode fazer com que uma quantidade muito grande de dados tenha que ser processada desnecessariamente. Sistemas mais baratos poderiam ser desenvolvidos para suprir tais necessidades, com menores taxas de aquisição e menor resolução.

Outro ponto importante é que muitas vezes os pontos de medição ficam em lugares remotos, impossibilitando a presença de computadores ou energia próximos. Isso também inviabiliza a utilização dos sistemas já citados.

Por fim, os *softwares* base e *drivers* dos sistemas na National Instruments funcionam apenas em sistemas operacionais Windows.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo Geral

Objetiva-se conceber, projetar, fabricar e testar um módulo de aquisição de sensores IEPE capaz de enviar os dados coletados para um receptor via rádio.

Para análise dos resultados, será utilizado como referência comparativa o módulo NI-9234 e o NI cDAQ-9178 da National Instruments, cedidos pela empresa de supervisão Kotchergenko Engenharia Ltda. ([ENGENHARIA, 2019](#)), que também realiza medição de acelerômetros IEPE. Nessa monografia serão apresentados todos os aspectos de engenharia

no desenvolvimento de um produto, desde os requisitos do projeto e memórias de cálculo até a fabricação, solda e validação do projeto.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Revisão bibliográfica
- Projetar o sistema e dimensionar os componentes
- Fabricar um módulo
- Realizar testes comparativos para análise de desempenho

2 Revisão Bibliográfica

No processo de amostragem de um sinal qualquer, deve-se filtrar o sinal com um filtro anti-aliasing e aplicar os ganhos necessários para adequar o sinal à faixa de leitura do conversor analógico-digital. Os processos são ilustrados abaixo ([HOROWITZ, 2015](#)).

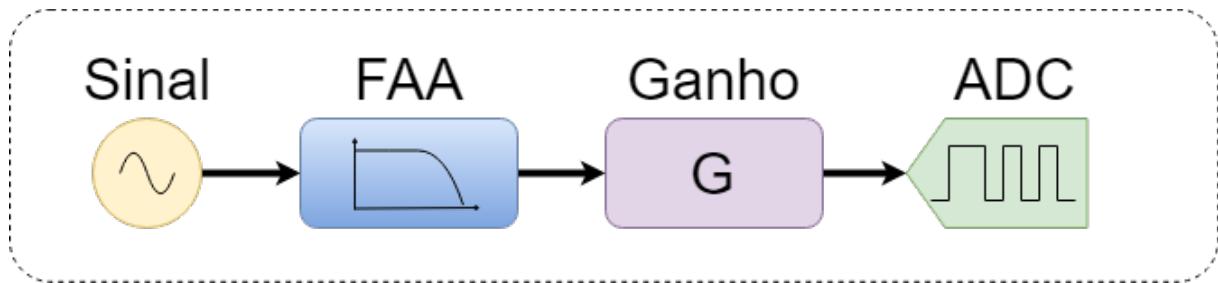


Figura 1 – Condicionamento do sinal analógico

A seguir, serão descritos cada parte que compõe este processo.

2.1 Transdutores piezoelétricos

Transdutores piezoelétricos são largamente utilizados para monitoramento industrial. Alguns desses transdutores possuem uma eletrônica integrada que pré-amplifica e condiciona o sinal para melhor desempenho da medição. Os transdutores piezoelétricos com eletrônica integrada são denominados IEPE ([BECKHOFF, 2019](#)). Entre os transdutores, ou medidores, do tipo IEPE mais comuns, encontram-se os transdutores de pressão e de aceleração.

Os medidores IEPE possuem variadas fichas técnicas, com diferentes faixas de alimentação, faixas de sinal de saída e tipos de sinal de saída. No caso dos medidores de aceleração com saída em tensão, os terminais de alimentação e de sinal de saída são compartilhados.

Os transdutores de aceleração necessitam ser alimentados por uma tensão entre 18V e 30V com uma corrente constante de polarização entre 2ma e 10ma, podendo variar de medidor para medidor. Para isso, utiliza-se uma fonte de tensão em série com uma fonte de corrente. Assim, o sinal de saída é a tensão imediatamente após a fonte de corrente. O esquemático abaixo ilustra o circuito elétrico equivalente da alimentação de um transdutor IEPE com saída em tensão.

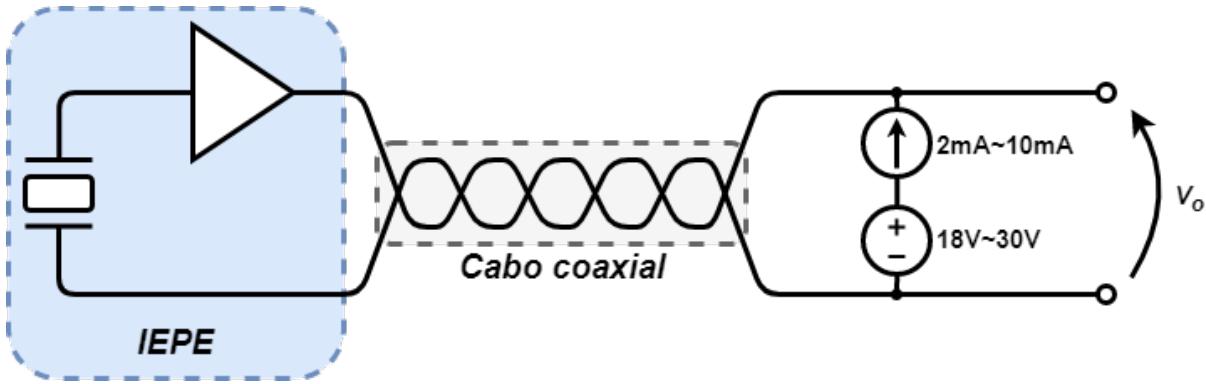


Figura 2 – Diagrama de interligação de um transdutor IEPE

A conversão do sinal de saída para a grandeza de interesse é dada por uma relação linear de tensão e da unidade da grandeza. Essa relação é denominada sensibilidade. Como exemplo, toma-se o transdutor IEPE AC102, que possui sensibilidade de $100mV/g$. Assim, com um valor de fundo de escala de $\pm 50g$, têm-se variações no valor da tensão de saída de $\pm 5V$.(CTC, 2014)

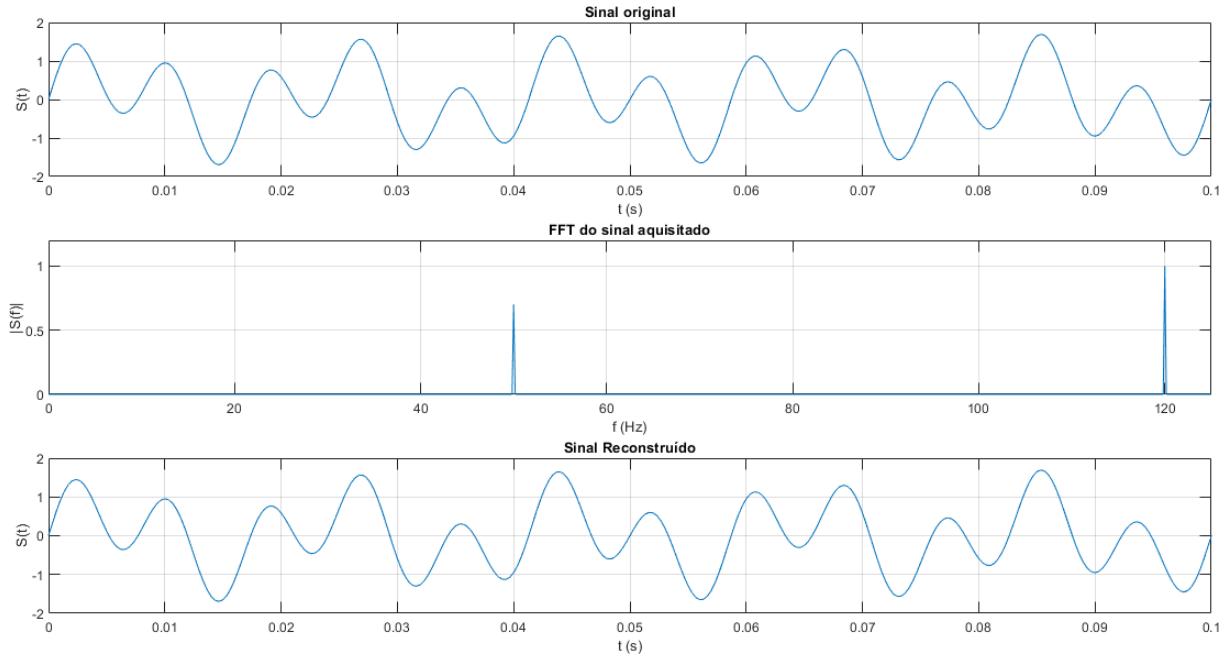
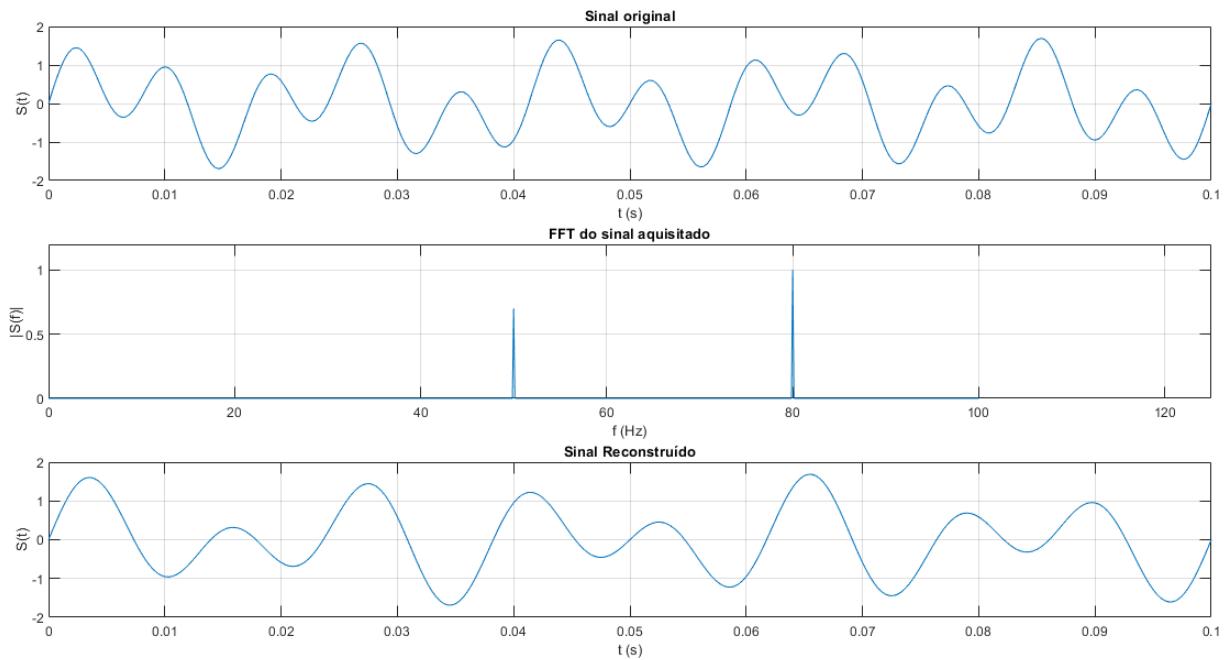
2.2 O filtro anti-aliasing e o teorema da amostragem

Seja um sinal $S(t)$ com maior componente de frequência f_{max} . Segundo o Teorema da Amostragem, ou Teorema de *Nyquist*, esse sinal deve ser amostrado com uma frequência f_s tal que $f_s > 2f_{max}$. Caso contrário, o espectro de frequência irá sobrepor-se, impossibilitando a reconstrução correta do sinal no tempo. Esse fenômeno é denominado de *aliasing* e a frequência $2f_{max}$ é definida como frequência de *Nyquist*. (INCORPORATED, 2004)

Como exemplo, assume-se o sinal $S(t) = 0,7\sin(2\pi 50t) + \sin(2\pi 120t)$. O sinal é amostrado com uma frequência $f_s = 250Hz$. Os gráficos do sinal original, do sinal amostrado e da FFT (*Fast Fourier Transform*), gerada a partir da aquisição do sinal na dada frequência de amostragem, são exibidos na Figura 3 e foram gerados através do software Scilab

Como a maior componente de frequência do sinal $S(t)$ é $120Hz$, a frequência de *Nyquist* é $240Hz$. Assim, a taxa de amostragem satisfaz o Teorema da Amostragem. Com isso possibilita-se uma correta visualização da FFT e da reconstrução do sinal no tempo.

Ao fazer uma segunda aquisição do mesmo sinal com uma taxa de amostragem $f_s = 200Hz$, obtém-se os gráficos exibidos na Figura 4. Como a frequência de amostragem é menor que a frequência de *Nyquist* para este sinal, ocorre *aliasing* e o sinal não é reconstruído corretamente. Esse erro também pode ser visto pela FFT, que apresenta frequências diferentes do sinal original.

Figura 3 – Exemplo de sinal sem *aliasing* amostrado à 250HzFigura 4 – Exemplo de sinal com *aliasing* amostrado à 200Hz

O filtro anti-aliasing trata-se de um filtro passa-baixa. Um filtro passa-baixa ideal possui característica de módulo em frequência mostrada na Figura 5.

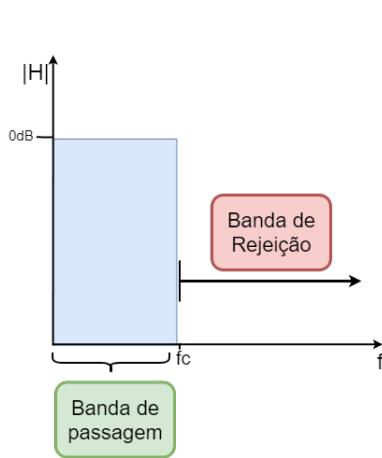


Figura 5 – Resposta em frequência de um filtro ideal

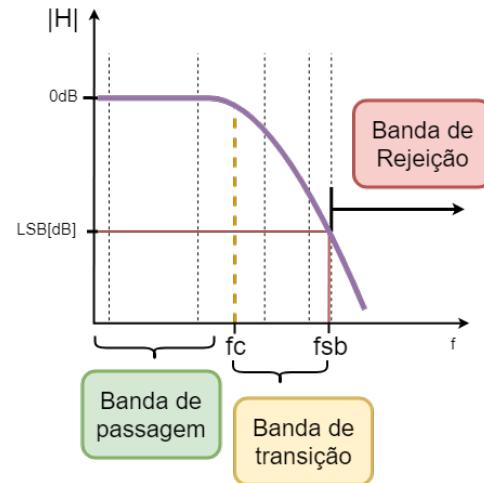


Figura 6 – Resposta em frequência de um filtro real

Entretanto, os filtros passa-baixa reais possuem uma banda a mais: a banda de transição. Essa banda representa os sinais de frequência cujas amplitudes não foram atenuadas suficientemente, de forma que não possam ser lidas pelo Conversor Analógico-Digital (ADC). Assim, se forem desprezadas na admissão da taxa de amostragem, podem gerar *aliasing*.

Com isso, em uma primeira análise, pode-se dizer que a frequência de amostragem deve satisfazer $f_s > 2 * f_{sb}$, em que f_{sb} é chamada *stop band frequency*, ou frequência da banda de rejeição.

Assim, pode-se dimensionar a ordem de um filtro anti-aliasing a partir do número de bits de seu conversor ADC. A banda de rejeição é caracterizada por ter atenuação suficiente para que as frequências inseridas naquela banda possuam amplitude inferior ao LSB do ADC. Assim, o ganho na banda de rejeição $H(f_{SB})$ é dada por:

$$H(f_{SB}) = \text{LSB}/V_{o(max)}$$

$$H(f_{SB}) = \frac{LSV}{2^n \times LSV}$$

$$H(f_{SB}) = 2^{-n}V/V$$

ou

$$H(f_{SB})_{[dB]} = -20\log(2^n)dB$$

Em que n é o número de bits do conversor ADC. Assim, para $n = 12$, têm-se que a atenuação para a banda de rejeição deve ser de:

$$H(f_{SB})_{[db]} = -72,25dB$$

Os filtros analógicos, a partir da frequência de corte f_c , possuem atenuação dada por:

$$H(f) = -m \times 20dB/dec, para f > f_c$$

Em que m é um número inteiro diferente de zero e representa a ordem do filtro. Logo, se a banda de transição deve ser igual a uma década a atenuação na banda de rejeição deve ser de $-72,25dB$, a ordem do filtro deve ser de, no mínimo:

$$m = -\frac{H(f_{sb})}{20dB/dec} = 3,6$$

$$m = 4$$

Não existe método capaz de reverter o *aliasing* após o sinal ser amostrado. Então, o que deve ser feito é assumir uma faixa de frequência de interesse e utilizar circuitos capazes de atenuar frequências acima da frequência de *Nyquist*. Essa atenuação deve ser tal que o ADC não possua resolução capaz de detectar as componentes de alta frequência. Os circuitos responsáveis por garantir que não ocorra *aliasing* são denominados filtro anti-*aliasing* (FAA).

2.3 Conversor analógico-digital

O conversor analógico-digital, ou ADC, é responsável por digitalizar um sinal analógico. A conversão é referenciada às tensões de alimentação do ADC e graduada de acordo com o número de *bits* (HOROWITZ, 2015). Como exemplo, um conversor alimentado por uma tensão de $5V$ e com $10\ bits$ de resolução possui 2^{10} divisões. Assim, a menor divisão do conversor é de $5/2^{10} = 4,88mV$ e, consequentemente, este é o menor valor que pode ser detectado pelo ADC. Se a resolução fosse de $12\ bits$ ao invés de $10\ bits$, a resolução do conversor seria de $5/2^{12} = 1,22mV$. Este também é o passo do conversor, também definido como LSB (*Least Significant Bit*), ou seja, todas os valores digitalizados são múltiplos da resolução.

3 Materiais e Métodos

3.1 Levantamento de requisitos

Os sensores de vibração que serão utilizados são do modelo CTC AC102, cedidos pela empresa supervisora. Estes operam quando aplicado uma corrente de excitação fixa, além da alimentação. Tal sensor irá basear o projeto do circuito de condicionamento do sinal.

As principais características do transdutor AC102 são apresentadas abaixo.([CTC, 2014](#))

- Sensibilidade: $100mV/g$
- Tensão de alimentação: $18 - 30VDC$
- Faixa de operação: $\pm 50g$
- Corrente de excitação: $2 - 10mA$
- Tensão de saída polarizada: $10 - 14VDC$
- Faixa de passagem: $1 - 10.000Hz$

Abaixo, são descritos os principais requisitos do projeto.

- O sistema deve ser capaz de amostrar dados de vibração da estrutura e enviar remotamente para um computador com uma outra placa, que será brevemente descrita neste relatório. O alcance deve ser superior à 20 metros em área livre. Em geral, essa é a distância em que é possível posicionar-se um computador em relação ao ponto de medição.
- Possuir quatro canais com entradas para conectores BNC. Estes são os conectores padrão dos medidores IEPE e também do transdutor AC 102. Com quatro canais, torna-se possível realizar a medição de um ponto de forma triaxial ou medir o desbalanceamento de uma peneira com quatro pontos de medição.
- Ser capaz de amostrar sinais de $250Hz$ com uma resolução de $100mg$, sendo g a aceleração da gravidade. Tal frequência abrange praticamente todas medições de máquinas de grande porte, as quais possuem constantes de tempo muito elevadas.

- Ser capaz de operar por 2h com um *powerbank* modelo CB078 com saída de 5V e capacidade de 2200mAh. A utilização de um *powerbank* não só facilita e reduz custos do projeto como também permite que o sistema possa ser utilizado diretamente no computador, nos casos em que a telemetria não é necessária.

3.2 Análise de requisitos

A partir dos requisitos, a placa deve possuir, essencialmente, uma ou mais fontes reguláveis, um ou mais conversores ADC, unidades de lógica programável e sistemas de telemetria.

Considerando uma eficiência de 80% do conversor DC/DC interno do *powerbank*, a capacidade total do modelo CB078 é admitida como sendo 1760mAh. Assim, para operar durante 2h o sistema deve ter consumo de corrente inferior a 880mA e possuir tensão de alimentação de 5V.

A alimentação do sensor deve ser de 18V a 30V. Como a entrada de alimentação do sistema é de 5V, optou-se por alimentar o sensor piezoelétrico com 19V utilizando uma fonte chaveada *boost*, que será descrita mais à frente.

A fonte de corrente deve possuir valor de corrente de 2mA a 10mA. Um valor muito utilizado comercialmente é 4mA, por ter um consumo intermediário e não trabalhar muito próximo dos valores máximos e mínimos absolutos.

Quando excitado, o medidor IPE possui tensão média de saída entre 10V e 14V. Com uma tensão média de, por exemplo, 14V, o sinal de $\pm 5V$ irá excursionar de 7V a 17V. Assim, como o sinal varia sobre uma tensão positiva, não há a necessidade de utilização de fontes simétricas. Dessa forma, o filtro anti-aliasing deve possuir amplificadores operacionais capazes de operar com alimentação não-simétrica de 19V.

Todos os valores acima citados definem as condições de contorno do projeto a ser desenvolvido.

3.3 Dimensionamento do ADC

As condições de contorno do projeto impõem uma resolução de 100mg. Como visto na análise de requisitos e no diagrama da Figura 1, têm-se os seguintes dados.

- Tensão média de entrada: $V_{i(av)} = 14V$;
- Excursão total do sinal ($\pm 5V$): $V_{i(pp)} = 10V$.

Assim, as tensões após o FAA e o bloco de ganho são:

- Tensão média de saída: $V_{o(av)} = GV_{i(av)}$;
- Tensão máxima de saída: $V_{o(max)} = G(V_{i(av)} + \frac{V_{i(pp)}}{2})$;

Assim, calculou-se o ganho e o número mínimo de bits do conversor ADC para satisfazer as condições de contorno especificadas. O desenvolvimento matemático pode ser visto no Apêndice A.

- $n = 12\text{bits}$
- $G = 0,1737V/V$, seatensãodealimentaçãoodoADCforde $3,3V$
- $G = 0,263V/V$, seatensãodealimentaçãoodoADCforde $5V$

3.4 Dimensionamento do FAA

A banda de rejeição é caracterizada por ter atenuação suficiente para que as frequências inseridas naquela banda possuam amplitude inferior ao LSB do ADC. Como já calculado anteriormente, $n = 12$. Assim:

$$H(f_{SB})_{[db]} = -72,25dB$$

Os ensaios de vibração que baseiam o projeto possuem, em sua grande maioria, excitações de frequência fixa com eventuais picos. O que interessa para a análise da estrutura é se a amplitude em determinada frequência é maior que a prevista no modelo. Ou se a estrutura sofreu algum impacto cuja amplitude ultrapassa determinado valor. Como é desejada uma baixa frequência de amostragem, o filtro deve possuir uma rápida atenuação em frequência. Nesses casos, variações próximas a até 10% na amplitude não interferem na medição. Ou seja, *ripple* de até 1dB na banda de passagem é aceitável.

Com isso, optou-se pelo filtro de topologia *Chebyshev*, que apresenta rápido decaimento na banda de transição em troca de oscilações na banda de passagem. O filtro ainda é caracterizado por ser de sexta ordem, com frequência de corte de $265kHz$. Esta frequência foi escolhida um pouco acima da frequência de interesse, que é de $250Hz$.

Os amplificadores operacionais utilizados no FAA devem possuir *offset* de tensão cumulativo aos quatro CIs menor que *LSB*. No pior caso, em que o ADC opera com $3,3V$, o *offset* de cada CI (Circuito Integrado) não pode ser maior que $201,4\mu V$. Além disso devem permitir alimentação não simétrica de até $19V$. O amplificador operacional OP07CDR atende à tais especificações com um *offset* típico de $60\mu V$.

Para o projeto do filtro, utilizou-se o *software FilterPro™* da Texas Instruments™. As Figuras 7, 8 e 9 apresentam o circuito recomendado para o filtro passa-baixa de

6^a ordem *Chebyshev* com topologia *Sallen Key* de ganho unitário, frequência de corte $f_c = 265\text{Hz}$ e frequência de rejeição $f_{SB} \simeq 710\text{Hz}$.

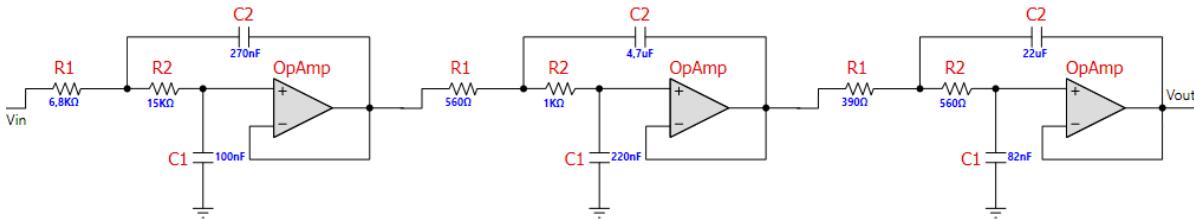


Figura 7 – Filtro anti-aliasing

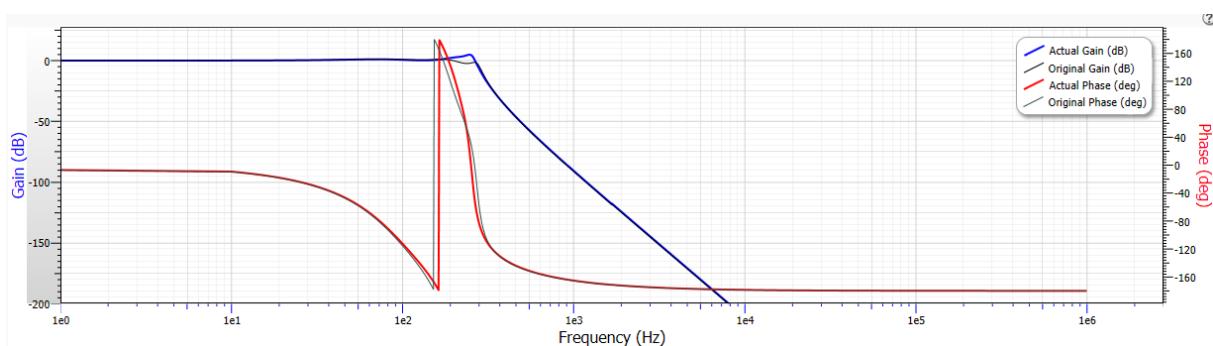


Figura 8 – Diagrama de Bode do FFA

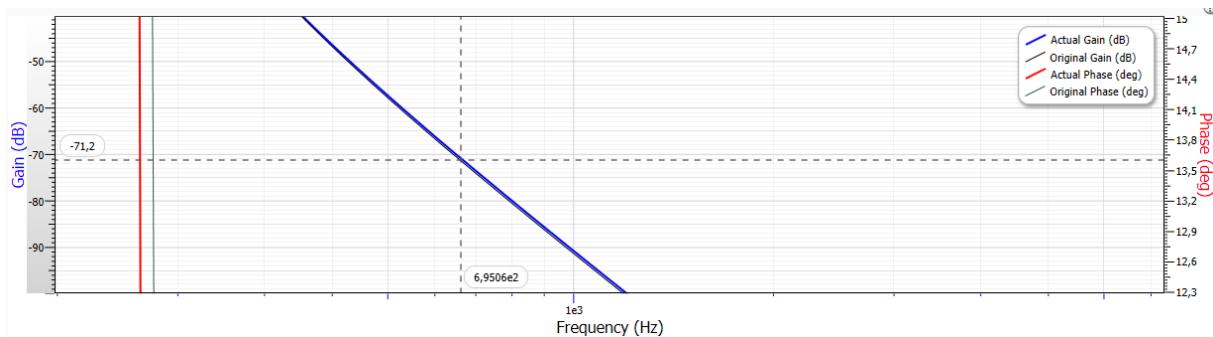


Figura 9 – Zoom na banda de transição

Após o FAA, o nível do sinal é atenuado para valores abaixo de 3,3V por meio do ganho G . Como já citado anteriormente (Apêndice A), para alimentação do ADC igual a 3,3V, o ganho deve ser igual a $G = 0,1737V/V$. Essa relação, dada por um divisor de tensão, pode ser aproximada pro resistores de $15k\Omega$ e $75k\Omega$, de forma que:

$$G = \frac{15k}{15k + 75k} = 0,1667V/V$$

Como já mostrado (Apêndice A), o número de *bits* e o FAA independem do valor de G , sendo que tal variação irá afetar apenas na calibração dos canais. Por tal calibração

já fazer-se necessária, também é dispensável o uso de resistores de precisão, uma vez que cada canal será calibrado individualmente.

A partir da Figura 9, nota-se que a banda de rejeição inicia em $\simeq 695\text{Hz}$. Assim, pelo teorema da amostragem seria necessária uma amostragem de, pelo menos, $1,4\text{kHz}$ para que não ocorra *aliasing*. Contudo, é indiferente qualquer *aliasing* que apareça fora da banda de interesse. Dessa forma, é possível que ocorra *aliasing* de $f = 250\text{Hz}$ em diante. Tomando uma margem de segurança de aproximadamente 50Hz , uma frequência de amostragem de $f_s = 1\text{kHz}$ não elimina o *aliasing* na banda de rejeição, mas, sim, na banda de interesse.

A tolerância dos resistores e capacitores do FAA influenciam no deslocamento para mais ou para menos das frequências de corte e de rejeição no diagrama de magnitude. Porém, como foi dado uma margem de 15Hz para a frequência de corte e de 50Hz para o início da banda de rejeição, novamente torna-se dispensável a utilização de componentes de precisão.

3.5 Fonte de corrente

A fonte de corrente usará a topologia da Figura 10.

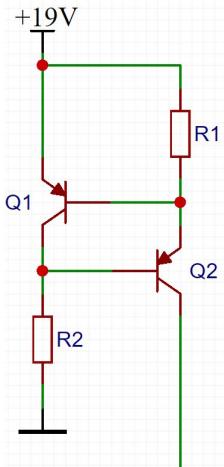


Figura 10 – Fonte de corrente

A fonte foi dimensionada para fornecer $4mA$ constantes. Os valores foram obtidos por meio do desenvolvimento matemático apresentado no Apêndice B. Realizou-se um ajuste fino dos valores utilizando o software LTSpice.

Os transistores devem ser transistores de sinal, com $V_{be} \simeq 0,7V$. Assim, utilizou-se os transistores BC857B.

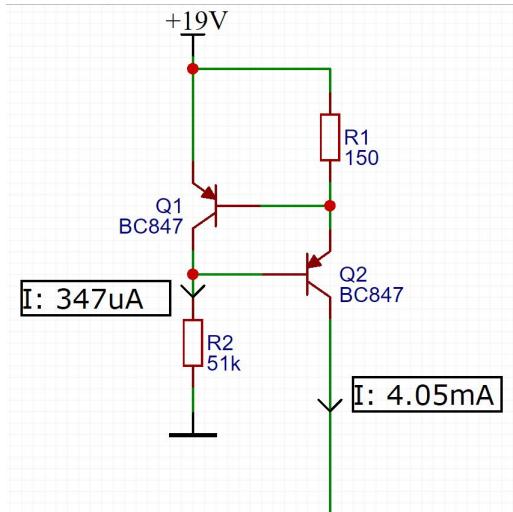


Figura 11 – Fonte de corrente com medições

3.6 Microcontrolador

Uma vez definido a taxa de amostragem, a resolução necessária do ADC e o número de canais, é possível a escolha do microcontrolador e do módulo de telemetria.

A restrição do ADC de 12 *bits*, o preço e a ativa comunidade viabiliza a escolha do microcontrolador STM32F103C8T6.([ST, 2015](#))

O microcontrolador possui características que atendem perfeitamente às especificações do projeto. Como principais características, pode-se citar:

- Arquitetura de 32 *bits*
- 72MHz de frequência de *clock* com 1.25 DMIPIS/MHz
- 2xADC de 12 *bits* com até 1MS/s
- Tensão de alimentação de 2V a 3.6V
- 2xSPI
- 3xUSART
- 2xI²C

A capacidade de conversão de até 1MS/s permite que o microcontrolador amostre os dados e os transmita para o módulo de telemetria em tempo hábil.

Existem diversas interfaces de programação que podem ser utilizadas. A IDE (*Integrated Development Environment*) disponibilizada gratuitamente pelo fabricante é o *System Workbench for STM32*, ou *SW4STM32*, será utilizada.

Para a programação, utiliza-se o programador ST-Link/V2 que conecta USB no computador e faz a interface de programação via JTAG.

Segundo simulações utilizando o *software* STM32CubeMX, o microcontrolador possui um consumo médio de 30,56mA, como pode ser visto na Figura [12](#).

3.7 Telemetria

Como cada dado possui 12 *bits* e cada placa possui um máximo de 4 canais, é necessário que o módulo de telemetria tenha uma taxa de transferência de:

$$f_s = \frac{1}{\text{Total de bytes por amostra}} = 4 \times 12 = 48 \text{ bits} = 6 \text{ bytes} \text{B/s} = 6 \times 1000 = 6 \text{ kB/s}$$

O módulo nRF24L01+([SEMICONDUCTORS, 2019](#)) possui taxa de comunicação de até 2Mbps, equivalente a 250kBps. Outras características do módulo são citadas abaixo.

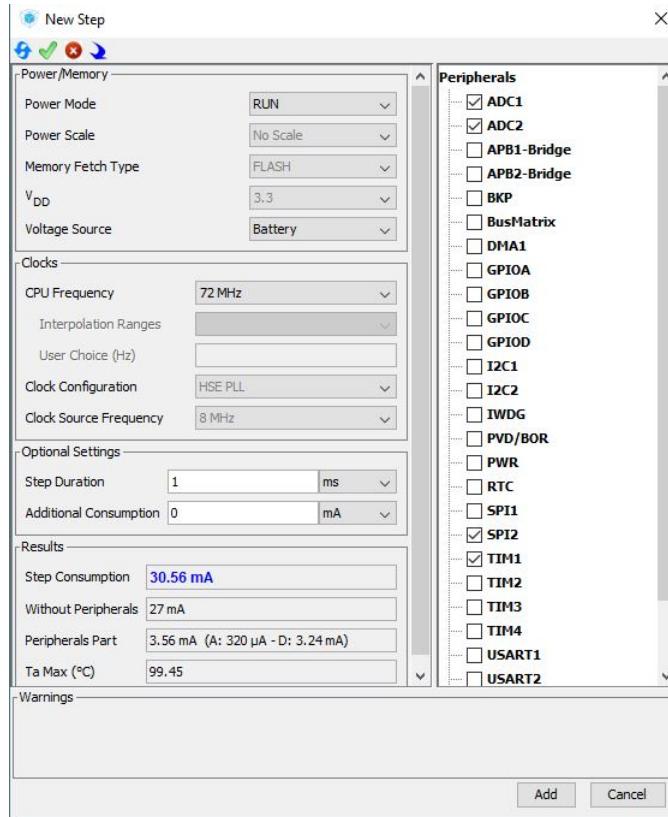


Figura 12 – Consumo estimado do STM32F103C8T6

- Frequência de operação de $2,4GHz$
- Tensão de alimentação de $1,9V$ a $3,6V$
- Half-duplex
- Recebe dados de até 6 módulos no mesmo canal
- Comunicação SPI de até $10Mbps$
- Alcance de comunicação de até $1km$ (ideal)

Outro ponto importante é que o rádio utiliza uma frequência que pode ser utilizada sem a necessidade de concessão, que é a frequência de $2,4GHz$.

Assim, esse módulo se torna ideal para que a placa receptora consiga obter dados de até 6 placas de 4 canais, possibilitando a leitura de um total de 24 acelerômetros.

O nível lógico se adequa ao do microcontrolador bem como a fonte de alimentação. Segundo o *datasheet*, o módulo possui consumo médio de $40mA$ em transmissão com picos de $115mA$.

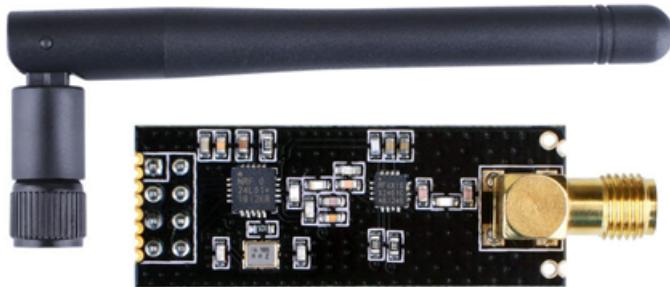


Figura 13 – Módulo nRF24L01+ ¹

3.8 Fonte Linear

A fonte de $3,3V$ deve alimentar o microcontrolador e o módulo de telemetria. O consumo total é de menos de $100mA$ na média. Os picos de corrente do módulo de telemetria devem ser supridos por capacitores posicionados próximos aos terminais de alimentação do módulo.

Como a tensão de alimentação é próxima da tensão a ser regulada, optou-se por utilizar um regulador linear ao invés de um *buck*. Um *buck* teria uma eficiência em torno de 80% enquanto, para essa situação, a eficiência de um regulador linear é de $3,3/5 = 66\%$. Devido ao preço e à baixa complexidade, escolheu-se o CI AMS1117-3.3 que possui capacidade de corrente de $1A$ e requer apenas dois capacitores para funcionar.

3.9 Fonte chaveada boost

Os sensores IEPE operam com uma tensão de alimentação de $18V$ a $30V$. A fonte que provê tal alimentação deve ser capaz de elevar a tensão de entrada, $5V$, para a tensão desejada e alimentar as fontes de corrente dos sensores e o FAA.

Para o projeto, optou-se pela fonte XL6009 que responsável por regular a tensão de $5V$ para $19V$. O desenvolvimento matemático para conformar as especificações da fonte com as condições de contorno do projeto é apresentado no Apêndice C.

3.10 Consumo total

O consumo total é dado pelas cargas das fontes de $19V$ e $3,3V$ e suas respectivas eficiências. Assumindo que a eficiência do módulo XL6009 como sendo de 75% e que toda

¹ Acessado(20/10/2019): <https://lastminuteengineers.com/wp-content/uploads/2018/07/nRF24L01-PA-LNA-External-Antenna-Wireless-Transceiver-Module.png>

a corrente que entra na fonte linear é entregue à carga, têm-se que:

$$P = \frac{V_{XL} \times I_{XL}}{\eta_{XL}} + \frac{V_{AMS} \times I_{AMS}}{\eta_{AMS}}$$

$$P = \frac{19 \times 33,2mA}{0,75} + \frac{3,3 \times 70,56mA}{0,66}$$

$$P = 1,19W$$

Em que o subscrito *XL* refere-se ao conversor *boost* e o subscrito *AMS* refere-se ao conversor linear.

O *powerbank* que alimenta a placa possui estimados $1760mAh$ de energia. Em *potência-hora*, assumindo uma tensão nominal de 5V, a energia total é de 8.8Wh. Assim, a placa consegue operar por pouco mais 7h com esse *powerbank*.

3.11 Escolha de componentes

Os resistores e capacitores foram escolhidos com os menores encapsulamentos disponíveis no mercado brasileiro para compra no varejo: 0603 e 0805. Isso permite um posicionamento mais preciso de capacitores perto dos terminais de alimentação e um melhor acoplamento magnético entre os resistores que possam vir a ser influenciados por campos magnéticos externos.

3.12 Projeto

Para o desenvolvimento da placa, utilizou-se o *software* EasyEda ([EASYEDA, 2019](#)). Este é grátil e funciona via *Browser*. Possui uma vasta biblioteca de *footprints* por operar de forma colaborativa, ou seja, todo componente criado por um usuário fica disponível para toda comunidade que utiliza a ferramenta.

O *software* ainda conta com um DRC(*Design Rule Check*) básico, que pode analisar trilhas desconectadas, espaçamento incorreto entre *pads* e trilhas, entre outras funções.

3.12.1 Esquemático

3.12.1.1 Fontes

Para o conector USB, optou-se pela entrada tipo B, que é a mesma utilizada no módulo de aquisição de dados NI-9234.

Para as fontes, montou-se o esquemático apresentado na Figura [14](#).

Os capacitores da entrada filtram oscilações. O filtro LC nas saídas das fontes em associação com os zeners possuem frequência de corte e de $10kHz$, atenuando o *ripple* de

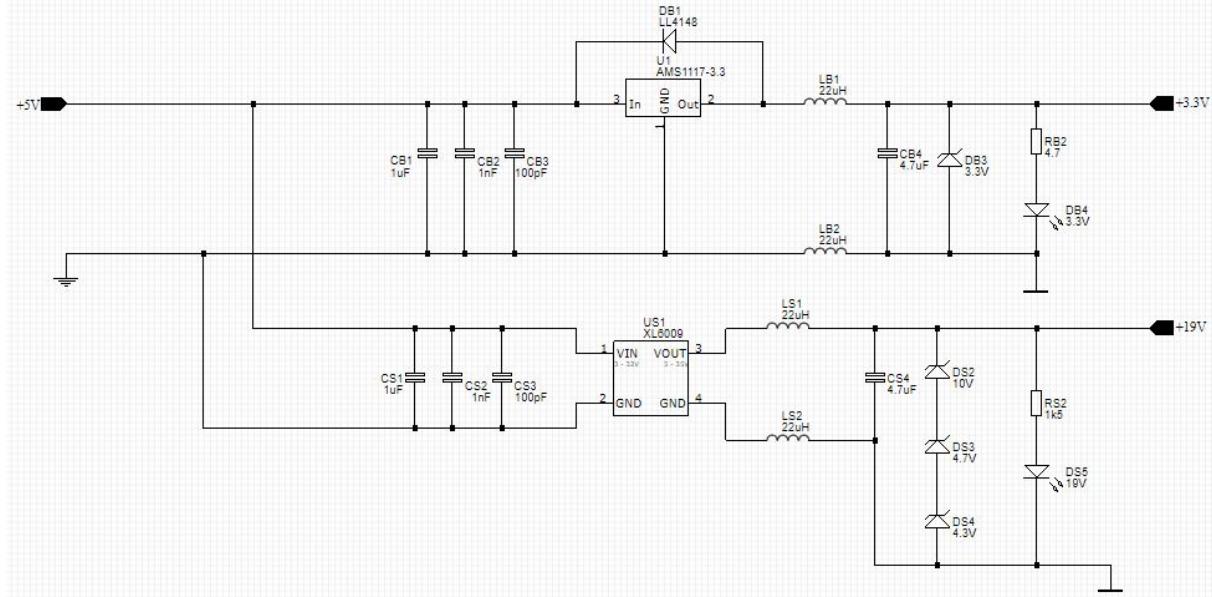


Figura 14 – Esquemático das fontes

altas frequências. Além disso, os indutores ainda possuem a função de melhorar o plano de terra, isolando do terra da alimentação. É importante ressaltar que a frequência de ressonância do circuito LC é significativamente menor que a frequência de chaveamento do conversor *boost*, que opera em 400kHz . Isso evita instabilidades no sistema.

O diodo LL4148 atua como diodo grampeador, suprimindo possíveis surtos de tensão gerados pelo circuito LC.

A Figura 15 apresenta os circuitos das fontes de corrente utilizada. O BAV99 atua como grampeador de tensão, protegendo a entrada do FAA contra possíveis surtos de tensão.

3.12.1.2 Filtro anti-aliasing

A Figura 15 apresenta os resistores que compõe o ganho G, posicionados na saída do FAA. O BAV99 atua como grampeador, protegendo a entrada do ADC.

Os capacitores de 100nF diminuem a influência da indutância das trilhas e dos planos de alimentação. O capacitor de $1\mu\text{F}$ fornece energia em regimes transitórios.

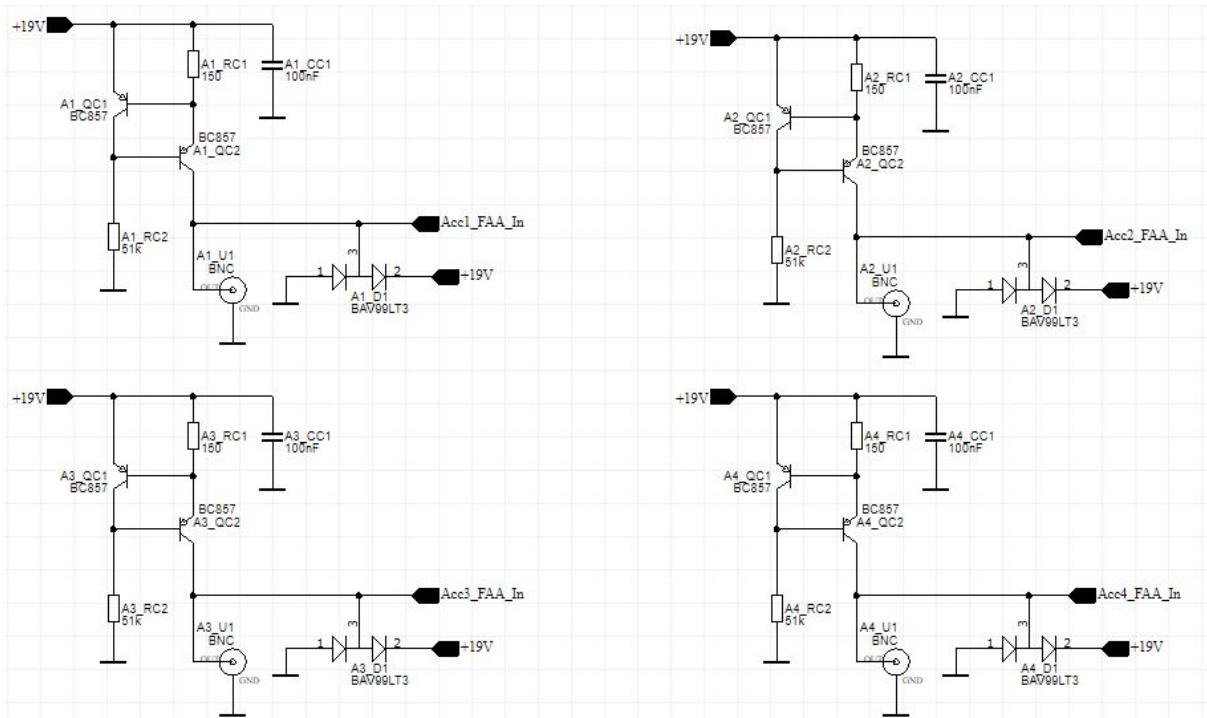


Figura 15 – Esquemático das fontes de corrente

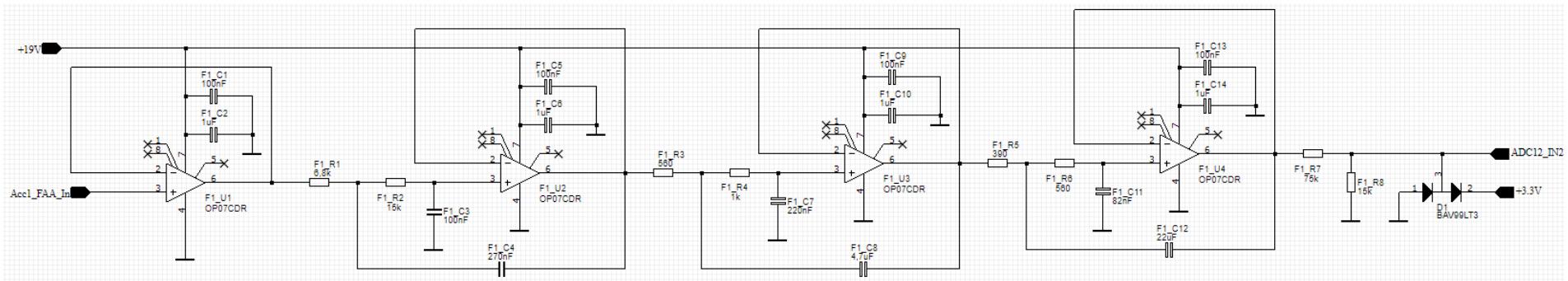


Figura 16 – Esquemático do filtro anti-aliasing

3.12.1.3 STM32F103C8T6

A Figura 17 mostra as conexões do STM32F103C8T6. Para a alimentação do ADC, acrescentou-se um capacitor de $1nF$ para filtrar frequências maiores.

O cristal de $8MHz$ juntamente com o multiplicador PLL (*Phase-Locked Loop*) dentro do microcontrolador geram uma frequência de operação do núcleo de $72MHz$.

Os capacitores de $100nF$ na alimentação diminuem o impacto da indutância das trilhas e dos planos de alimentação. Os capacitores de $1\mu F$ fornecem energia em regimes transitórios.

Os circuitos compostos pelos transistores Q1 e Q2 são LEDs para *debug*.

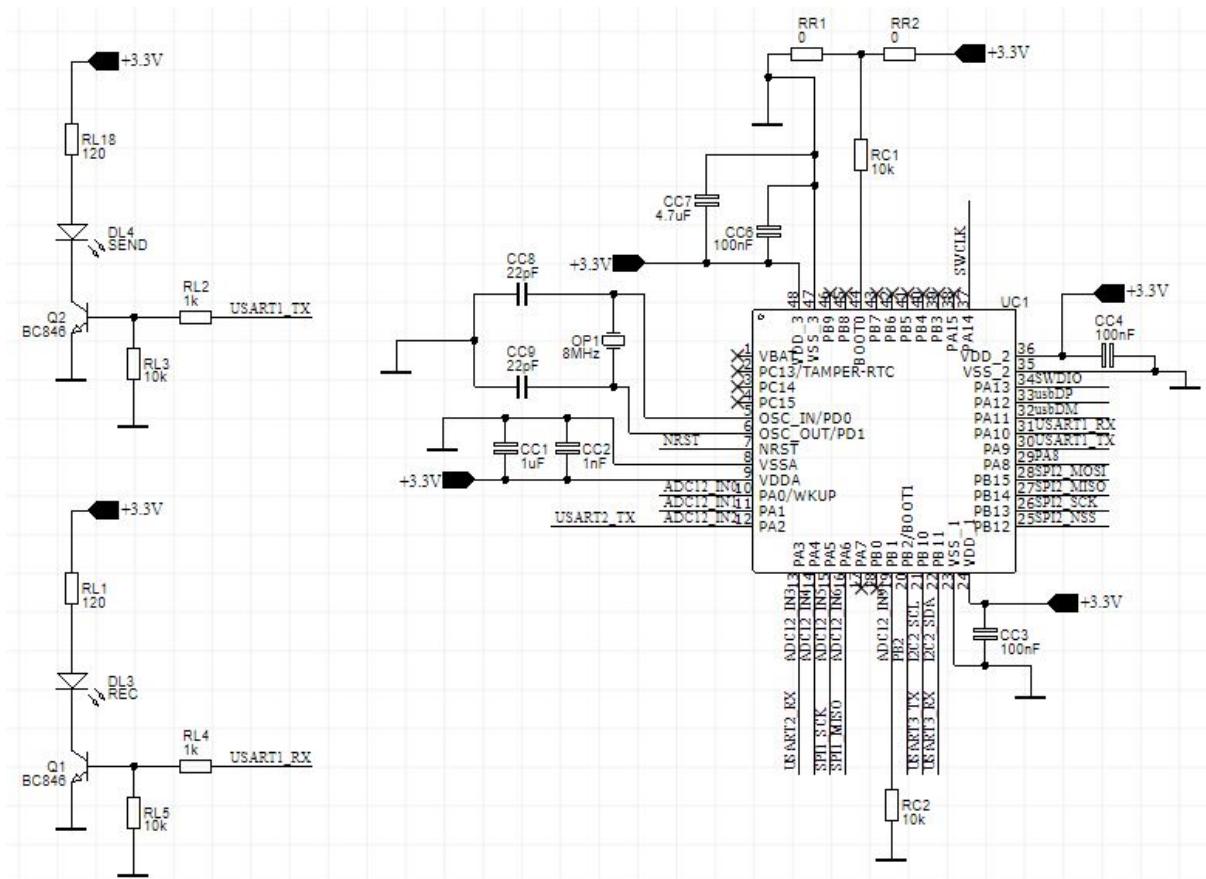


Figura 17 – Esquemático do STM32F103C8T6

3.12.1.4 nRF24L01+

A Figura 18 apresenta o conjunto de capacitores que são conectados próximos à alimentação do módulo de telemetria. Utilizou-se dois capacitores de $4,7\mu F$ por serem mais baratos e/ou menos volumosos que o mesmo capacitor SMD equivalente de tântalo ou eletrolítico. O capacitor de $100pF$ atua retirando componentes de frequências de dezenas de MHz.

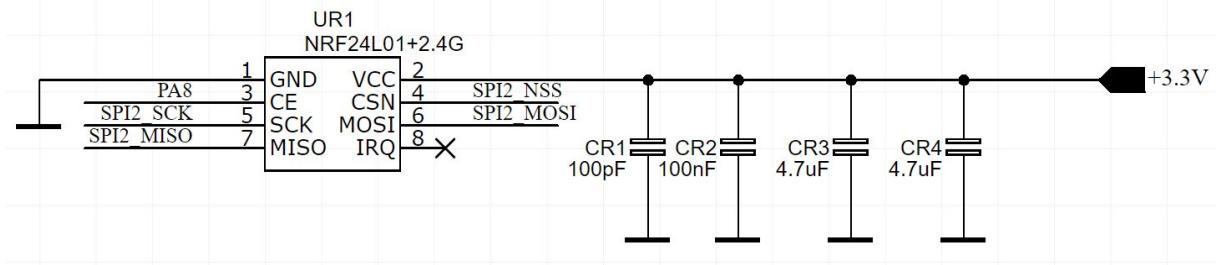


Figura 18 – Esquemático do nRF24L01+

3.12.2 PCB

Para o desenvolvimento do desenho da placa, buscou seguir-se os padrões estipulados pela norma IPC-2221A ([INDUSTRIES, 2003](#)).

A placa foi desenhada em dois *layers*, com componentes posicionados em ambos *layers*. Isso possibilita uma redução do tamanho total da placa e, consequentemente, do custo. No *layer* inferior, utilizou-se um plano de terra a fim de diminuir a resistência e indutância do retorno da corrente. No *layer* superior utilizou-se dois planos em regiões separadas: um *layer* de 19V e outro de 3,3V, também a fim de diminuir a impedância de saída das trilhas de alimentação.

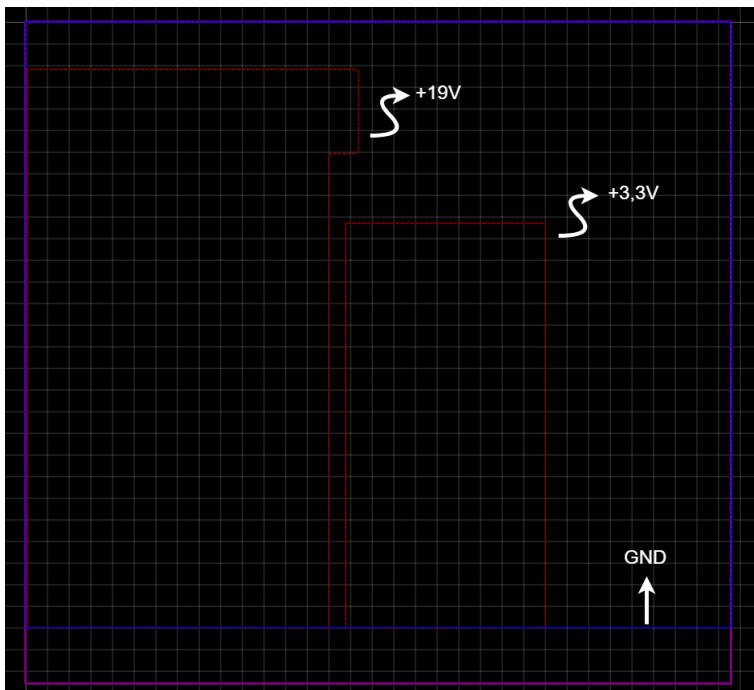


Figura 19 – Planos de terra, 19V e 3,3V

Como pode ser visto na seção 6.2 da norma, como ambos *layers* são externos, para uma placa com deposição de cobre de $1oz/ft^2$, corrente de $200mA$ e comprimento de $10cm$, a temperatura da trilha subiria apenas $1^\circ C$ se usado uma espessura de trilha

de $5,2 \text{mils}$, quando em temperatura ambiente de 25°C . Assim, para diminuir a queda de tensão terminal e diminuir a indutância das trilhas, optou-se por utilizar trilhas de 8mils .

Os componentes foram posicionados de forma que circuitos digitais de alta frequência ficassem distantes de circuitos analógicos e que as fontes de alimentação ficassem equidistantes da maioria dos circuitos. Isso pode ser visualizado na Figura 20. O microcontrolador por sua vez ficou posicionado de forma que estivesse mais próximo dos sinais analógicos, além de evitar cruzamento de trilhas.

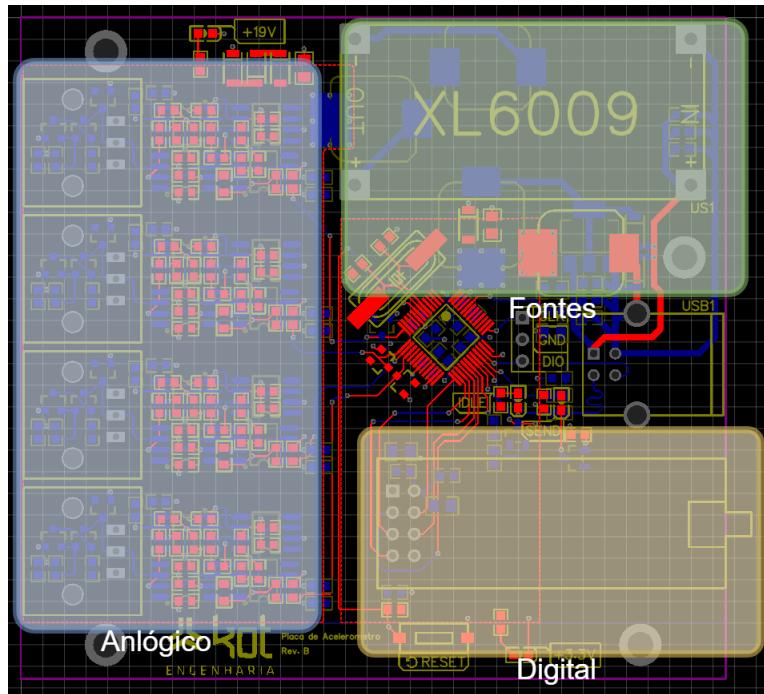


Figura 20 – Divisão das partes analógico, digital e fontes

Os capacitores responsáveis por minimizar os efeitos da indutância das trilhas de alimentação foram posicionados o mais próximo possível dos semicondutores. Isso minimiza oscilações na alimentação devido à surtos de corrente causados pelo módulo de telemetria, por exemplo, que possui picos de corrente de até 115mA .

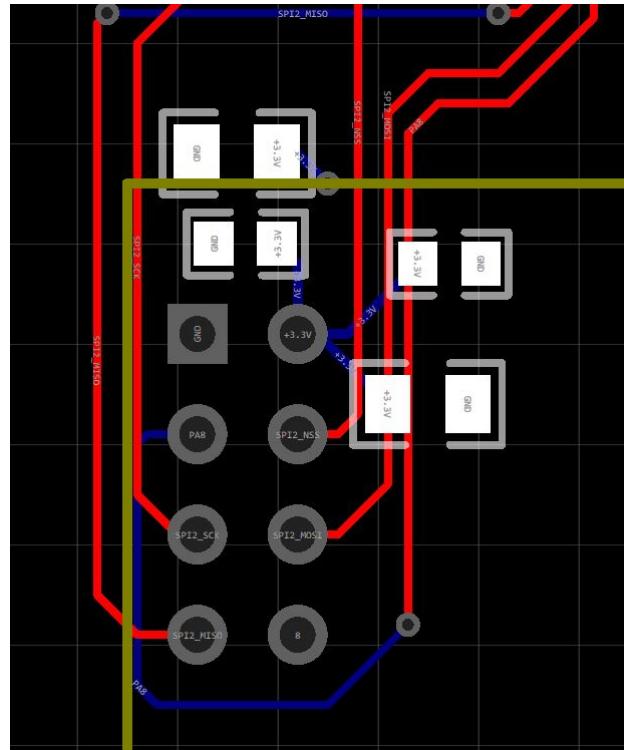


Figura 21 – Capacitores próximos aos pinos de alimentação

No posicionamento dos componentes do FAA, orientou-se os resistores e amplificadores operacionais na mesma direção. Dessa forma, eventuais campos magnéticos são anulados por induzirem o mesmo ruído em todo o circuito do filtro.

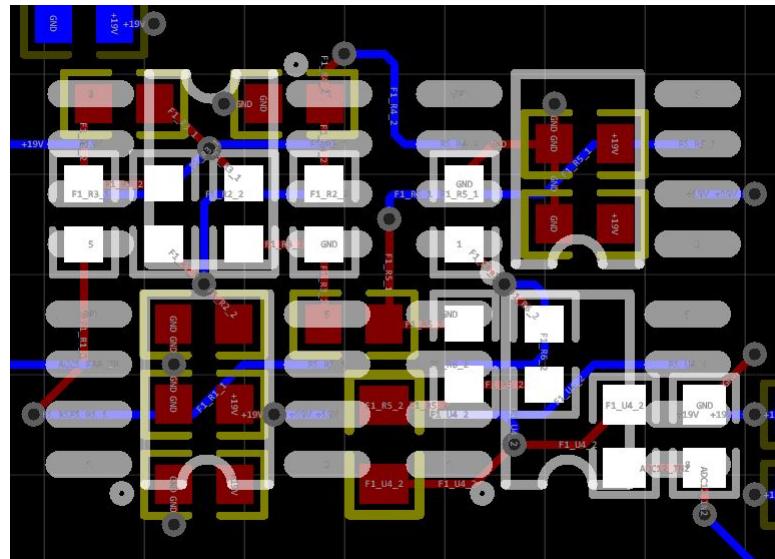


Figura 22 – Resistores e amplificadores operacionais orientados na mesma direção

A Figura 23 apresenta uma vista geral da placa. Com dimensões de 88,8mmx77,72mm, o preço de produção de 10 placas ficariam em torno de U\$90 ou U\$9 por placa.

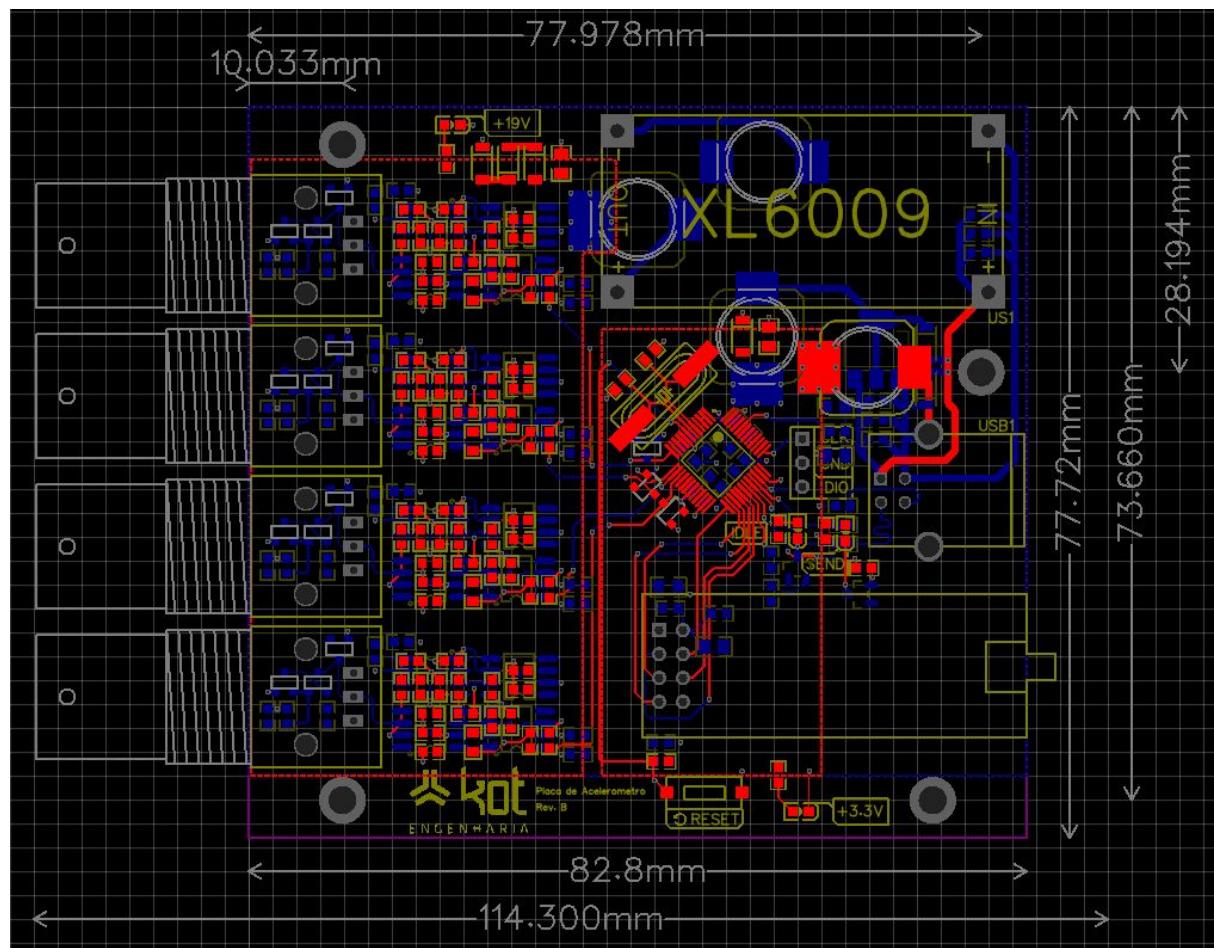


Figura 23 – Placa final

3.12.3 Fabricação e solda

A placa foi encomendada pelo site *JLCPCB*. A compra de componentes suficientes para a montagem de 5 placas totalizou aproximadamente 300 reais.

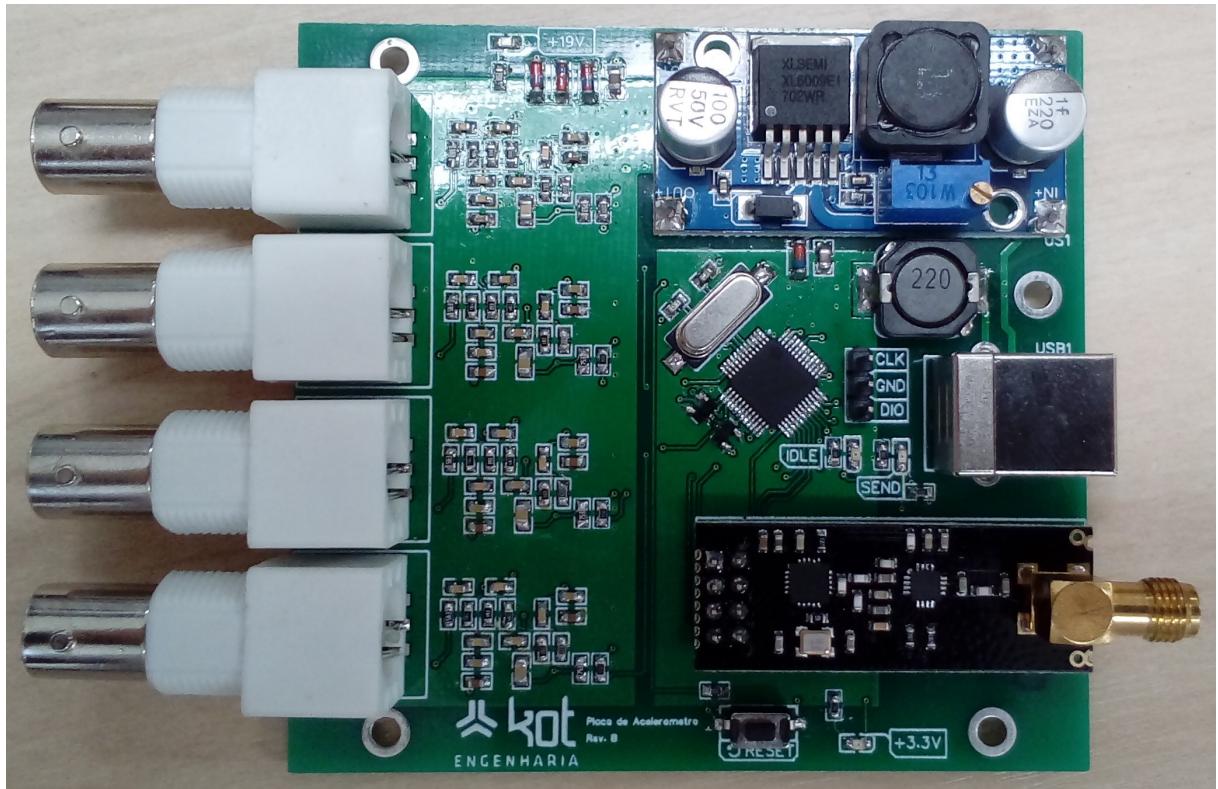


Figura 24 – Vista superior

3.13 NI-9234

Por fim, para realização dos ensaios, utilizou-se o módulo NI-9234 como referência de medição. Abaixo, as principais características do módulo, conforme *datasheet*(INSTRUMENTS, 2015):

- 4 canais
- Acoplamento AC ou DC
- 24 *bits* de resolução
- Frequência mínima de amostragem de $1kHz$

4 Resultados

Foi realizado um ensaio em uma peneira de minério de pequeno porte com o objetivo de avaliar se a placa mede os valores corretos de amplitude de aceleração. O ensaio e os resultados serão apresentados nas seções seguintes.

Também não será possível descrever os códigos desenvolvidos por questões da quantidade de linhas geradas. Para ilustrar e sumarizar a rotina do módulo, a Figura 25 apresenta a máquina de estados finitos simplificada do microcontrolador.

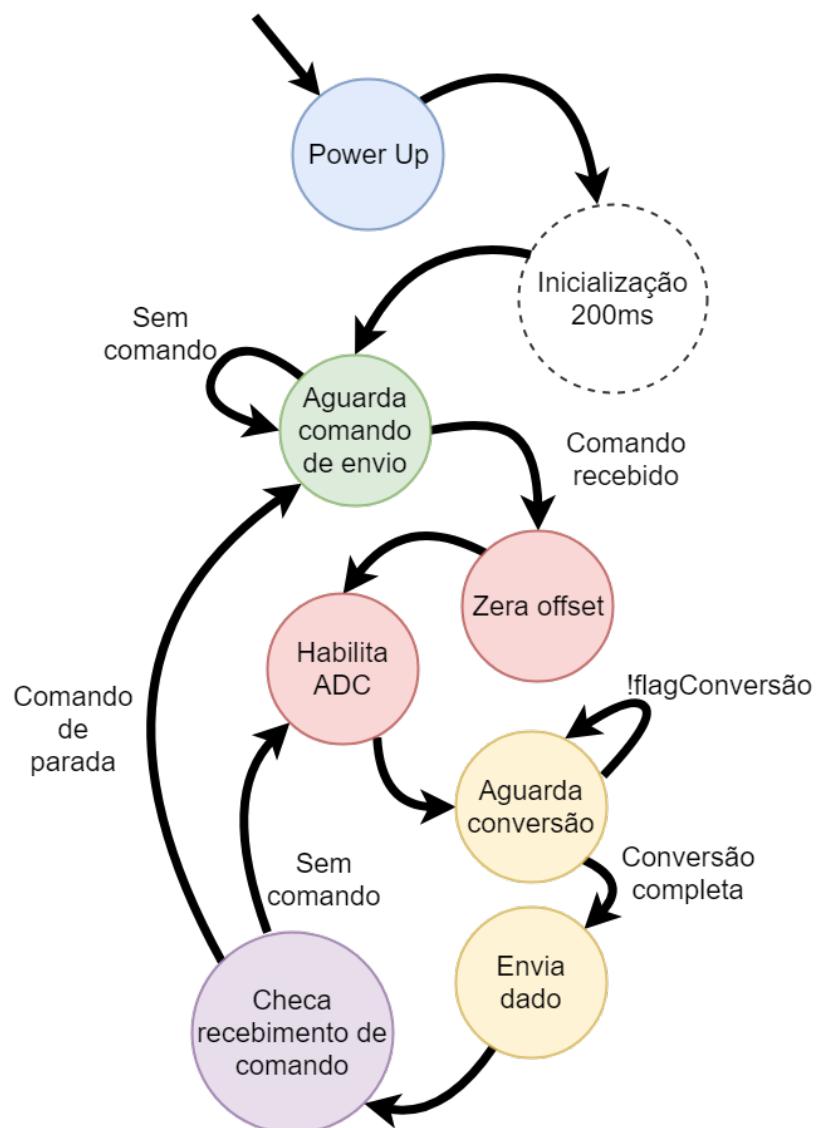


Figura 25 – Máquina de estados finitos

4.1 Níveis de tensão

4.1.1 Reguladores de tensão

A fim de caracterizar a eficácia do filtro LC posicionado na saída dos reguladores de tensão, utilizou-se o osciloscópio Tektronix TBS1052B com acoplamento AC medindo o potencial entre os terminais antes e após o filtro. Os resultados são apresentados nas figuras seguintes.

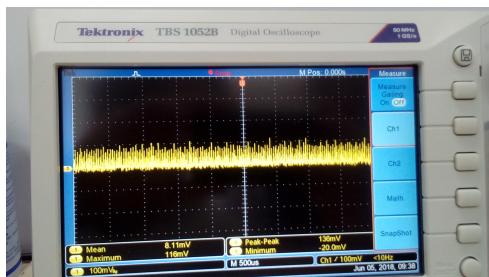


Figura 26 – Sinal AC da saída da fonte de 3,3V

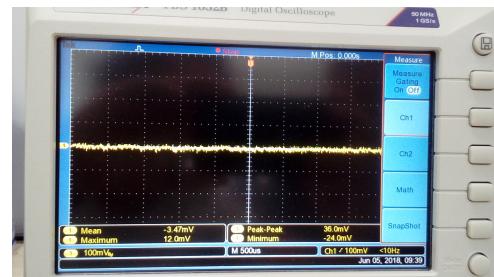


Figura 27 – Sinal AC da saída do filtro LC de 3,3V

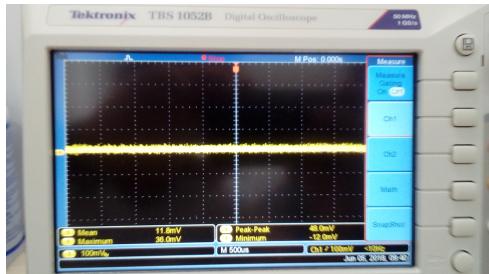


Figura 28 – Sinal AC da saída da fonte de 19V

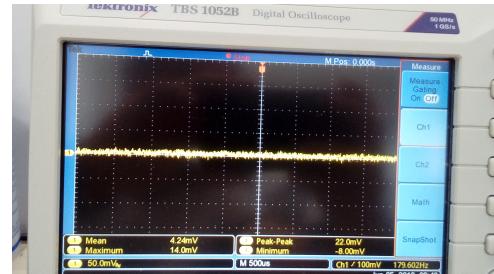


Figura 29 – Sinal AC da saída do filtro LC de 19V

Os filtros chegaram a reduzir 73% dos valores AC pico a pico da saída da fonte de tensão de 3,3V. Porém, quando o módulo de telemetria operava no modo de envio era possível observar oscilações de alta frequência na alimentação, como mostrado na Figura 30, chegando a picos positivos de 0,24V e picos negativos de 0,28V.

4.1.2 Condicionamento de sinal

Conectou-se um acelerômetro à entrada BNC e mediou-se a tensão do sinal quando em uma superfície sem vibração e obteve-se um valor médio de 11,76V. A tensão medida após o condicionamento do sinal foi de 1,992V. Assim, o ganho G medido foi de $G = 0,1694V/V$, próximo do valor calculado.

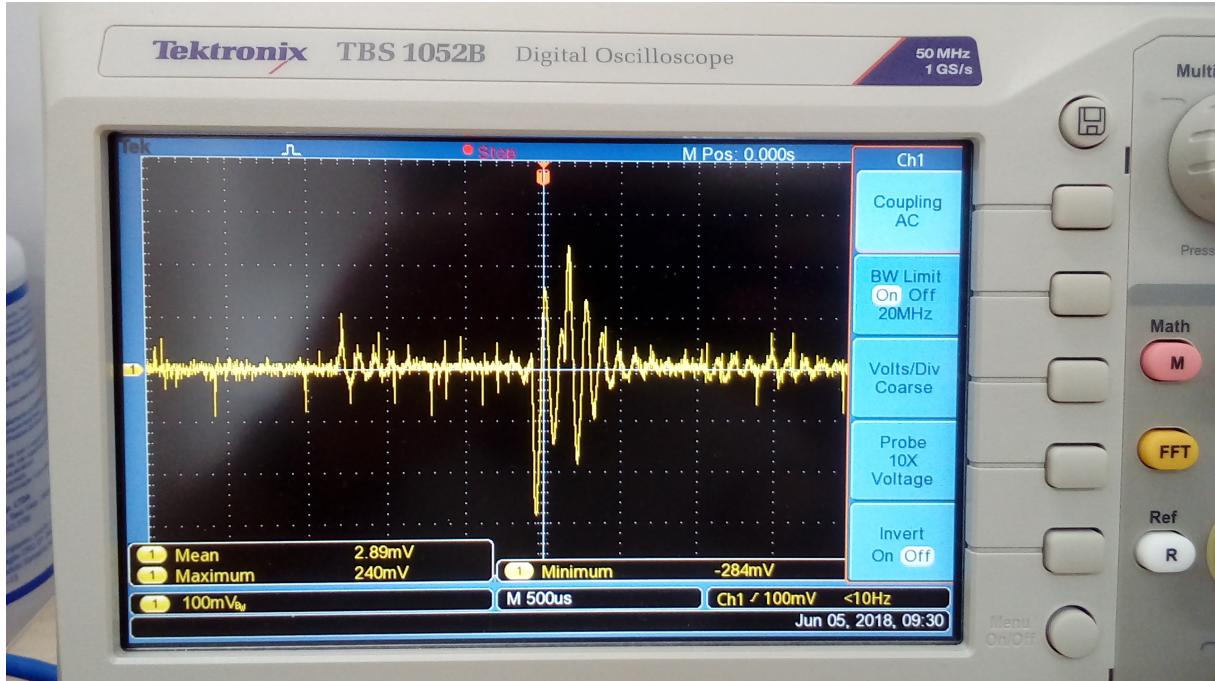


Figura 30 – Oscilações causadas pelo modo de telemetria

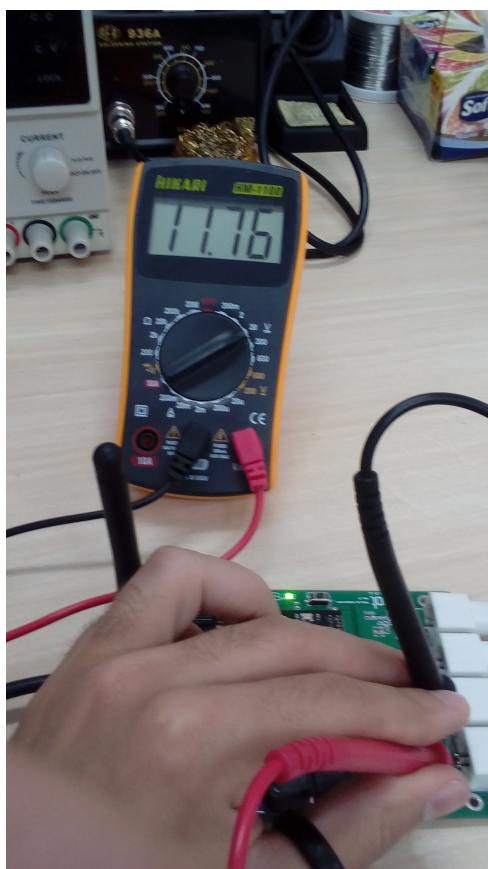


Figura 31 – Tensão média do acelerômetro

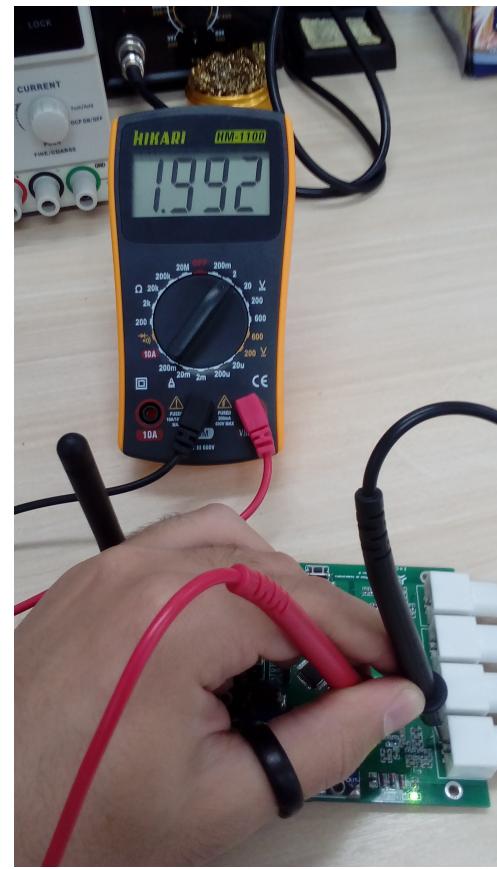


Figura 32 – Tensão média do acelerômetro após o ganho

Ao utilizar um outro acelerômetro de mesmo modelo, os valores de tensão média variaram, chegando a 13,8V. Assim, é necessário um ajuste de *offset* em toda rotina de início de amostragem.

4.2 Consumo

Para realizar a programação, utilizou-se o programador ST-LINK/V2, conectado à placa como apresentado na Figura 33. Para o recebimento dos dados, um outro módulo recebia os dados e os transmitia por USB via terminal serial.

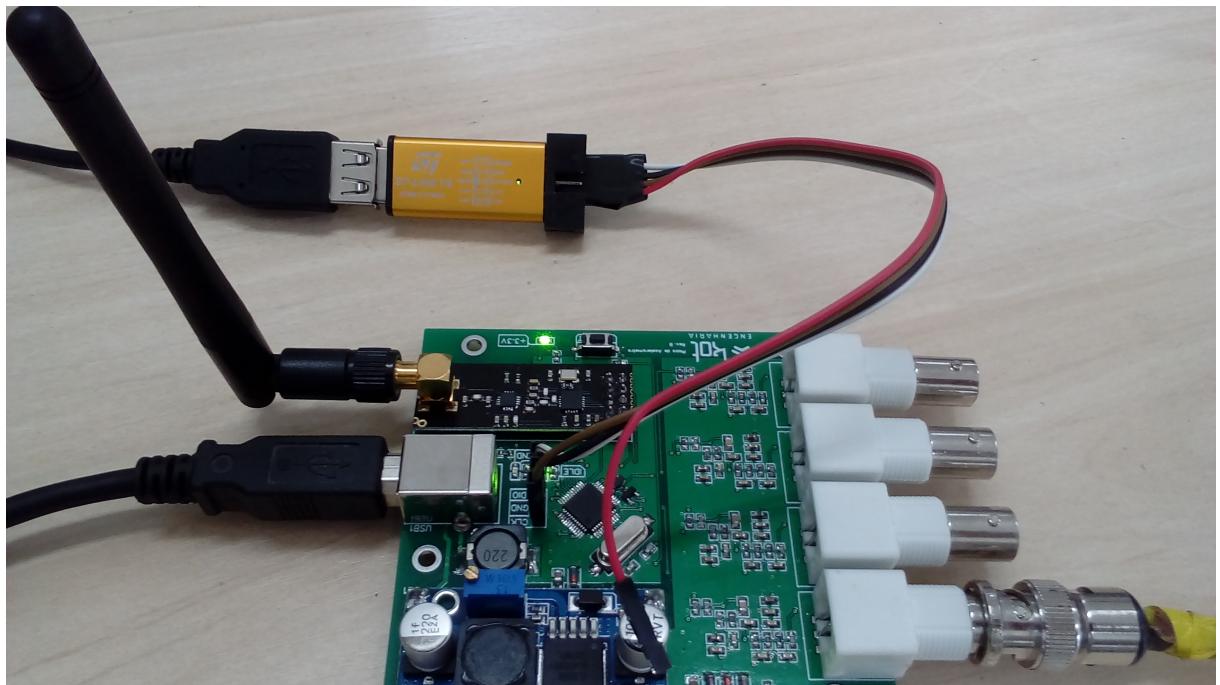


Figura 33 – Placa sem acelerômetros conectados, em modo *standby*

Utilizando a fonte Hikari HF-3203S, alimentou-se a fonte com 5V regulados e analisou o desempenho traduzido no consumo de corrente do circuito em diferentes condições de operação. Os desempenhos são apresentados nas Figuras abaixo. Segundo o manual da fonte de alimentação utilizada, a corrente possui precisão de 1% + 3mA.

Pode-se notar um aumento de aproximadamente 15 a 20mA no consumo de corrente por canal, não ultrapassando 270mA. A potência da placa ficou maior que a estimada, com 1,35W. Isso ocorreu devido a presença dos LEDs que foram utilizados para indicar quando a placa está ligada e enviando. Porém, apenas um LED se faz necessário, reduzindo em torno de 30mA o consumo, fazendo com que a potência caia para 1,2W, próximo aos 1,19W estimados.

4.3 Ensaio

O ensaio consiste em utilizar um acelerômetro com base magnética posicionado na lateral da peneira, como apresentado na Figura 36. Este sinal foi aquisitado pelo sistema de aquisição NI cDAQ-9178 em conjunto com o NI 9233, apresentados na Figura 35. Estes módulos fazem interface com o computador através do *software* SignalExpress da National InstrumentsTM, cedido sob licença da empresa supervisora.

As configurações são feitas no *software* e é realizada a amostragem do sinal em um determinado intervalo de tempo, apresentadas nas Figuras 44 e 45.

Então, o sensor foi conectado na placa desenvolvida e o sinal foi aquisitado e enviado para uma placa remota.

»TODO



Figura 34 – Placa com 4 acelerômetros conectados, amostrando e enviando os dados remotamente



Figura 35 – Módulos de aquisição NI



Figura 36 – Posição do acelerômetro na peneira

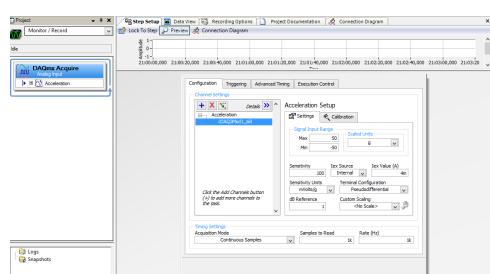


Figura 37 – Configurações da leitura do sensor

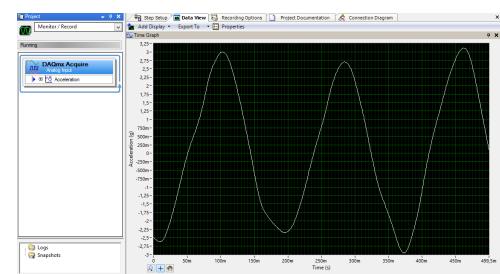


Figura 38 – Leitura do sinal da peneira (Signal Express)

5 Conclusões

O desenvolvimento da monografia possibilitou uma experiência imersiva com projetos de sistemas de aquisição de dados aplicados à problemas reais da indústria. Foi necessário aplicar conhecimento interdisciplinar entre teoria de comunicações, processamento de sinais, sistemas de processadores de periféricos e eletrônica analógica. O projeto agregou experiência tanto no aspecto profissional e técnico quanto no ambiente de trabalho, que valoriza o profissional e viabiliza o desenvolvimento de novas tecnologias mesmo em um cenário econômico nacional turbulento.

O projeto ainda deve passar por alguns ensaios para avaliar as reais condições de funcionamento. Pode-se considerar que obteve desempenho satisfatório, atendendo todas as condições de contorno com margens de segurança.

Como trabalhos futuros, pode-se listar:

- Validação de toda a faixa de banda de passagem
- Validação do alcance máximo do módulo para diferentes condições ambiental
- Algoritmo para retransmissão de dados no caso de perda de pacotes
- Otimização das bibliotecas implementadas
- Interface de recebimento de dados com possibilidade de parametrização do módulo

Referências

- BECKHOFF. *Basic principles of IEPE technology*. 2019. Disponível em: <<https://infosys.beckhoff.com/english.php?content=../content/1033/epp3632/4015720203.html&id=>>. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 19.
- CTC. *AC102 Series*. 2014. Disponível em: <https://www.ctconline.com/fileup/3DNEWPDF/AC102series_datasheet_3D.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 25.
- EASYEDA. *About EasyEDA*. 2019. Disponível em: <<https://easyeda.com/page/about>>. Citado na página 34.
- ENGENHARIA, K. *Kotchergenko Engenharia Ltda*. 2019. Disponível em: <<https://www.kotengenharia.com.br/>>. Citado na página 16.
- G1. *Como a mineração ajuda a alavancar a economia brasileira*. 2018. Disponível em: <<https://g1.globo.com/especial-publicitario/em-movimento/noticia/2018/12/10/como-a-mineracao-ajuda-a-alavancar-a-economia-brasileira.ghtml>>. Citado na página 15.
- G1. *Há 3 anos, rompimento de barragem de Mariana causou maior desastre ambiental do país e matou 19 pessoas*. 2019. Disponível em: <<https://g1.globo.com/mg/minas-gerais/noticia/2019/01/25/ha-3-anos-rompimento-de-barragem-de-mariana-causou-maior-desastre-ambiental-do-pais-e-matou>>. Citado na página 15.
- HOROWITZ, W. H. P. Analog-to-digital converters. In: _____. *The Art of Electronics*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2015. cap. 1.2, p. 900–902. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 23.
- INCORPORATED, T. I. *AN-236 An Introduction to the Sampling Theorem*. 2004. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/snua079c/snua079c.pdf>>. Citado na página 20.
- INDUSTRIES, I. A. C. E. *Generic Standart on Printed Board Design*. 2003. Disponível em: <[http://www-eng.lbl.gov/~shuman/NEXT/CURRENT_DESIGN/TP/MATERIALS/IPC-2221A\(L\).pdf](http://www-eng.lbl.gov/~shuman/NEXT/CURRENT_DESIGN/TP/MATERIALS/IPC-2221A(L).pdf)>. Citado na página 39.
- INSTRUMENTS, N. *NI 9232*. 2015. Disponível em: <http://www.ni.com/pdf/manuals/374238a_02.pdf>. Citado na página 44.
- INSTRUMENTS, T. *OPO7x Precision Operational Amplifiers*. 2014. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/op07c.pdf>>. Citado na página 63.
- PETROLEO, O. *Você sabe como funciona a mineração no Brasil hoje?* 2016. Disponível em: <<http://www.opetroleo.com.br/voce-sabe-como-funciona-mineracao-no-brasil-hoje/>>. Citado na página 15.
- SEMICONDUCTORS, N. *nRF24L01+*. 2019. Disponível em: <<https://www.nordicsemi.com/eng/Products/2.4GHz-RF/nRF24L01P>>. Citado na página 31.

SENRA, B. N. R. *Brumadinho, a história de uma tragédia que poderia ter sido evitada.* 2019. Disponível em: <<https://www.bbc.com/portuguese/brasil-47399659>>. Citado na página 15.

ST. STM32F103X8. 2015. Disponível em: <<http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/33/d4/6f/1d/df/0b/4c/6d/CD00161566.pdf/files/CD00161566.pdf/jcr:content/translations/en.CD00161566.pdf>>. Citado na página 31.

Apêndices

APÊNDICE A – Cálculo do ganho e de bits do ADC

A excursão do sinal de $V_{o(av)}$ até $V_{o(max)}$ representa a excursão de aceleração de $0g$ a $50g$. Assim, a excursão de $1mg$ representa um sinal de tensão de:

$$\begin{aligned} V_{o(1mg)} &= \frac{V_{o(max)} - V_{o(av)}}{50000mg} \\ V_{o(1mg)} &= \frac{GV_{i(av)} + G\frac{V_{i(pp)}}{2} - GV_{i(av)}}{50000} \\ V_{o(1mg)} &= \frac{GV_{i(pp)}}{100000} \\ V_{o(1mg)} &= 10G/100000 \\ V_{o(1mg)} &= G/10000 \end{aligned}$$

E $100mg$ representam 100 vezes o valor anterior. Logo:

$$\begin{aligned} V_{o(100mg)} &= 100V_{o(1mg)} \\ V_{o(100mg)} &= 100G/10000 \\ V_{o(100mg)} &= G/100 \end{aligned}$$

Percebe-se que o valor da tensão de saída pode ser escrita em função apenas do ganho, podendo esta variar entre os valores nominais do transdutor de $10V$ a $14V$. Isso se dá uma vez que realiza-se a correção do *offset*, tornando $V_{o(100mg)}$ um valor diferencial. Assim, o valor da tensão depende apenas do ganho.

Por sua vez, o ganho é dado por:

$$G = V_{o(max)}/V_{i(max)}$$

Em que $V_{o(max)}$ é a tensão de alimentação do conversor ADC e $V_{i(max)}$ é $19V$. Da expressão do número de *bits* do ADC, têm-se que:

$$LSB = \frac{V_{o(max)}}{2^n}$$

ou

$$V_{o(max)} = LSB \times 2^n$$

em que:

LSB (*Least Significant Bit*) é a resolução do ADC;

n é o número de *bits* do ADC.

Como já citado, a menor resolução da grandeza a ser lida deve ser de $100mg$. Sendo a sensibilidade do sensor $100mV/g$, então $100mg$ correspondem a $10mV$ de excursão na tensão de entrada. Dessa forma, pode-se escrever LSB em função da mínima resolução desejada.

$$LSB = 10 \times 10^{-3} \times G$$

Substituindo na equação do ganho:

$$\begin{aligned} G &= V_{o(max)} / V_{i(max)} \\ G &= \frac{LSB \times 2^n}{V_{i(max)}} \\ G &= \frac{G \times 10 \times 10^{-3} \times 2^n}{V_{i(max)}} \\ 1 &= \frac{10 \times 10^{-3} 2^n}{V_{i(max)}} \\ 2^n &= \frac{V_{i(max)}}{10 \times 10^{-3}} \\ n &= \log_2 \left(\frac{V_{i(max)}}{10 \times 10^{-3}} \right) = \log_2 \left(\frac{19}{10^{-2}} \right) \\ n &= 10,89 \end{aligned}$$

Como o número de *bits* do conversor ADC deve ser um número inteiro e múltiplo de 2, n deve ser minimamente 12 *bits* para atender às condições de contorno. É interessante pontuar que o número de *bits* independe da tensão de alimentação do conversor ADC, seja ela 3,3V ou 5V. E, consequentemente, independe do ganho G .

Para o cálculo do ganho G admite-se o pior caso, ou seja, um sinal médio de saída de 14V com excursão positiva máxima, gerando um sinal de 19V. O ganho deve ser tal que 19V seja atenuado para 5V ou 3,3V. Para isso, o ganho deve ser de, respectivamente, 0,263V/V ou 0,1737V/V.

APÊNDICE B – Cálculo dos componentes da fonte de corrente

Admitindo uma impedância de medição infinita e alpha dos transistores $\alpha \simeq 1$, a corrente entregue ao sensor *IEPE* será dada por:

$$I_s = V_{be}/R_1$$

Assim, considerando V_{be} aproximadamente constante e igual a 0,7V e $I_s = 4mA$:

$$R_1 = V_{be}/I_s = 170\Omega$$

O resistor R_2 garante a polarização de ambos transistores. A corrente necessária para polarizar o Q_1 será aproximadamente a corrente total que passa pelo resistor R_2 . Segundo o *datasheet* do transistor PNP BC857, para $V_{be} = 0,7V$ tem-se $I_c = 2mA$. R_2 possui queda de tensão de $19V - 2V_{be}$. Assim:

$$R_2 = \frac{19 - 2V_{be}}{0,002} = 8k88\Omega$$

Após montar e simular o circuito, utilizando o *software* LTSpice, foi possível realizar um ajuste fino para reduzir a corrente de polarização do transistor para cerca de $350\mu A$, fazendo com que ambos $V_{be}s$ ficassesem em torno de 0,6V. Assim, o novo valor de R_1 e R_2 , aproximado para valores comerciais, são:

$$R_1 = 0,6/0,004 = 150\Omega$$

$$R_2 = \frac{19 - 2 \times 0,6}{0,00035} = 51k\Omega$$

A fonte de corrente que alimenta o sensor IEPE deve possuir corrente de saída de $2mA$ a $10mA$. Como o valor da corrente escolhido é um valor intermediário, $4mA$, os resistores da fonte de corrente não precisam ter valores precisos. Resistores de 5% podem ser usados sem influenciar nos resultados.

APÊNDICE C – Cálculo dos componentes da fonte de corrente

Para elevar a tensão, utiliza-se uma fonte chaveada tipo *boost*. De forma a manter a uma alta eficiência do *boost* e não trabalhar com uma tensão muito próxima do limite inferior, a tensão de alimentação escolhida foi de 19V. A corrente total que a fonte de 19V deve fornecer é dada por:

$$I_{total} = 4 (I_{FAA} + I_{FonteCorrente})$$

O *quatro* representa os quatro canais. A corrente do FAA é basicamente a corrente consumida pelos amplificadores operacionais que, segundo o *datasheet* do OP07CDR ([INSTRUMENTS, 2014](#)), é de menos de 1mA para tensões de alimentação superiores a aproximadamente 11V. Assim, como cada FAA possui quatro OP07CDR, o consumo do FAA é de $4 \times 1mA = 4mA$.

As fontes de corrente consomem 4mA da polarização do sensor mais a corrente que passa pelo resistor de polarização R_2 . Assim, cada filtro consome aproximadamente 4,3mA. Então:

$$I_{total} = 4 (4mA + 4,3mA) = 33,2mA.$$

Assim, a fonte *boost* deve ser capaz de elevar a tensão de 5V para 19V e fornecer uma corrente de 60mA, aplicando uma margem de segurança. Devido ao baixo custo e por atender às especificações do projeto, optou-se pelo módulo *boost* XL6009. Trata-se de uma fonte chaveada elevadora de tensão com capacidade de regular a tensão de saída por meio de um *trimpot* até 32V e capacidade nominal de corrente de 4A.