

Francisco Gomes Soares Sanches Manso

## **Módulo remoto para ensaios de vibração**

Belo Horizonte

20 de outubro de 2019



Francisco Gomes Soares Sanches Manso

## **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

20 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 9233 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 9233 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> . . . . .	21
Figura 3 – Exemplo de sinal sem <i>aliasing</i> amostrado à 250Hz . . . . .	22
Figura 4 – Exemplo de sinal com <i>aliasing</i> amostrado à 200Hz . . . . .	22
Figura 5 – Resposta em frequência de um filtro ideal . . . . .	23
Figura 6 – Resposta em frequência de um filtro real . . . . .	23
Figura 7 – Filtro anti- <i>aliasing</i> . . . . .	30
Figura 8 – Diagrama de Bode do FFA . . . . .	30
Figura 9 – <i>Zoom</i> na banda de transição . . . . .	30
Figura 10 – Fonte de corrente . . . . .	32
Figura 11 – Fonte de corrente com medições . . . . .	33
Figura 12 – Consumo estimado do STM32F103C8T6 . . . . .	34
Figura 13 – Módulo nRF24L01+ . . . . .	35
Figura 14 – Consumo estimado do STM32F103C8T6 . . . . .	38
Figura 15 – Módulo nRF24L01+ . . . . .	39
Figura 16 – Filtro anti- <i>aliasing</i> . . . . .	40
Figura 17 – Diagrama de Bode do FFA . . . . .	41
Figura 18 – <i>Zoom</i> na banda de transição . . . . .	41
Figura 19 – Esquemático das fontes . . . . .	43
Figura 20 – Esquemático das fontes de corrente . . . . .	44
Figura 21 – Esquemático do filtro anti- <i>aliasing</i> . . . . .	45
Figura 22 – Esquemático do STM32F103C8T6 . . . . .	46
Figura 23 – Tabela de seleção de <i>boot</i> . . . . .	47
Figura 24 – Esquemático do nRF24L01+ . . . . .	47
Figura 25 – Planos de terra, 19V e 3,3V . . . . .	48
Figura 26 – Divisão das partes analógico, digital e fontes . . . . .	49
Figura 27 – Capacitores próximos aos pinos de alimentação . . . . .	50
Figura 28 – Resistores e amplificadores operacionais orientados na mesma direção . . . . .	51
Figura 29 – Placa final . . . . .	52
Figura 30 – Solda do <i>layer</i> inferior . . . . .	53
Figura 31 – Solda do <i>layer</i> superior . . . . .	53
Figura 32 – Vista superior . . . . .	54
Figura 33 – Máquina de estados finitos . . . . .	55
Figura 34 – Sinal AC da saída da fonte de 3,3V . . . . .	56
Figura 35 – Sinal AC da saída do filtro LC de 3,3V . . . . .	56
Figura 36 – Sinal AC da saída da fonte de 19V . . . . .	56

Figura 37 – Sinal AC da saída do filtro LC de 19V . . . . .	56
Figura 38 – Oscilações causadas pelo modo de telemetria . . . . .	57
Figura 39 – Tensão média do acelerômetro . . . . .	57
Figura 40 – Tensão média do acelerômetro após o ganho . . . . .	57
Figura 41 – Placa sem acelerômetros conectados, em modo <i>standby</i> . . . . .	59
Figura 42 – Placa sem acelerômetros . . . . .	60
Figura 43 – Placa com 1 acelerômetro . . . . .	60
Figura 44 – Placa com 2 acelerômetros . . . . .	61
Figura 45 – Placa com 4 acelerômetros . . . . .	61
Figura 46 – Módulos de aquisição NI . . . . .	62
Figura 47 – Posição do acelerômetro na peneira . . . . .	62
Figura 48 – Configurações da leitura do sensor . . . . .	62
Figura 49 – Leitura do sinal da peneira (Signal Express) . . . . .	62
Figura 50 – Leitura do sinal da peneira pela placa desenvolvida . . . . .	63
Figura 51 – Leitura de sinais pulsantes . . . . .	63

# Lista de tabelas



# **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
LSB	Least Significant Bit
FAA	Filtro Anti-Aliasing
FFT	Fast Fourier Transform
RF	Rádio frequência



# List of symbols

$f_s$	Sampling frequency
$f_c$	Cutoff frequency
$f_{sb}$	Start frequency of the rejection band
$\Lambda$	Lambda
$\zeta$	Lowercase Greek letter zeta
$\in$	Belongs to



---

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>17</b>
<b>1.1</b>	<b>Mineração no Brasil</b>	<b>17</b>
1.1.1	Objetivos	18
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>19</b>
<b>2.1</b>	<b>Transdutores piezoelétricos</b>	<b>19</b>
<b>2.2</b>	<b>O filtro anti-aliasing e o teorema da amostragem</b>	<b>21</b>
<b>2.3</b>	<b>Conversor analógico-digital</b>	<b>23</b>
<b>3</b>	<b>MATERIAIS E MÉTODOS</b>	<b>25</b>
<b>3.1</b>	<b>Levantamento de requisitos</b>	<b>25</b>
<b>3.2</b>	<b>Análise de requisitos</b>	<b>25</b>
<b>3.3</b>	<b>Condicionamento de sinais</b>	<b>26</b>
<b>3.4</b>	<b>Dimensionamento do ADC</b>	<b>26</b>
<b>3.5</b>	<b>Dimensionamento do FAA</b>	<b>28</b>
<b>3.6</b>	<b>Fonte de corrente</b>	<b>32</b>
<b>3.7</b>	<b>Microcontrolador</b>	<b>33</b>
<b>3.8</b>	<b>Telemetria</b>	<b>34</b>
<b>3.9</b>	<b>Fonte Linear</b>	<b>35</b>
<b>3.10</b>	<b>Fonte chaveada <i>boost</i></b>	<b>36</b>
<b>3.11</b>	<b>Consumo total</b>	<b>36</b>
<b>3.12</b>	<b>Escolha de componentes</b>	<b>37</b>
3.12.1	Microcontrolador	37
3.12.2	Telemetria	38
3.12.3	Fonte Linear	39
3.12.4	Fonte de corrente	40
3.12.5	Filtro anti-aliasing	40
3.12.6	Fonte chaveada <i>boost</i>	41
3.12.7	Consumo total	42
<b>3.13</b>	<b>Projeto</b>	<b>43</b>
3.13.1	Esquemático	43
3.13.1.1	Fontes	43
3.13.1.2	Filtro anti-aliasing	44
3.13.1.3	STM32F103C8T6	46

3.13.1.4	nRF24L01+	47
3.13.2	PCB	48
3.13.3	Fabricação e solda	51
<b>3.14</b>	<b>NI-9234</b>	<b>52</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>55</b>
<b>4.1</b>	<b>Níveis de tensão</b>	<b>56</b>
4.1.1	Reguladores de tensão	56
4.1.2	Condicionamento de sinal	56
<b>4.2</b>	<b>Consumo</b>	<b>59</b>
<b>4.3</b>	<b>Ensaio</b>	<b>62</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	<b>65</b>
<b>REFERÊNCIAS</b>		<b>67</b>
<b>APÊNDICES</b>		<b>69</b>
<b>APÊNDICE A – QUISQUE LIBERO JUSTO</b>		<b>71</b>
<b>APÊNDICE B – NULLAM ELEMENTUM URNA VEL IMPERDIET SODALES ELIT IPSUM PHARETRA</b>		<b>73</b>
<b>ANEXOS</b>		<b>75</b>
<b>ANEXO A – MORBI ULTRICES RUTRUM LOREM</b>		<b>77</b>
<b>ANEXO B – CRAS NON URNA SED FEUGIAT CUM SOCIIS NATOQUE PENATIBUS</b>		<b>79</b>
<b>ANEXO C – FUSCE FACILISIS LACINIA DUI</b>		<b>81</b>

# 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 5% do PIB do país e geram mais de dois milhões de empregos diretos e indiretos.([MINERAÇÃO](#), )

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.([PETRÓLEO](#), )

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 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<sup>TM</sup>.

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 se aplicar uma força mecânica. Os transdutores IEPE pré-amplificam esse sinal de forma a possibilitar a condução dos mesmos através de cabos coaxiais.

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

### 1.1.1 Objetivos

Para o período de estágio foi proposto o projeto de um sistema de aquisição semelhante ao NI-9234 que atendesse às necessidades do mercado de mineração, com ambos preço e tecnologia competitivos.

Nesse relatório 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.

## 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).

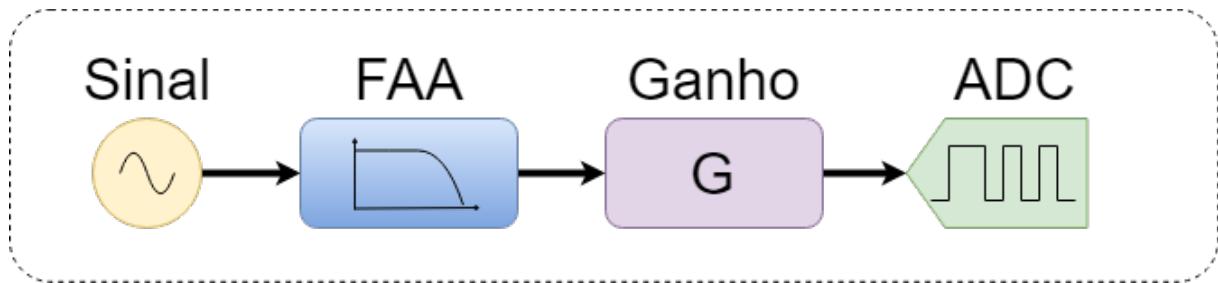


Figura 1 – Condicionamento do sinal analógico

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

### 2.1 Transdutores piezoelétricos

Transdutores piezoelétricos são largamente utilizados para monitoramento industrial. Estes 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 (*Integrated Electronics Piezo-Electric*). 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.

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, )

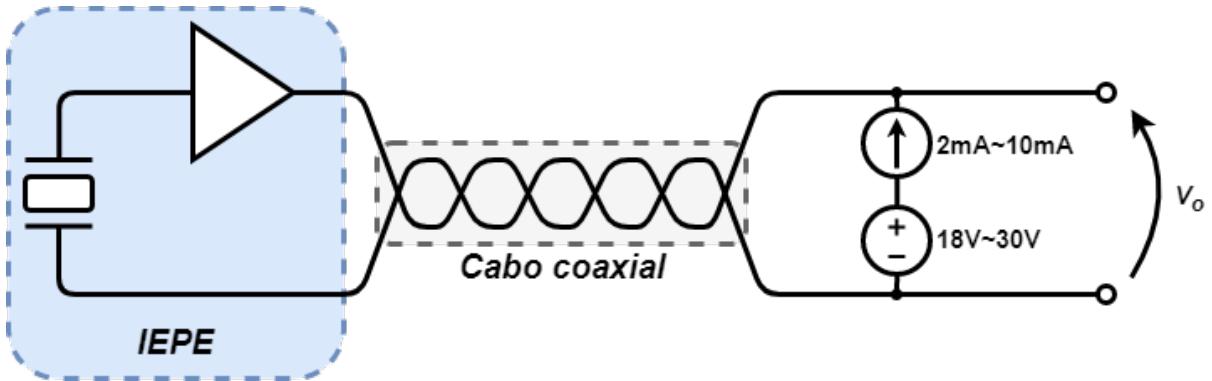


Figura 2 – Diagrama de interligação de um transdutor *IEPE*

## 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, )

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.

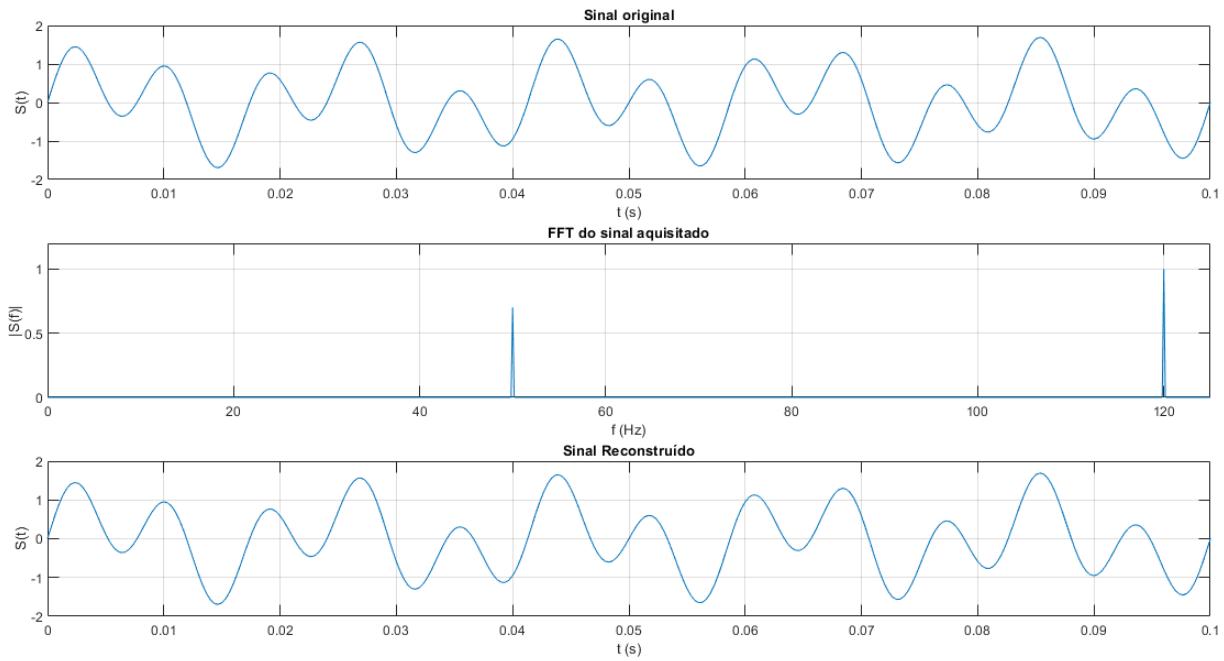


Figura 3 – Exemplo de sinal sem *aliasing* amostrado à 250Hz

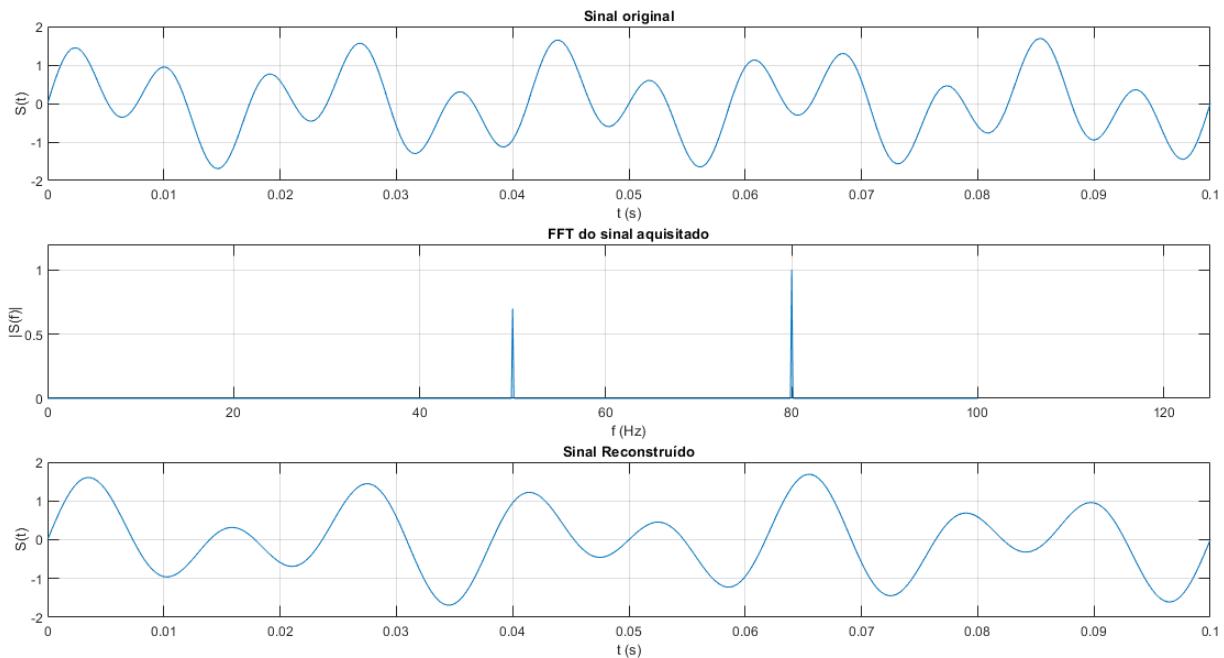


Figura 4 – Exemplo de sinal com *aliasing* amostrado à 200Hz

O filtro anti-*aliasing* trata-se de um filtro passa-faixa ou passa-baixa. Como no projeto não há restrições com relação à baixas frequências, o filtro anti-*aliasing* deste projeto é um filtro passa-baixa. Um filtro passa-baixa ideal possui característica de módulo em frequência mostrada na Figura 5.

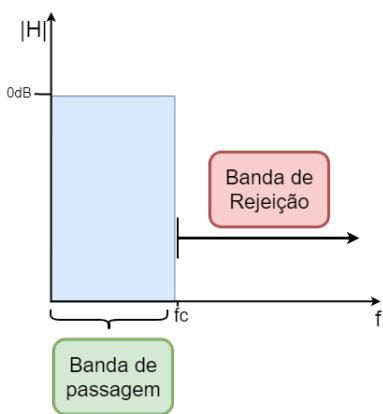


Figura 5 – Resposta em frequência de um filtro ideal

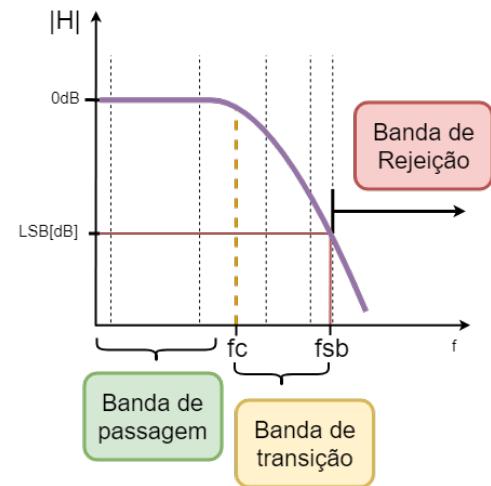


Figura 6 – Resposta em frequência de um filtro real

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.

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*. 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, todos os valores digitalizados são múltiplos da resolução.

# 3 Materiais e Métodos

## 3.1 Levantamento de requisitos

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.
- Possuir quatro canais com entradas para conectores BNC.
- Ser capaz de aquisitar sinais de 1kHz com uma resolução de  $50mg$ , sendo  $g$  a aceleração da gravidade.
- Ser capaz de operar por 2h com um *powerbank* modelo CB078 com saída de 5V e capacidade de 2200mAh.
- Todos os componentes, com exceção da fabricação das PCBs(*Printed Circuit Board*), devem ser encontrados à venda no Brasil.

## 3.2 Análise de requisitos

A partir dos requisitos, a placa deve possuir, essencialmente, uma ou mais fontes reguláveis, um ou mais conversores ADC (*analog-digital converter*), unidades de lógica programável e sistemas de telecomunicações.

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.

Os sensores de vibração utilizados na empresa são do modelo CTC AC102. 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](#), )

- 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:  $1 - 10.000Hz$

A última consideração a ser feita é com relação aos componentes possuírem disponibilidade no Brasil. Infelizmente, existe uma grande dificuldade de se encontrar componentes com características desejáveis para projetos que exigem precisão. Assim, a ordem de definição da arquitetura do projeto pode ser invertida. Por exemplo, no Brasil existe uma variedade maior de fontes de alimentação do que de microcontroladores. Dessa forma, os componentes da fonte de alimentação serão determinados após a escolha do microcontrolador.

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

### 3.3 Condicionamento de sinais

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.

A fim de desenvolvimento do projeto, será considerado que a tensão média de saída será de  $14V$ . Mais à frente irá ser demonstrado que essa premissa é indiferente. Esta será a tensão média em que o sinal de  $\pm 5V$  irá varia, excursionando de  $7V$  a  $17V$ . Assim, como o sinal excursiona 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  $19V$ .

### 3.4 Dimensionamento do ADC

As condições de contorno do projeto impõem uma resolução de  $50mg$ . 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:  $V_{o(max)} = G(V_{i(av)} + \frac{V_{i(pp)}}{2})$ ;

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  $50mg$  representam 50 vezes o valor anterior. Logo:

$$\begin{aligned} V_{o(50mg)} &= 50V_{o(1mg)} \\ V_{o(50mg)} &= 50G/10000 \\ V_{o(50mg)} &= G/200 \end{aligned}$$

Percebe-se que o valor da tensão de saída independe da tensão média de entrada, podendo esta variar entre os valores nominais do sensor de  $10V$  a  $14V$ . Isso se dá uma vez que realiza-se a correção do *offset*, tornando  $V_{o(50mg)}$  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  $50mg$ . Sendo a sensibilidade do sensor  $100mV/g$ , então  $50mg$  correspondem a  $5mV$  de excursão na tensão de entrada. Dessa forma, pode-se escrever LSB em função da mínima resolução desejada.

$$LSB = 5 \times 10^{-3} \times G$$

Substituindo na equação do ganho:

$$\begin{aligned} G &= V_{o(max)} / V_{i(max)} \\ G &= \frac{LSB \times 2^n}{V_{i(max)}} \\ G &= \frac{G \times 5 \times 10^{-3} \times 2^n}{V_{i(max)}} \\ 1 &= \frac{5 \times 10^{-3} 2^n}{V_{i(max)}} \\ 2^n &= \frac{V_{i(max)}}{5 \times 10^{-3}} \\ n &= \log_2 \left( \frac{V_{i(max)}}{5 \times 10^{-3}} \right) = \log_2 \left( \frac{19}{5 \times 10^{-3}} \right) \\ n &= 11,89 \end{aligned}$$

Como o número de *bits* do conversor ADC deve ser um número inteiro, *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.

### 3.5 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. As-

sim, o ganho na banda de rejeição  $H(f_{SB})$  é dada por:

$$\begin{aligned} H(f_{SB}) &= LSB/V_{o(max)} \\ H(f_{SB}) &= \frac{LSV}{2^n \times LSV} \\ H(f_{SB}) &= 2^{-n}V/V \\ &\text{ou} \\ H(f_{SB})_{[dB]} &= -20\log(2^n)dB \end{aligned}$$

Como já calculado anteriormente,  $n = 12$ . Assim:

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

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

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

Em que  $m$  é a ordem do filtro. Logo, um filtro de sexta ordem levaria menos de uma década para atenuar o sinal em  $72,25dB$ .

O ensaio de vibração que baseia o projeto possui, 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. Então, é importante que o filtro possua uma banda de passagem plana, com o mínimo *ripple* possível, para que as amplitudes não variem dentro da banda de passagem. Como, em geral, apenas uma frequência é presente, não há a necessidade da característica de fase do filtro ser linear.

Com isso, optou-se pelo filtro de topologia *Butterworth*, que apresenta banda de passagem plana. O filtro ainda é caracterizado por ser de sexta ordem, com frequência de corte de  $2kHz$ . Esta frequência foi escolhida um pouco acima da frequência de interesse pelo fato do ganho da frequência de corte já ser de  $-3dB$ . Assim, se a frequência de  $1kHz$  fosse escolhida como frequência de corte, os sinais com essa frequência seriam atenuados em cerca de 30%.

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 de apenas 94 centavos OP07CDR atende à tais especificações com um *offset* típico de  $60\mu V$ .

Para o projeto do filtro, utilizou-se o *software* FilterPro<sup>TM</sup> da Texas Instruments<sup>TM</sup>. As Figuras 7, 8 e 9 apresentam o circuito recomendado para o filtro passa-baixa de 6<sup>a</sup> ordem *Butterworth* com topologia *Sallen Key* de ganho unitário, frequência de corte  $f_c = 2kHz$  e frequência de rejeição  $f_{SB} \simeq 8,2kHz$ .

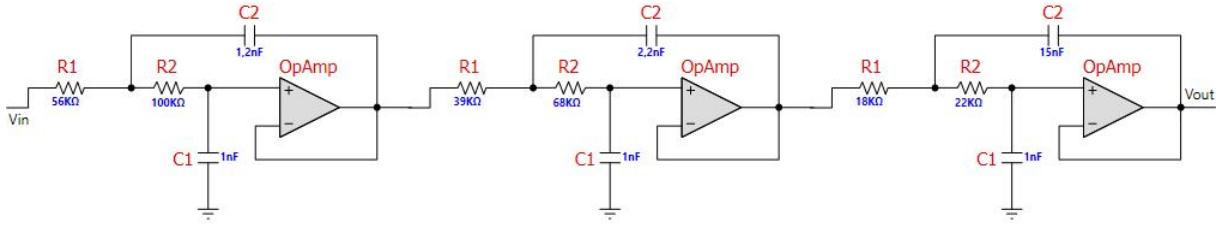


Figura 7 – Filtro anti-aliasing

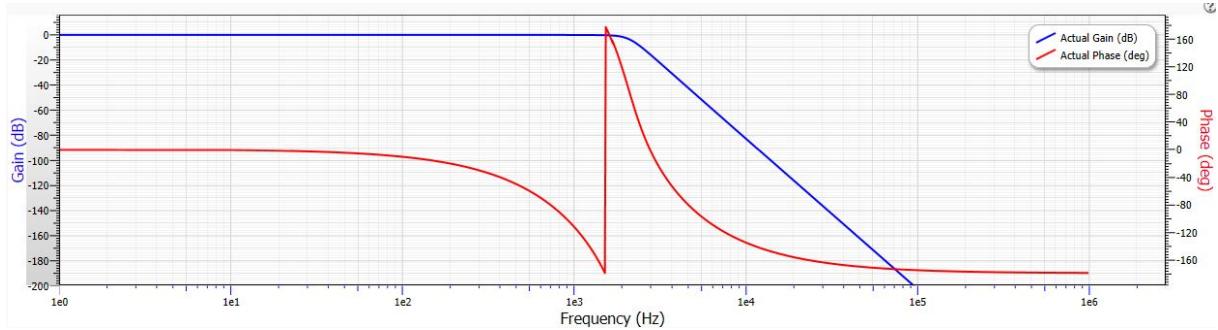


Figura 8 – Diagrama de Bode do FFA

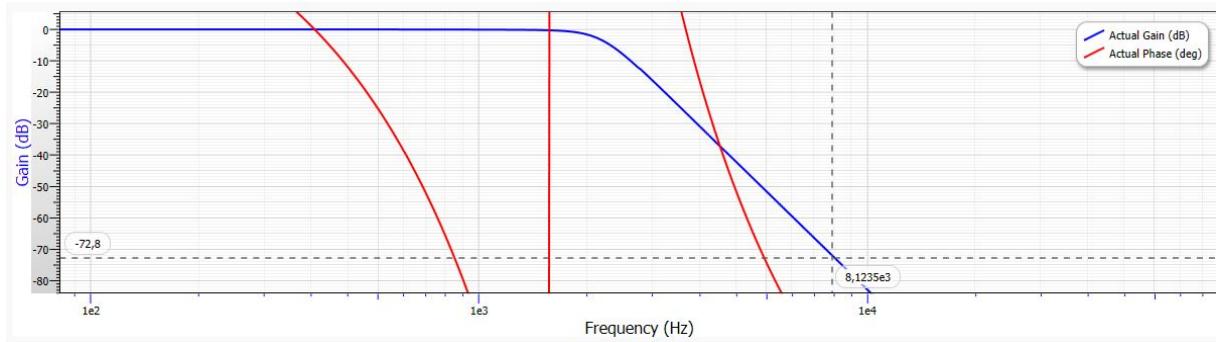


Figura 9 – Zoom na banda de transição

Após o FAA, o nível do sinal é atenuado para valores abaixo de 3,3V por meio do ganho  $G$ . Como já citado anteriormente, 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, 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  $8,2\text{kHz}$ . Assim, pelo teorema da amostragem seria necessária uma amostragem de, pelo menos,  $16,4\text{kHz}$  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  $f = 1\text{kHz}$  em diante. Tomando uma margem de segurança de aproximadamente  $500\text{Hz}$ , uma frequência de amostragem de  $f_s = 10\text{kHz}$  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  $1\text{kHz}$  para a frequência de corte e de  $2\text{kHz}$  para o início da banda de rejeição, novamente torna-se dispensável a utilização de componentes de precisão.

### 3.6 Fonte de corrente

A fonte de corrente usará a topologia da Figura 10.

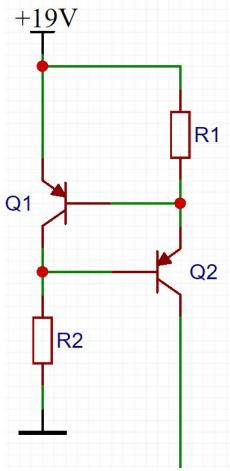


Figura 10 – Fonte de corrente

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  $V_{be}s$  ficassem 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

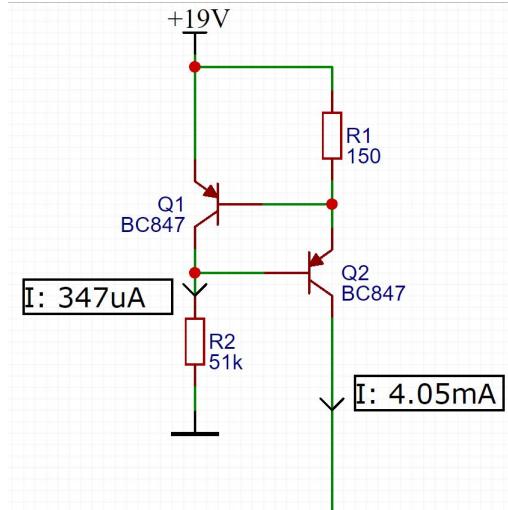


Figura 11 – Fonte de corrente com medições

resistores da fonte de corrente não precisam ter valores precisos. Resistores de 5% podem ser usados sem influenciar nos resultados.

Os transistores devem ser transistores de sinal, com  $V_{be} \simeq 0,7V$ . Assim, utilizou-se os transistores BC857B que são facilmente encontrados e possuem baixo custo.

### 3.7 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* e a venda no Brasil restringe a escolha de microcontroladores a apenas o STM32F103C8T6.(ST, ) Nenhum outro microcontrolador com conversor de 12 *bits* foi encontrado à venda.

Apesar disso, 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 DMIPS/MHz
- 2xADC de 12 *bits* com até 1MS/s
- Tensão de alimentação de 2V a 3.6V
- 2xSPI
- 3xUSART
- 2xI<sup>2</sup>C

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.

O microcontrolador ainda pode ser encontrada em módulos com os componentes básicos para utilização como capacitores e barra de pinos para programação. Esse módulo é vendido no Brasil por cerca de 20 reais.

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.

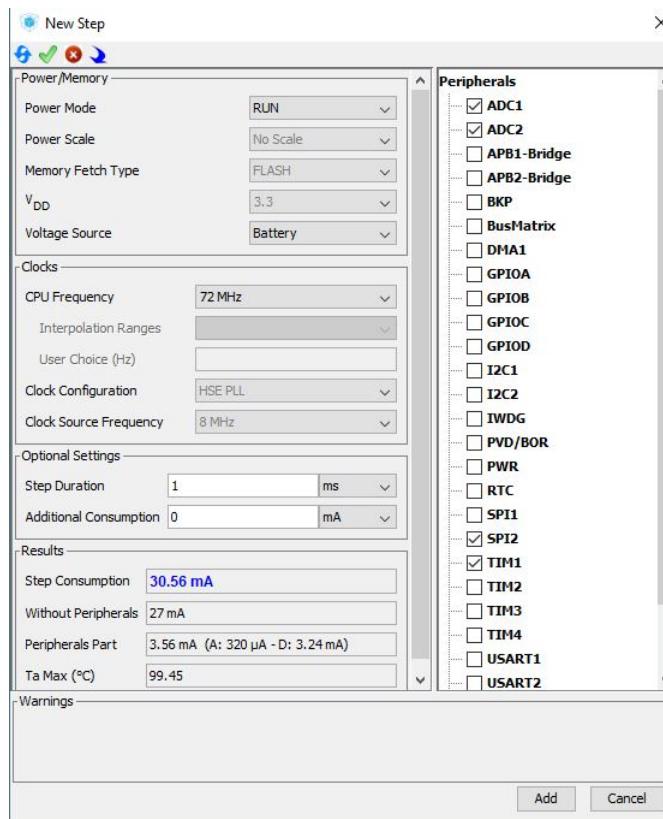


Figura 12 – Consumo estimado do STM32F103C8T6

## 3.8 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:

$$f_s = 10\text{kHz} \cdot \text{Total de bytes por amostra} = 4 \times 12 = 48\text{bits} = 6\text{bytes} \cdot B/s = 6 \times 10000 = 60kB/s$$

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

- 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)

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.

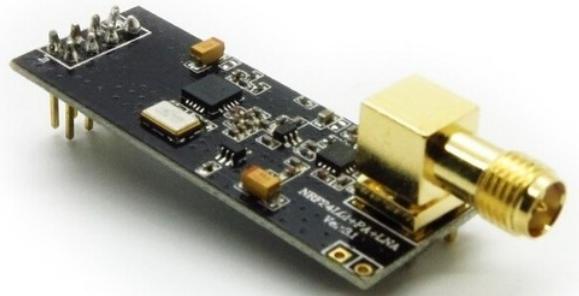


Figura 13 – Módulo nRF24L01+ <sup>[1](#)</sup>

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  $115mA$ .

### 3.9 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

---

<sup>1</sup> Acessado(03/06/2018): <https://www.epictinker.com/IT-NRF24L01-PA-LNA-p/it-nrf24l01-pa-lna.htm>

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.

### 3.10 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 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, é de abaixo 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 os 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 de corrente de 4A.

### 3.11 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

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*.

## 3.12 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.

### 3.12.1 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* e a venda no Brasil restringe a escolha de microcontrolares a apenas o STM32F103C8T6.(ST) Nenhum outro microcontrolador com conversor de 12 *bits* foi encontrado à venda.

Apesar disso, 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

- $2xI^2C$

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

O microcontrolador ainda pode ser encontrada em módulos com os componentes básicos para utilização como capacitores e barra de pinos para programação. Esse módulo é vendido no Brasil por cerca de 20 reais.

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 10.

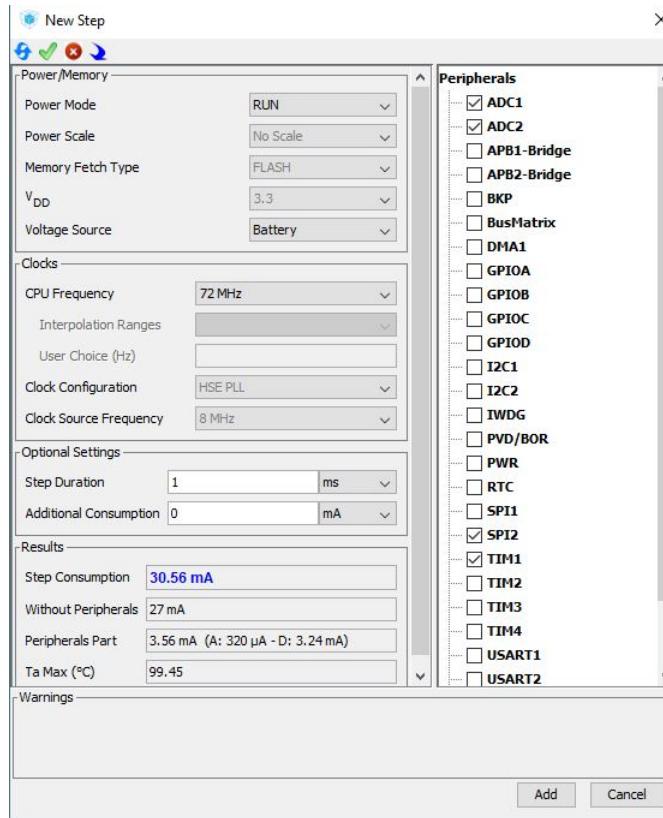


Figura 14 – Consumo estimado do STM32F103C8T6

### 3.12.2 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:

$$f_s = 20\text{kHz} \cdot \text{Total de bytes por amostra} = 4 \times 12 = 48\text{bits} = 6\text{bytes} \cdot B/s = 6 \times 20000 = 120kB/s$$

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

- 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)

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.

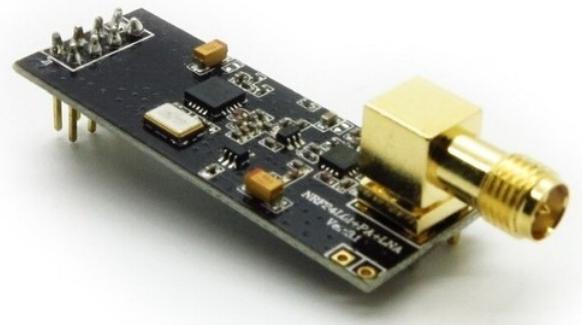


Figura 15 – Módulo nRF24L01+ <sup>[2](#)</sup>

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.

### 3.12.3 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.

---

<sup>2</sup> Acessado(03/06/2018): <https://www.epictinker.com/IT-NRF24L01-PA-LNA-p/it-nrf24l01-pa-lna.htm>

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.

### 3.12.4 Fonte de corrente

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.

Os transistores devem ser transistores de sinal, com  $V_{be} \simeq 0,7V$ . Assim, utilizou-se os transistores BC857B que são facilmente encontrados e possuem baixo custo.

### 3.12.5 Filtro anti-aliasing

Os amplificadores operacionais precisam possuir baixo *offset* e permitir alimentação não simétrica de até 19V. O amplificador operacional de apenas 94 centavos OP07CDR atende à tais especificações com um *offset* típico de  $60\mu V$ .

Para o projeto do filtro, utilizou-se o *software* FilterPro<sup>TM</sup> da Texas Instruments<sup>TM</sup>. As Figuras 12, 13 e 14 apresentam o circuito recomendado para o filtro passa-baixa de 6<sup>a</sup> ordem *Butterworth* com topologia *Sallen Key* de ganho unitário, frequência de corte  $f_c = 2kHz$  e frequência de rejeição  $f_{SB} \simeq 8,2kHz$ .

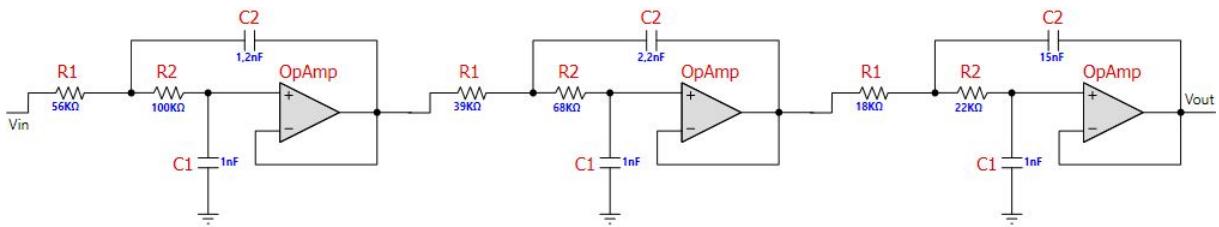


Figura 16 – Filtro anti-aliasing

Após o FAA, o nível do sinal é atenuado para valores abaixo de 3,3V por meio do ganho  $G$ . Como já citado anteriormente, 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:

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

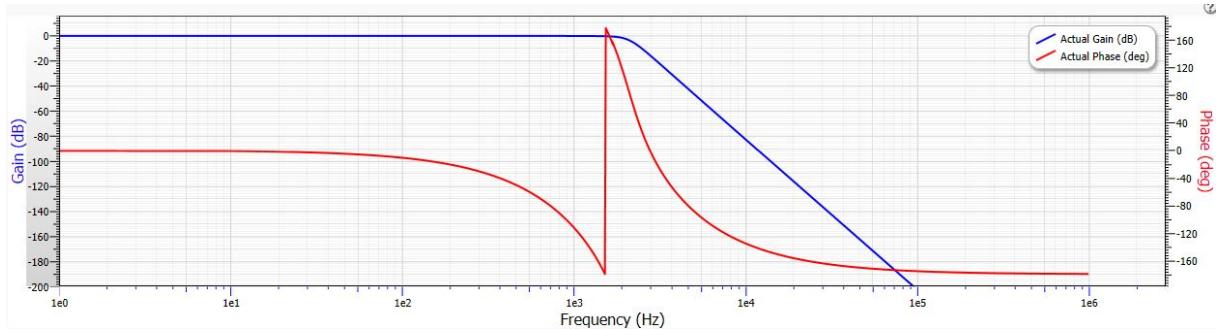


Figura 17 – Diagrama de Bode do FFA

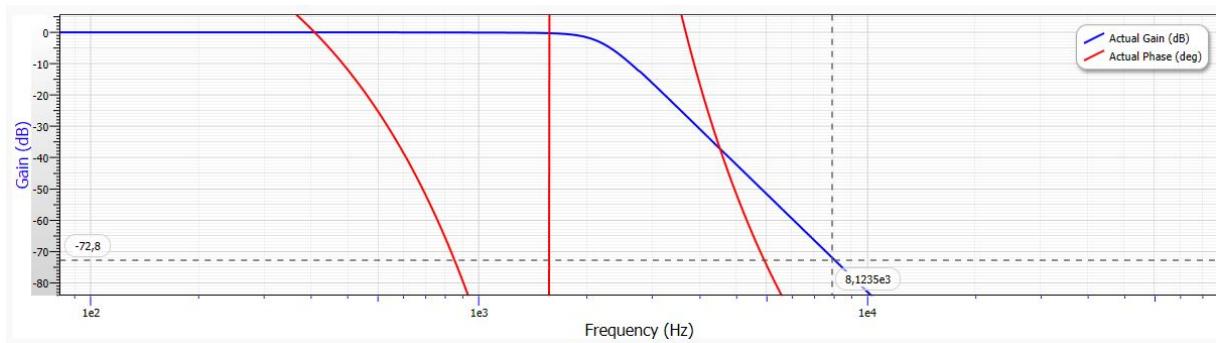


Figura 18 – Zoom na banda de transição

Como já mostrado, 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 14, nota-se que, para a taxa de amostragem de  $20\text{kHz}$  estipulada anteriormente, e com a banda de rejeição iniciando apenas em  $8,2\text{kHz}$ , garante-se que a amostragem será livre de *aliasing*.

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  $1\text{kHz}$  para a frequência de corte e de  $2\text{kHz}$  para o início da banda de rejeição, novamente torna-se dispensável a utilização de componentes de precisão.

### 3.12.6 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 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, é de abaixo 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 os 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 de corrente de 4A.

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

$$\begin{aligned} P &= \frac{V_{XL} \times I_{XL}}{\eta_{XL}} + \frac{V_{AMS} \times I_{AMS}}{\eta_{AMS}} \\ P &= \frac{19 \times 33,2mA}{0,75} + \frac{3,3 \times 70,56mA}{0,66} \\ P &= 1,19W \end{aligned}$$

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*.

## 3.13 Projeto

Para o desenvolvimento da placa, utilizou-se o *software* EasyEda. Este é grátis 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.

### 3.13.1 Esquemático

#### 3.13.1.1 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 15.

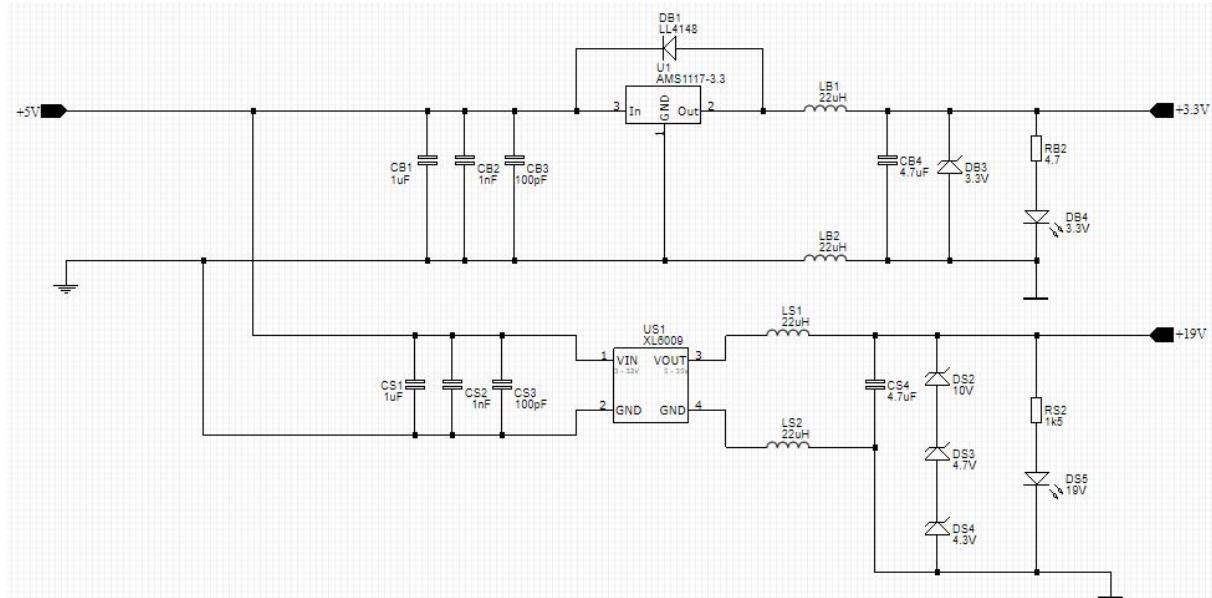


Figura 19 – Esquemático das fontes

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 altas freqüências. 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 16 apresenta os circuitos das fontes de corrente utilizadas. O BAV99 atua como grampeador de tensão, protegendo a entrada do FAA contra possíveis surtos de tensão.

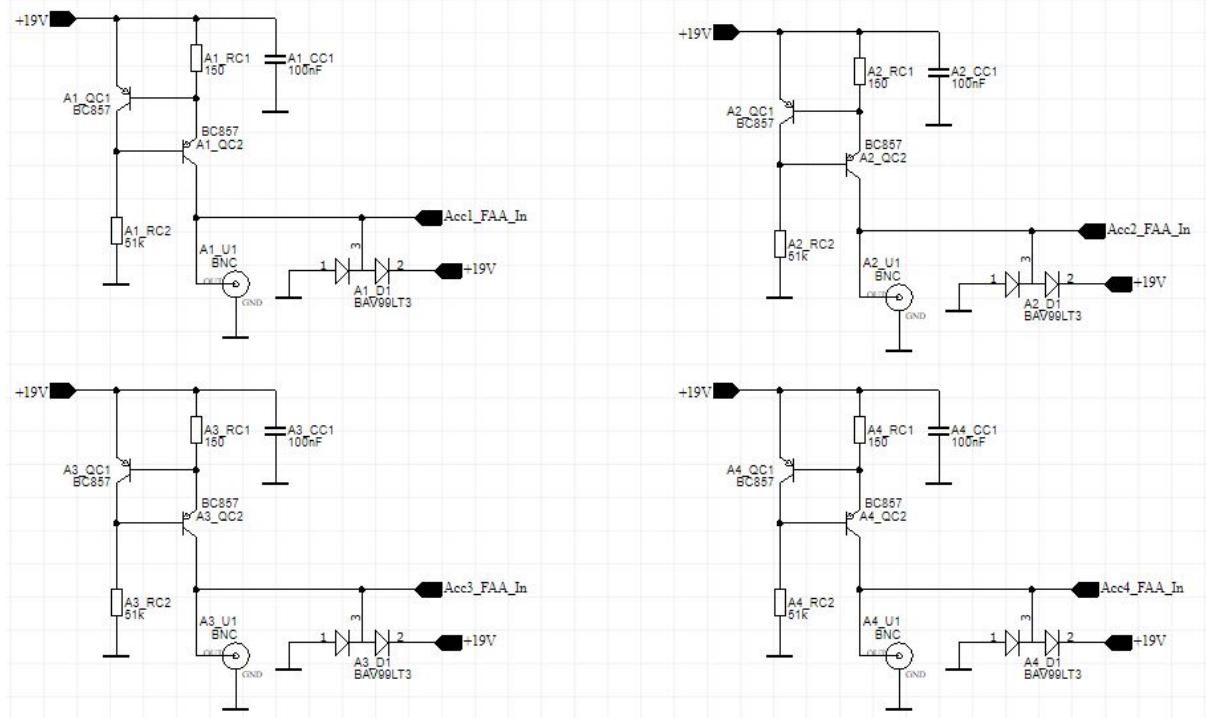


Figura 20 – Esquemático das fontes de corrente

### 3.13.1.2 Filtro anti-aliasing

A Figura 17 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  $1\mu F$  fornece energia em regimes transitórios.

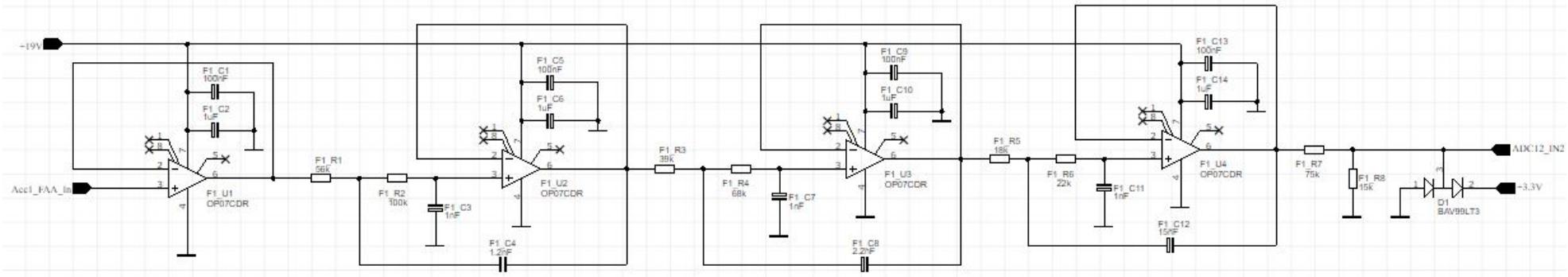


Figura 21 – Esquemático do filtro anti-aliasing

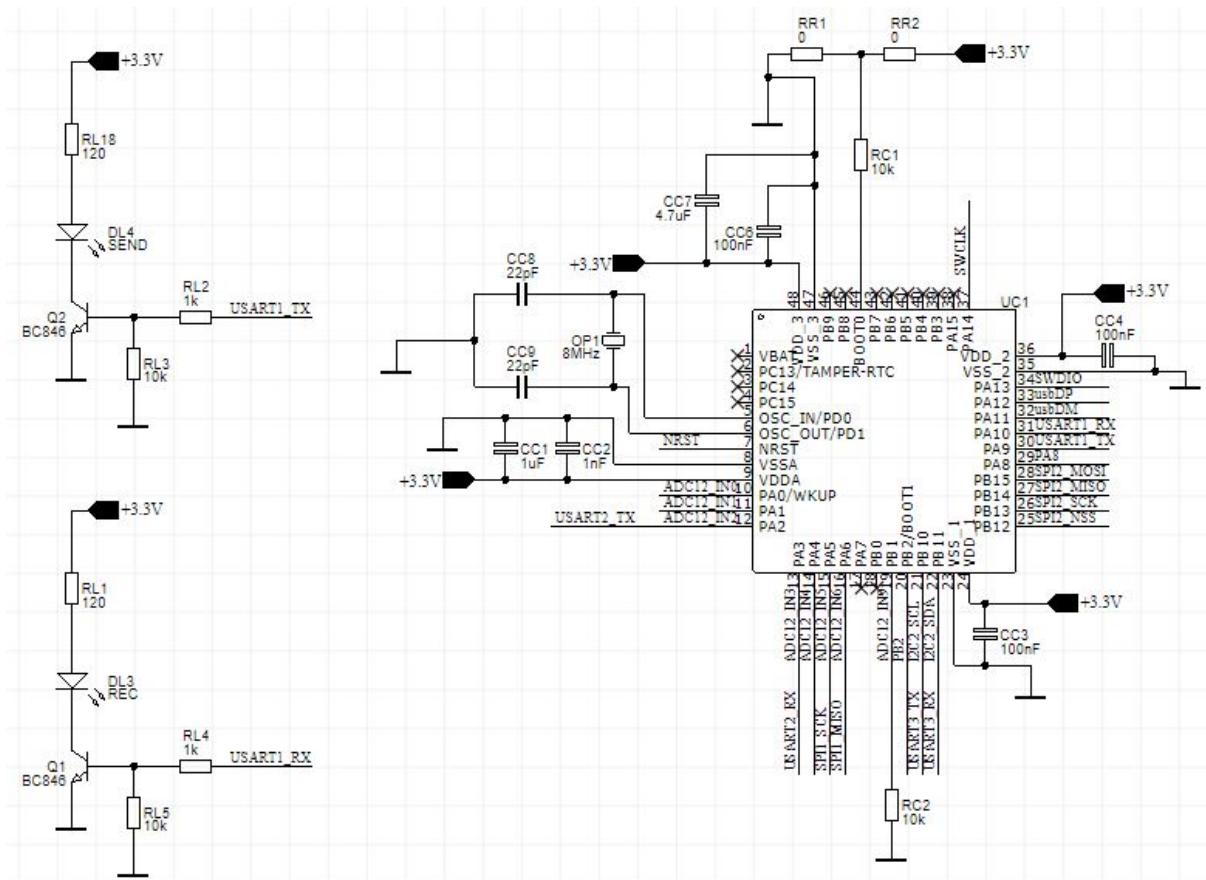
### 3.13.1.3 STM32F103C8T6

A Figura 18 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*.



**Table 9. Boot modes**

Boot mode selection pins		Boot mode	Aliasing
BOOT1	BOOT0		
x	0	Main Flash memory	Main Flash memory is selected as boot space
0	1	System memory	System memory is selected as boot space
1	1	Embedded SRAM	Embedded SRAM is selected as boot space

Figura 23 – Tabela de seleção de *boot*<sup>3</sup>

voltar o BOOT0 e só então realizar o *boot* com o novo código carregado. Não é possível gravar na memória *flash* diretamente sem o modo *debug*. Para alterar isso, deve-se fazer o *boot* pela memória do sistema e gravar o código com o modo *debug* ativado. Assim, o microcontrolador permite que o código seja alterado quando o *boot* é feito pela memória *flash*.

Normalmente, as placas demonstrativas desse microcontrolador vêm com *jumpers* para serem alternados no momento de gravação. Porém, em um primeiro contato com o microcontrolador, é interessante que o processo de gravação seja algo rápido, sem requisitar alterações de *hardware*. Assim, utilizou-se os resistores  $R_{R1}$  e  $R_{R2}$  de  $0\Omega$ . Na primeira gravação, o resistor  $R_{R2}$  é soldado e o  $R_{R1}$  não. A alteração para o modo *debug* é então feita e o resistor  $R_{R2}$  é dessoldado e o  $R_{R1}$  é soldado.

#### 3.13.1.4 nRF24L01+

A Figura 20 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.

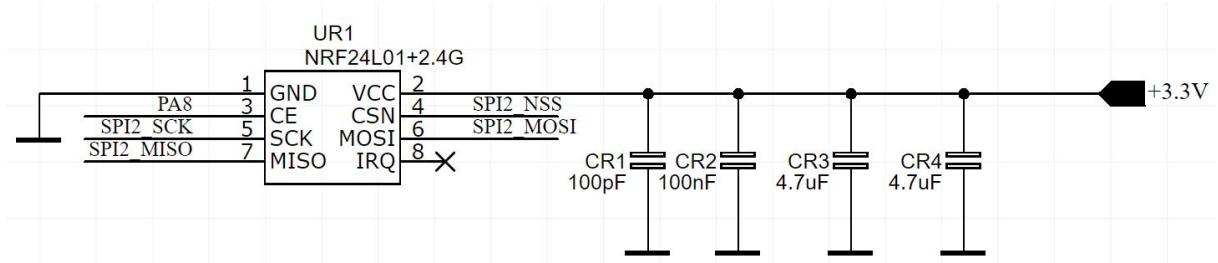


Figura 24 – Esquemático do nRF24L01+

### 3.13.2 PCB

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

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.

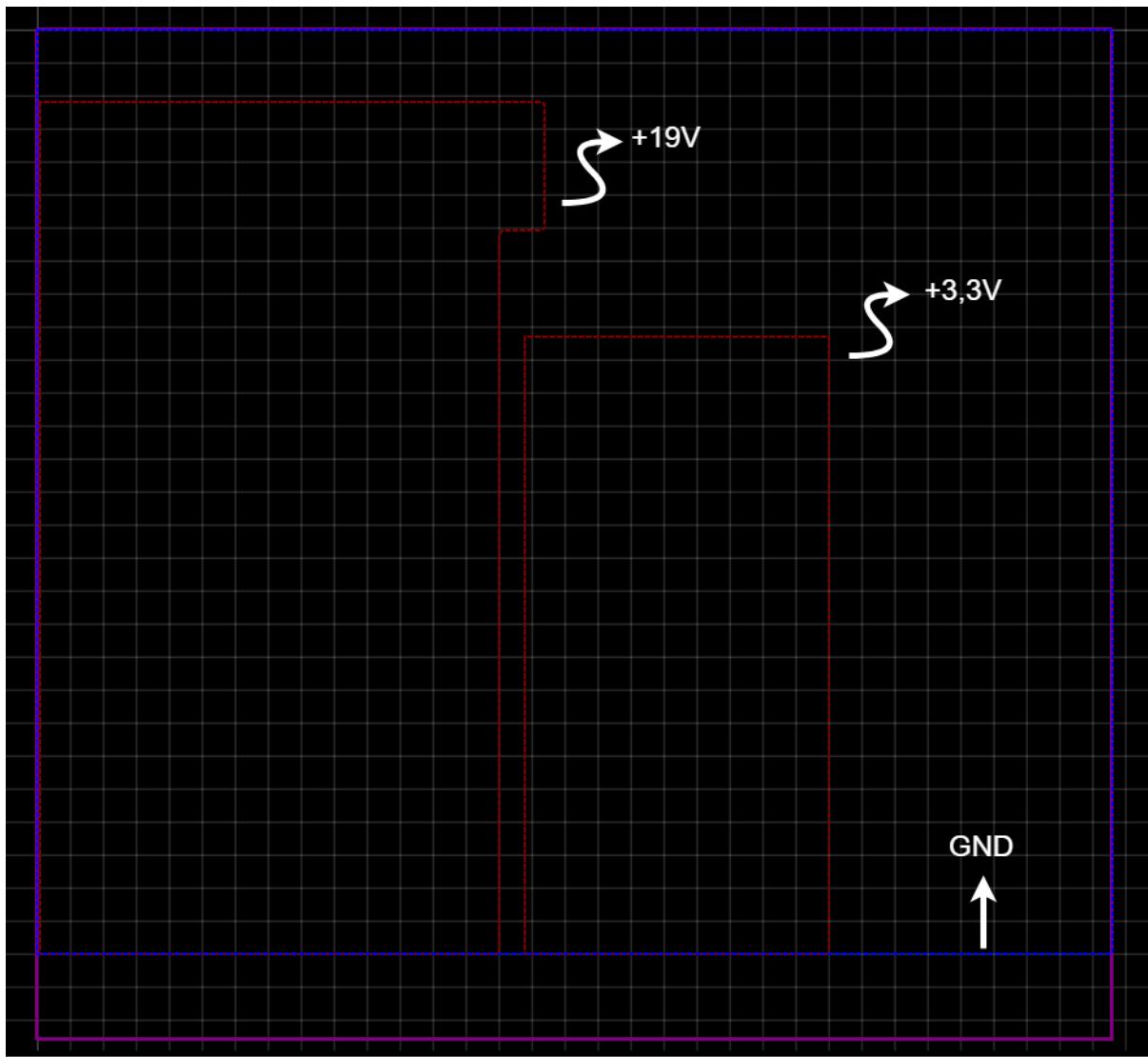


Figura 25 – Planos de terra, 19V e 3,3V

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

5,2mils, quando em temperatura ambiente de 25°C. Porém, além de diversos fabricantes trabalharem com trilhas apenas acima de 6 mils, existem fatores como a impedância da trilha que podem gerar quedas de tensão entre seus terminais. Por se tratar de um primeiro projeto, optou-se por utilizar trilhas de 10mils para alimentação e 8 mils para sinais.

Os componentes foram posicionados de forma que circuitos digitais de alta frequência ficasse distantes de circuitos analógicos e que as fontes de alimentação ficasse equidistantes da maioria dos circuitos. Isso pode ser visualizado na Figura 22. O microcontrolador por sua vez ficou posicionado de forma que estivesse mais próximo dos sinais analógicos, além de evitar cruzamento de trilhas.

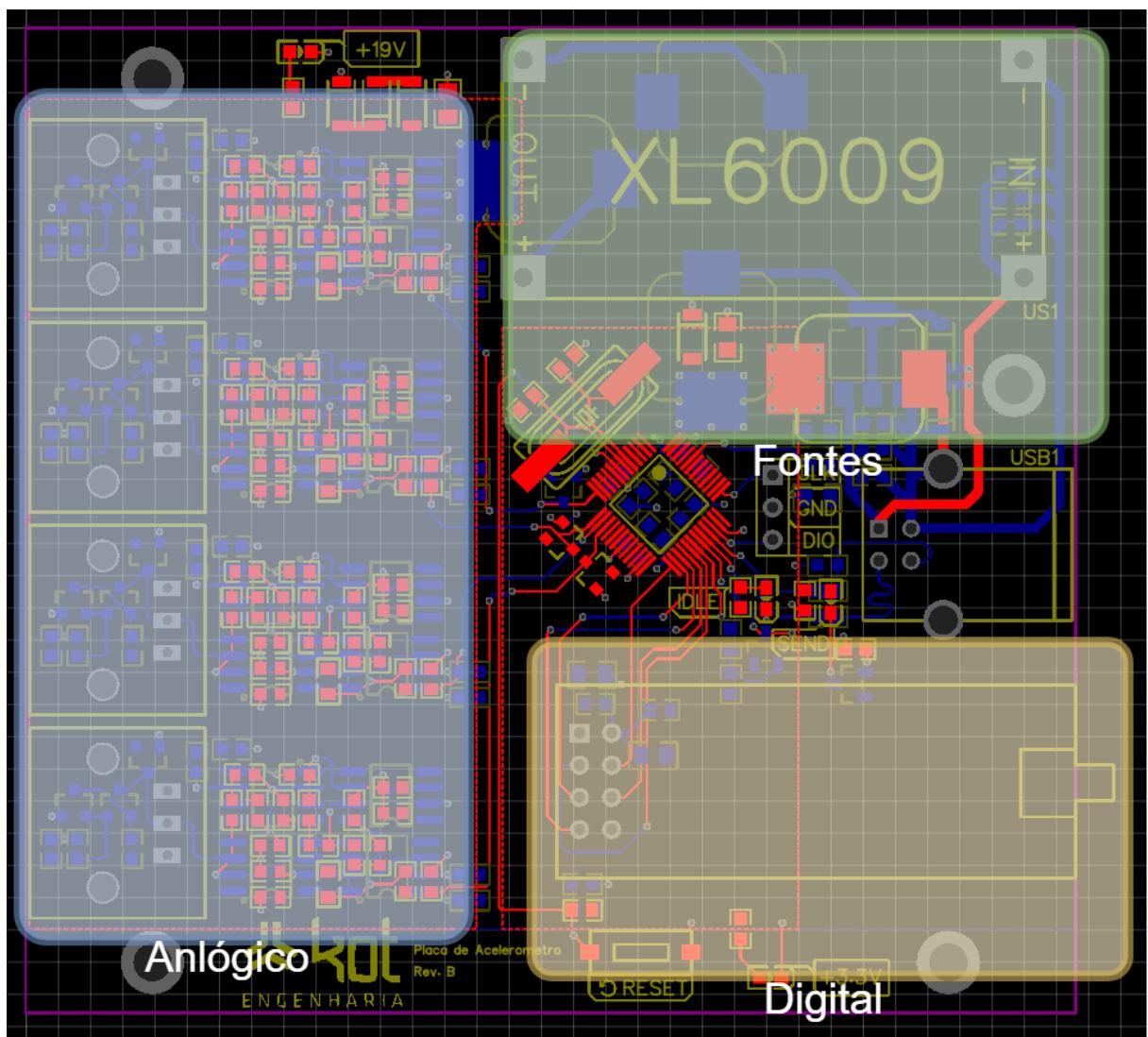


Figura 26 – Divisão das partes analógico, digital e fontes

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  $115mA$ .

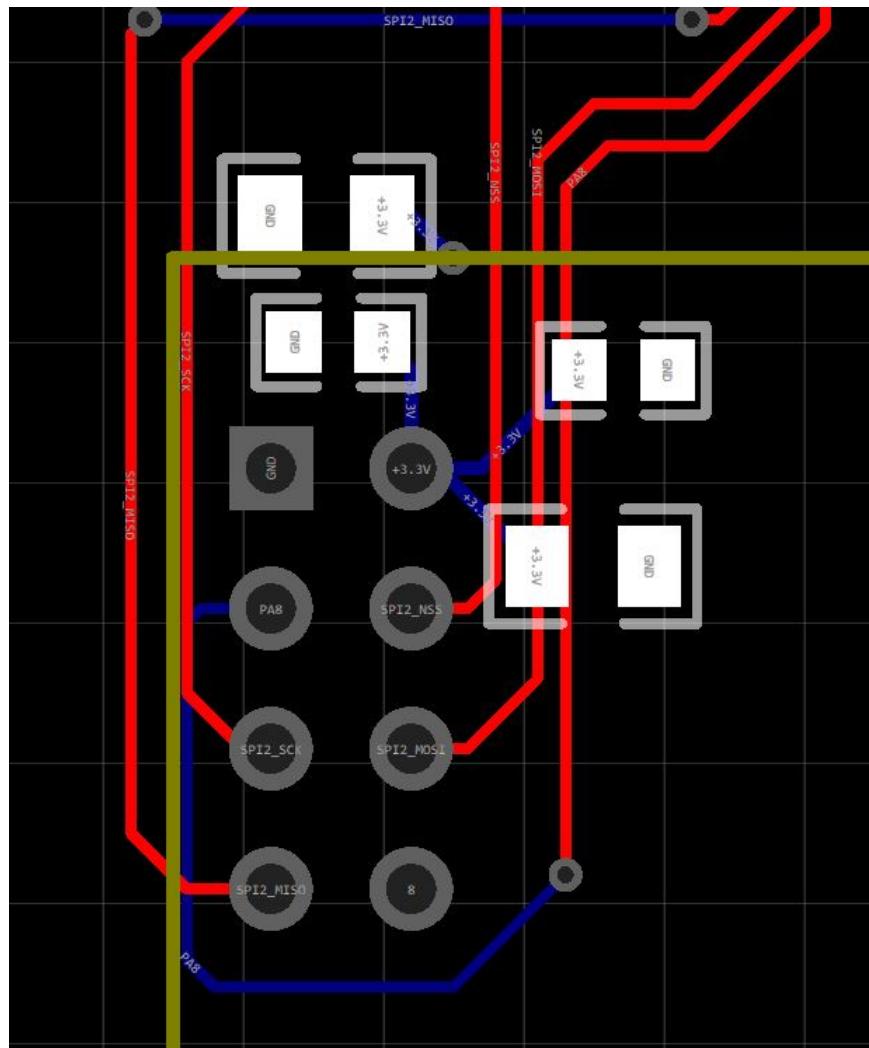


Figura 27 – Capacitores próximos aos pinos de alimentação

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.

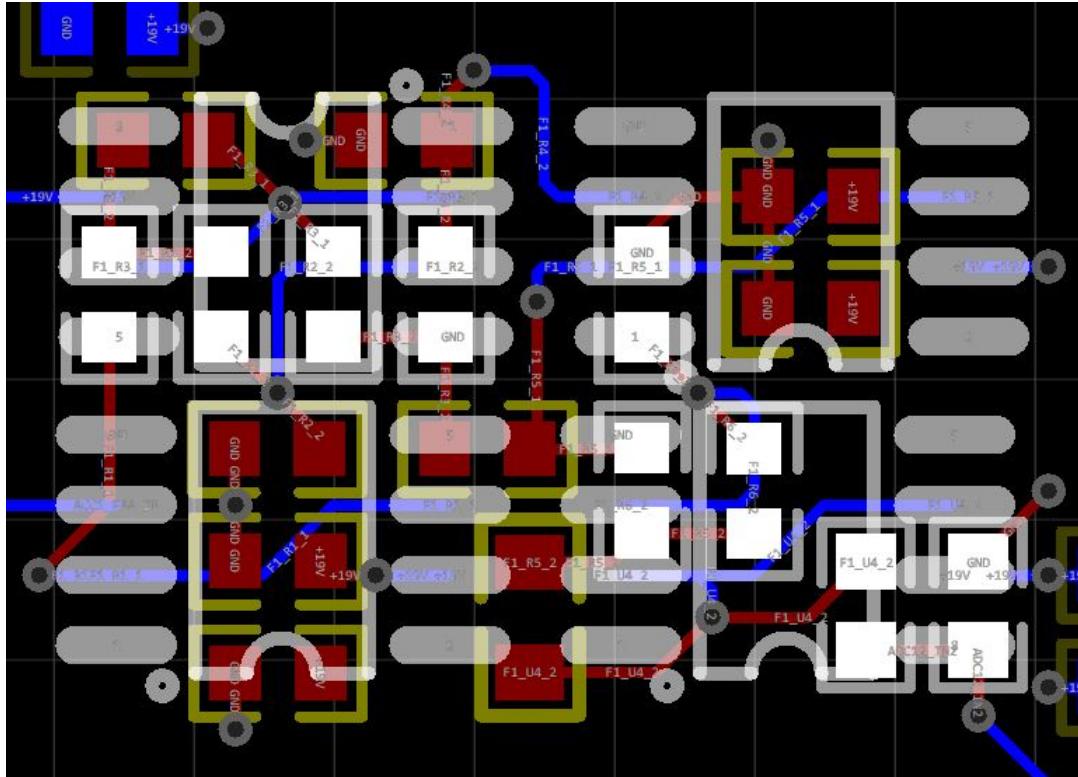


Figura 28 – Resistores e amplificadores operacionais orientados na mesma direção

A Figura 25 apresenta uma vista geral da placa. Com dimensões de 88,8mmx77,72mm, o custo de produção de 10 placas é de aproximadamente U\$2. O frete para o Brasil é de U\$54. Segundo a instrução normativa IN RFB N° 1737, de 15 de setembro de 2017, é aplicado à toda remessa expressa internacional abaixo de U\$3000,00 uma alíquota única de 60% do valor total, incluindo o frete. Assim, o preço total de 10 placas ficariam em torno de U\$90 ou U\$9 por placa.

### 3.13.3 Fabricação e solda

A placa foi encomendada pelo site *JLCPCB*, que possui os preços informados no capítulo anterior. Na época de fabricação, o preço final de cada placa ficou em torno de 16 reais, pois outras placas foram encomendadas no mesmo frete.

Os componentes foram comprados em diversos sites virtuais no Brasil. A compra de componentes suficientes para a montagem de 5 placas totalizou aproximadamente 300 reais.

Para soldar os componentes, utilizou-se a estação de solda da Hikari 936A com ponta tipo fenda e estanho de espessura de 0,5mm. Isso permitiu realizar a solda de componentes pequenos e, principalmente, do microcontrolador utilizado, uma vez que o espaçamento entre os pads é de 0,5mm.

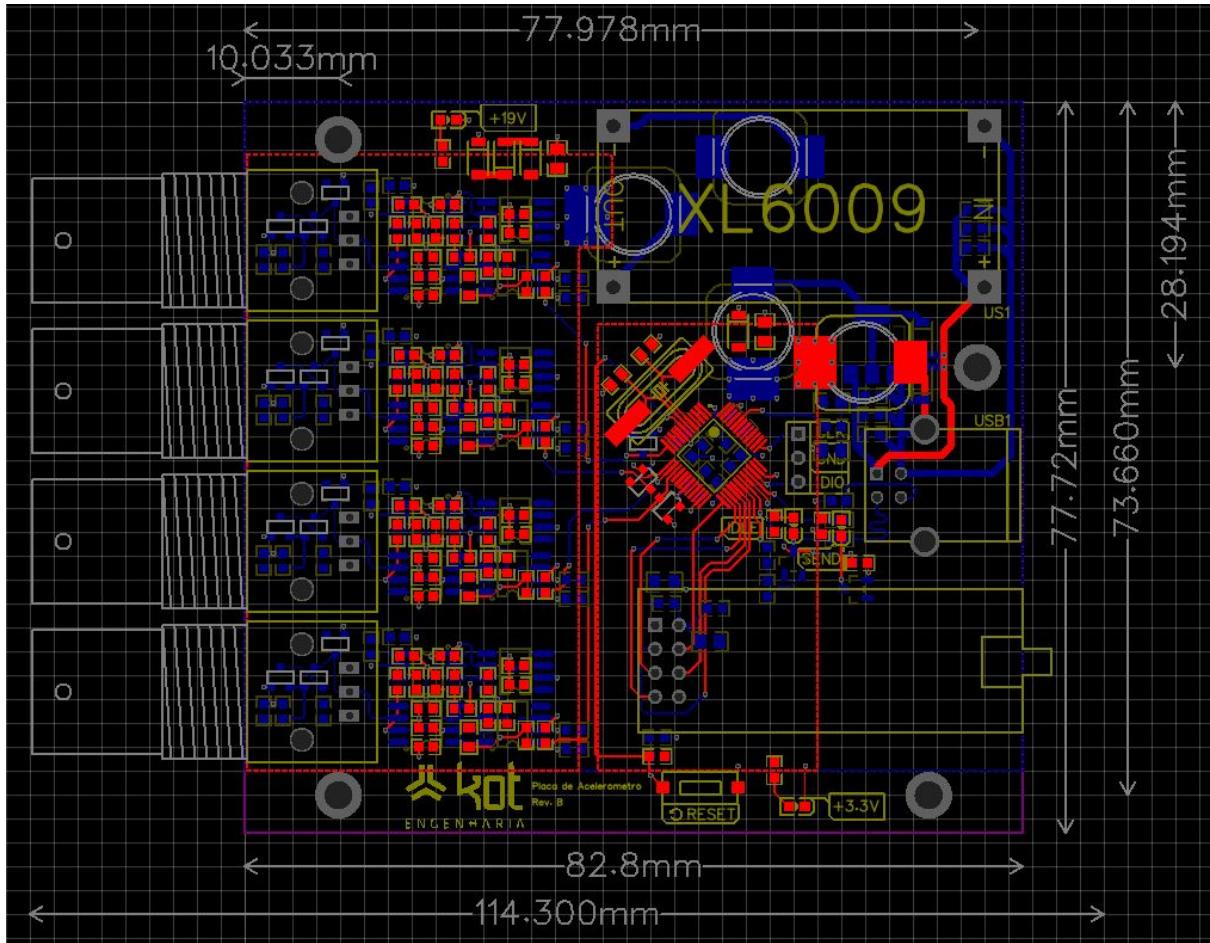


Figura 29 – Placa final

### 3.14 NI-9234

Em qualquer projeto de engenharia é de fundamental importância o entendimento pleno do que deve ser feito e quais necessidades devem ser atendidas. Isso evita retrabalhos, geração de custos não previstos e atrasos na entrega do produto final.

Analizando rapidamente o *datasheet* do módulo NI-9234, obtém-se as seguintes características de tratamento de sinais:

- 4 canais
- Acoplamento AC ou DC
- 24 *bits* de resolução

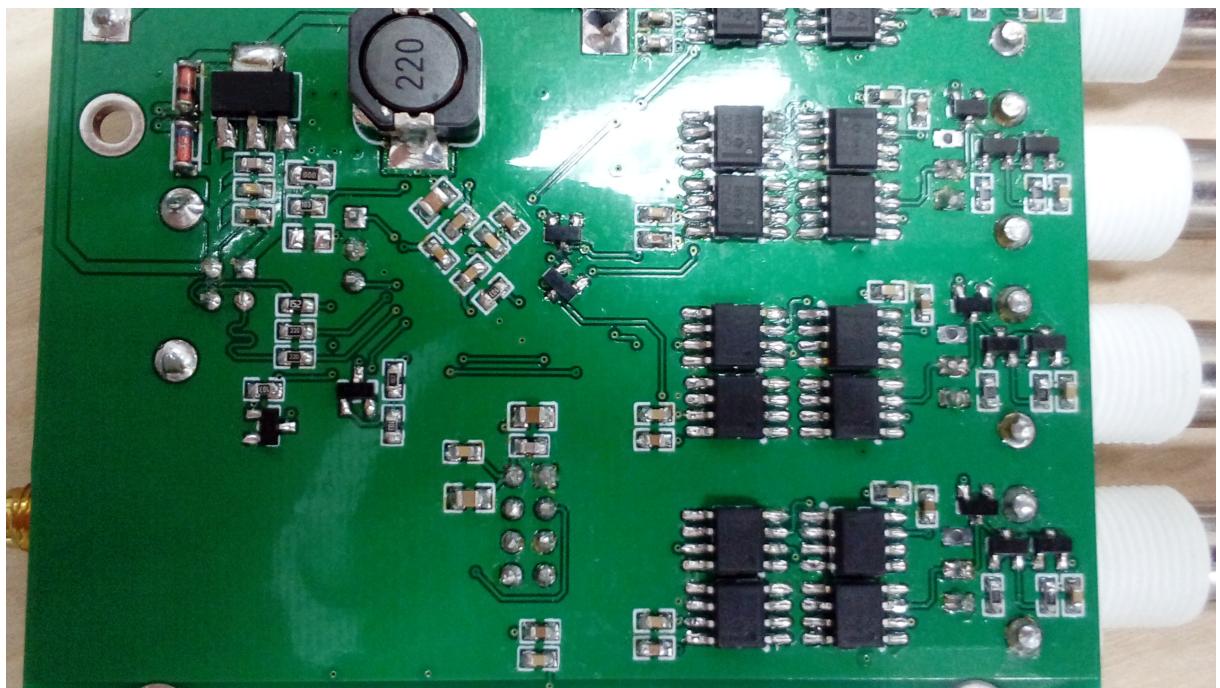


Figura 30 – Solda do *layer* inferior

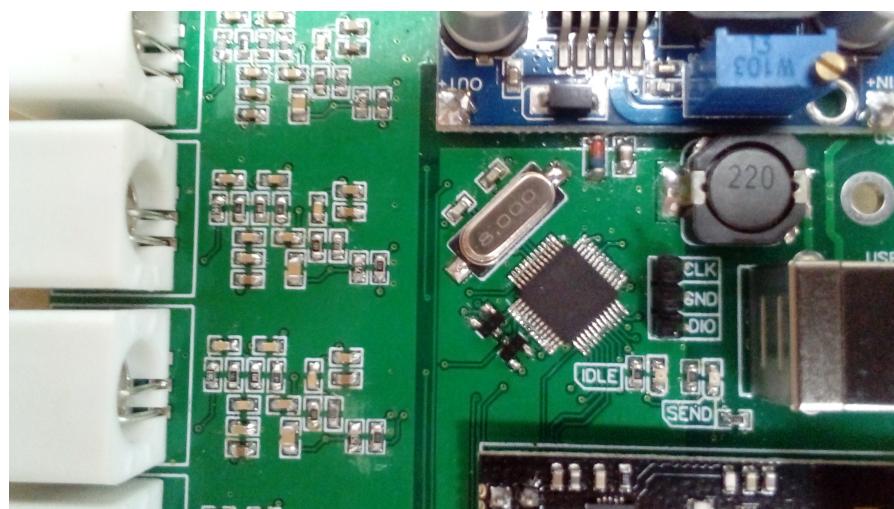


Figura 31 – Solda do *layer* superior

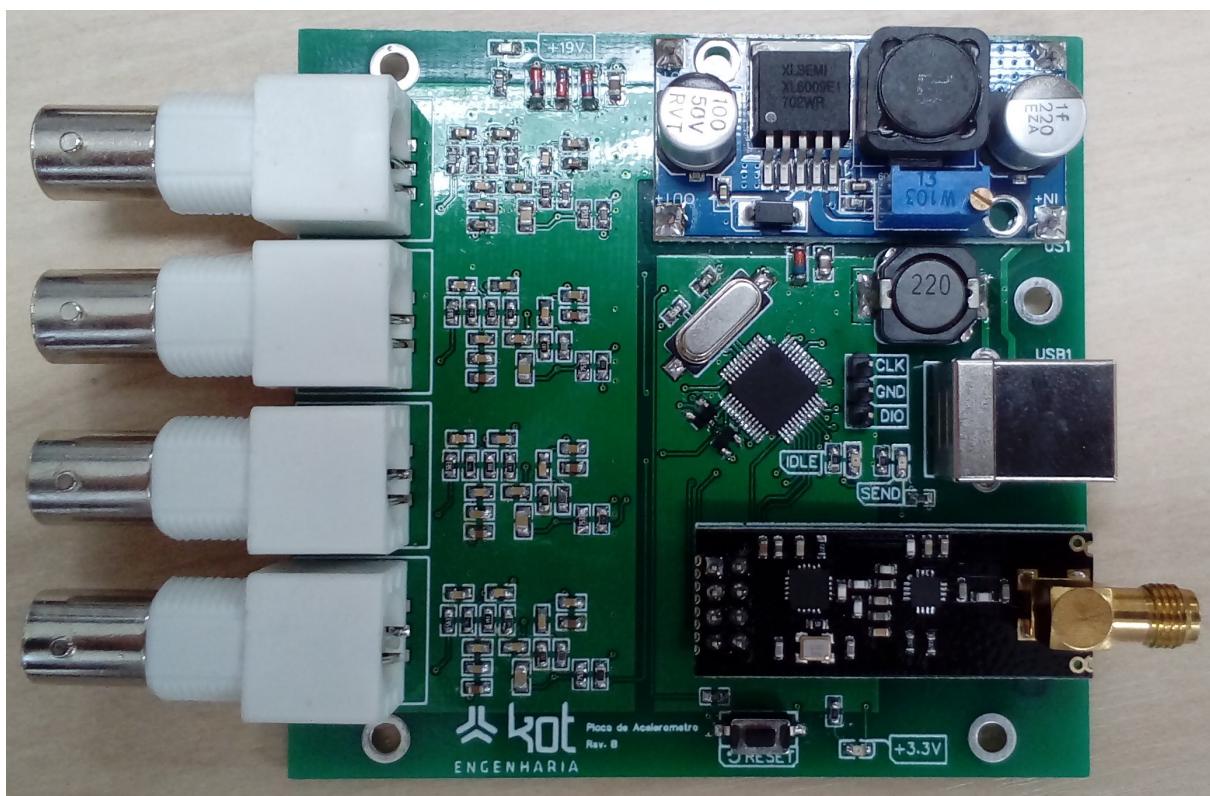


Figura 32 – Vista superior

## 4 Resultados

Até a data da redação deste relatório, não houve tempo hábil para validar o projeto por longos períodos e/ou com a devida precisão. Porém, 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 o a rotina, a Figura 29 apresenta a máquina de estados finitos simplificada do microcontrolador.

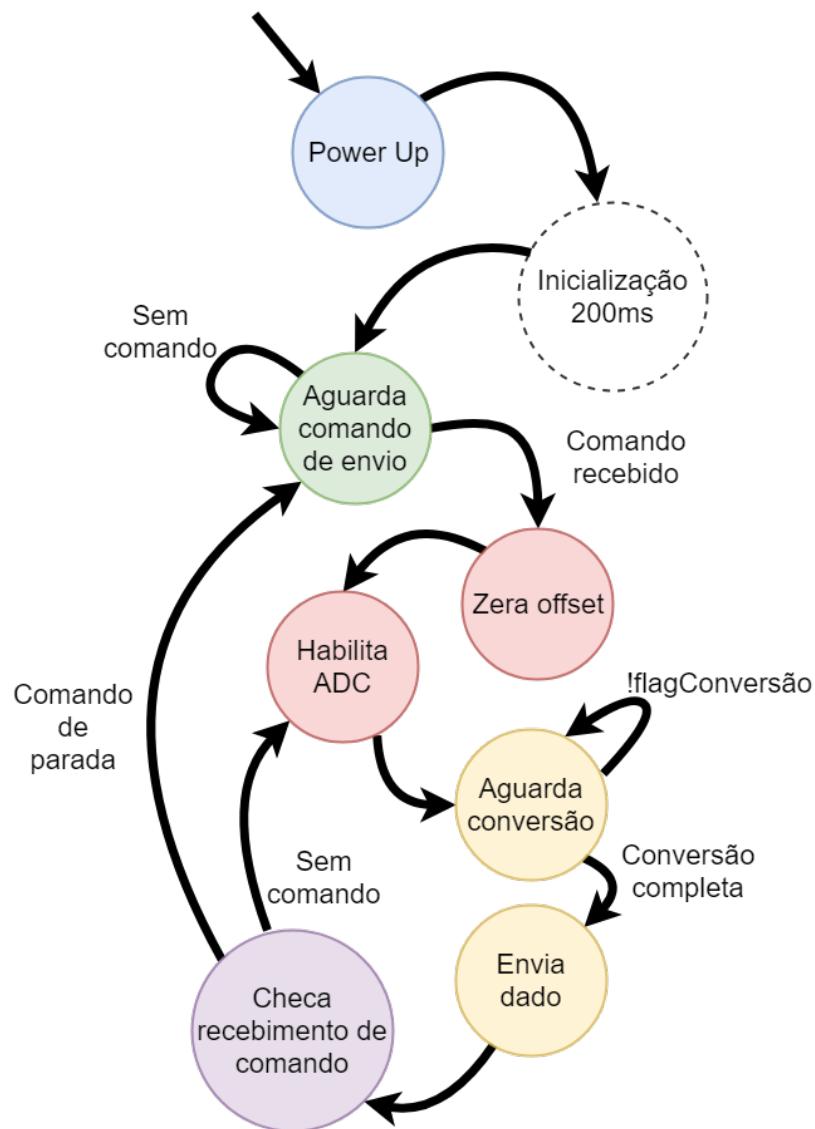


Figura 33 – Máquina de estados finitos

## 4.1 Níveis de tensão

### 4.1.1 Reguladores de tensão

Os reguladores de tensão apresentaram valores de 19,01V e 3,30V. 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.

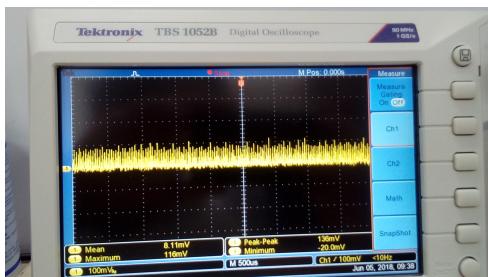


Figura 34 – Sinal AC da saída da fonte de 3,3V

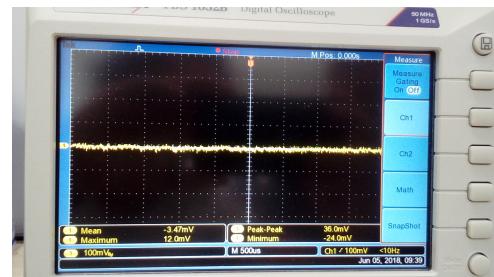


Figura 35 – Sinal AC da saída do filtro LC de 3,3V

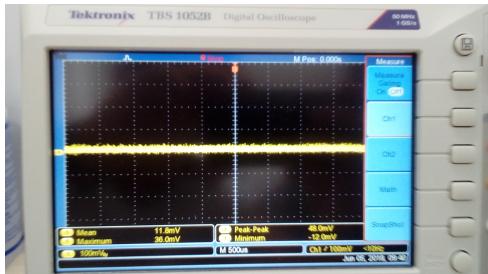


Figura 36 – Sinal AC da saída da fonte de 19V

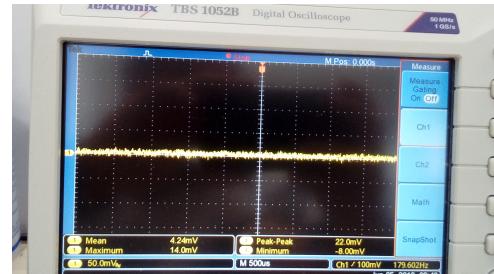


Figura 37 – Sinal AC da saída do filtro LC de 19V

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 34, 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 mediu-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.

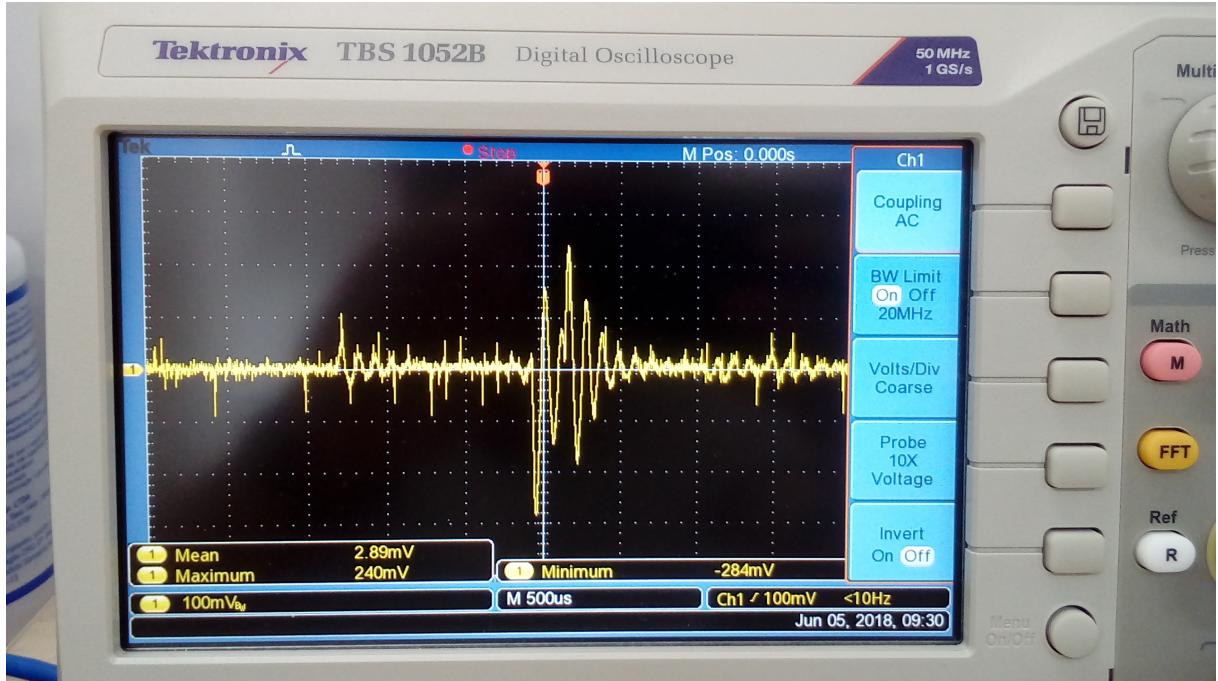


Figura 38 – Oscilações causadas pelo modo de telemetria

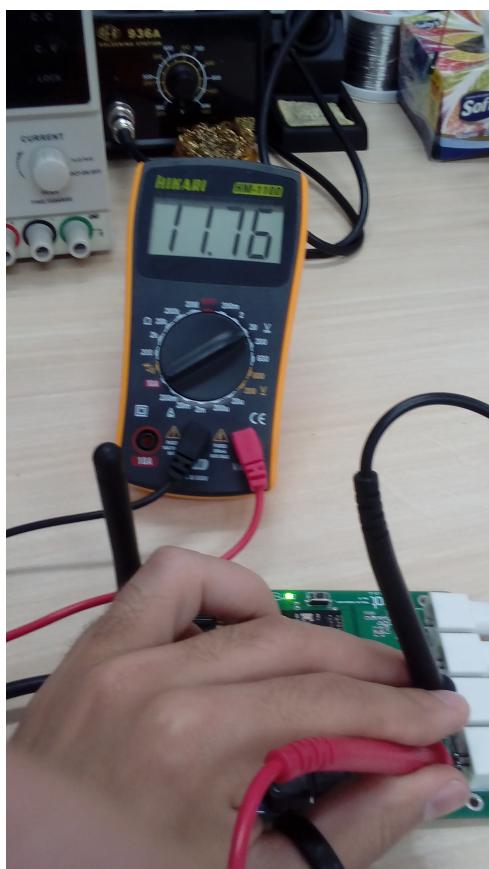


Figura 39 – Tensão média do acelerômetro

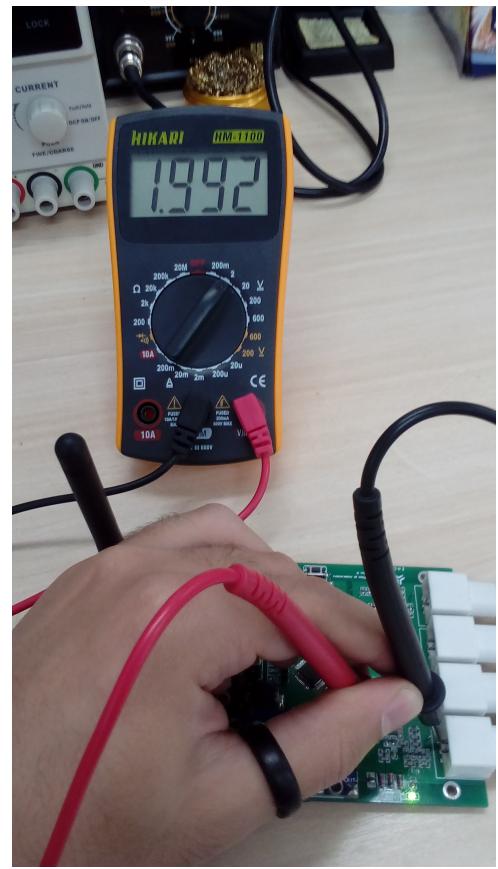


Figura 40 – Tensão média do acelerômetro após o ganho

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 37. Para o recebimento dos dados, uma outra placa igual foi soldada e interfaceada por USB via terminal serial.

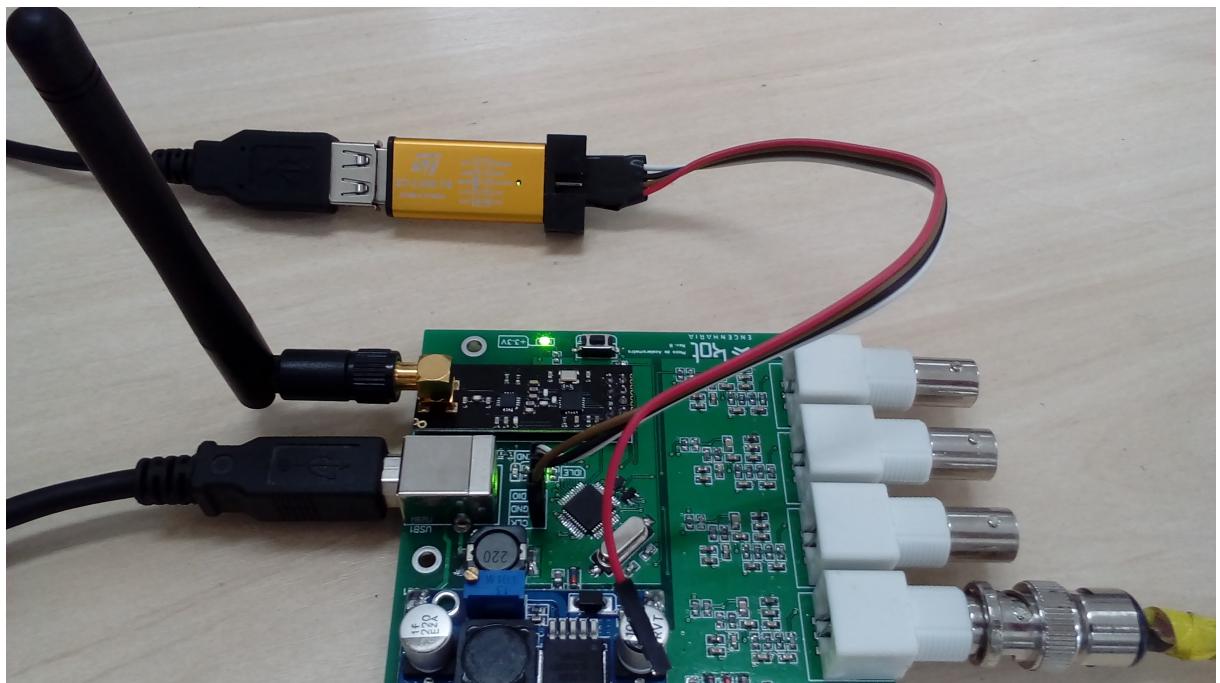


Figura 41 – Placa sem acelerômetros conectados, em modo *standby*

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.

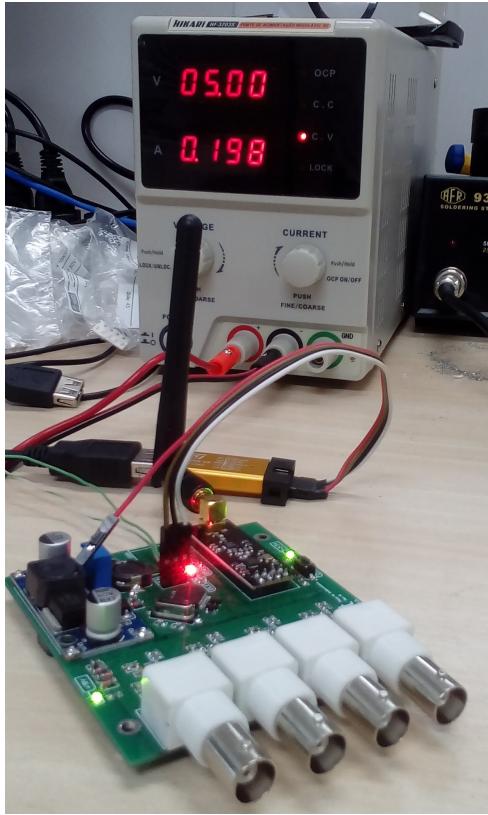


Figura 42 – Placa sem acelerômetros conectados, em modo *standby*

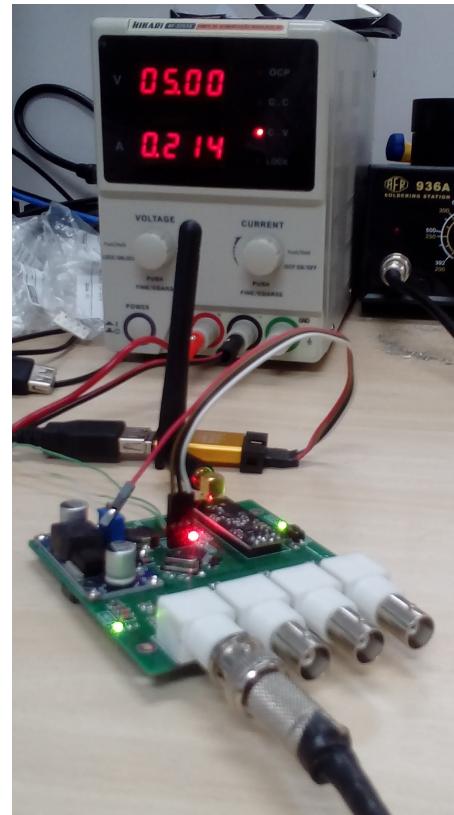


Figura 43 – Placa com 1 acelerômetro conectado, amosando e enviando os dados remotamente

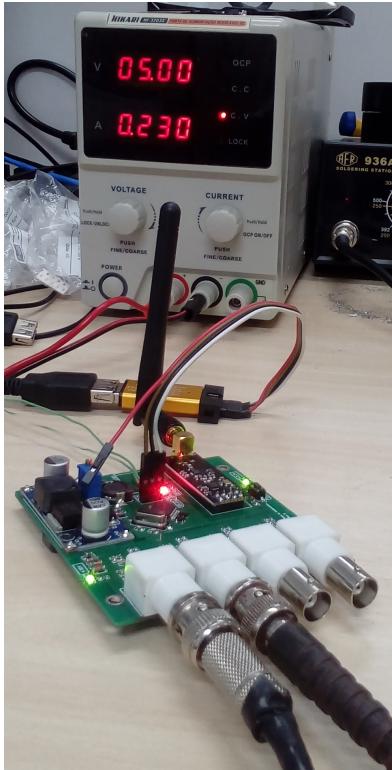


Figura 44 – Placa com 2 acelerômetros conectados, amostrando e enviando os dados remotamente

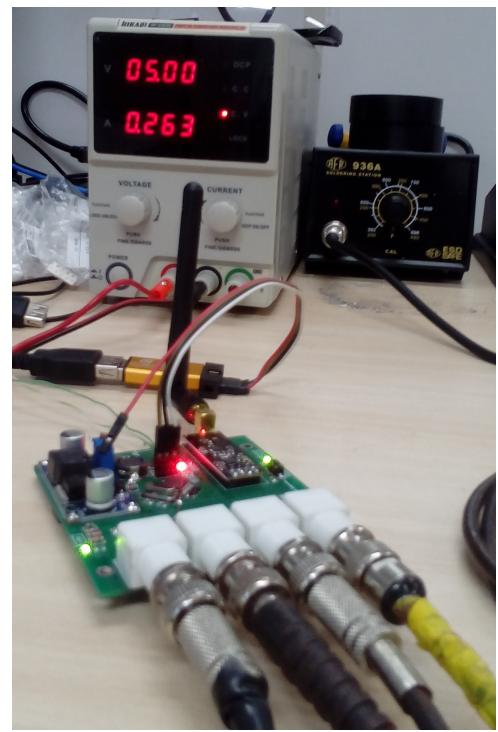


Figura 45 – Placa com 4 acelerômetros conectados, amostrando e enviando os dados remotamente

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 43. Este sinal será aquisitado pelo sistema de aquisição NI cDAQ-9178 em conjunto com o NI 9233, apresentados na Figura 42. Estes módulos fazem interface com o computador através do *software* SignalExpress da National Instruments<sup>TM</sup>, cedido sob licença da empresa em que o estágio foi realizado.



Figura 46 – Módulos de aquisição NI



Figura 47 – Posição do acelerômetro na peneira

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.

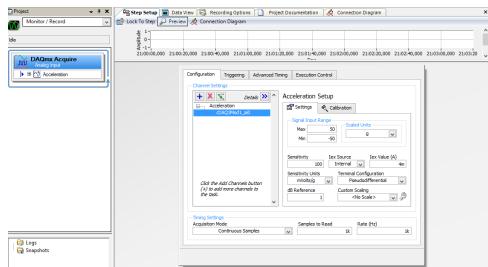


Figura 48 – Configurações da leitura do sensor

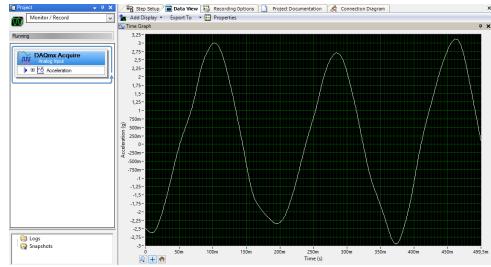


Figura 49 – Leitura do sinal da peneira (Signal Express)

Então, o sensor foi conectado na placa desenvolvida e o sinal foi aquisitado e enviado para uma placa remota. Para a visualização do resultado em tempo real, utilizou-se a ferramenta *Plotter serial* da IDE Arduino. Também foi simulado sinais pulsantes para avaliar a capacidade do sistema de detectar picos de alta frequência.

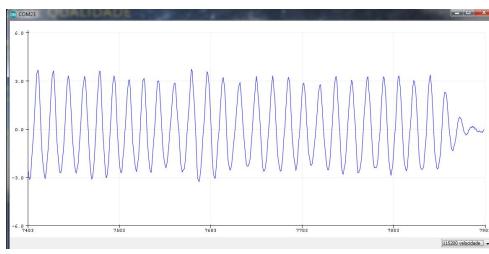


Figura 50 – Leitura do sinal da  
peneira pela placa desen-  
volvida

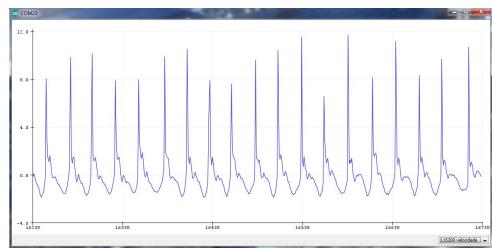


Figura 51 – Leitura de sinais pul-  
santes



## 5 Conclusões

O período de estágio 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 sinal, sistemas de processadores de periféricos e eletrônica analógica. O estágio 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 testes para avaliar as reais condições de funcionamento. Por esse ter sido um primeiro protótipo, pode-se considerar que obteve desempenho satisfatório, atendendo todas as condições de contorno com margens de segurança. Ainda devem ser desenvolvidas interfaces que possibilitem a configuração das placas de forma remota e a implementação dos modos de consumo reduzido de energia.



## Referências

CTC. *AC102 Series*. Disponível em: <[https://www.ctconline.com/fileup/3DNEWPDF/AC102series\\_datasheet\\_3D.pdf](https://www.ctconline.com/fileup/3DNEWPDF/AC102series_datasheet_3D.pdf)>. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 25.

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 na página 19.

INCORPORATED, T. I. *AN-236 An Introduction to the Sampling Theorem*. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/snaa079c/snna079c.pdf>>. Citado na página 21.

INDUSTRIES, I. A. C. E. *Generic Standart on Printed Board Design*. Disponível em: <[http://www.sphere.bc.ca/class/downloads/IPC\\_2221a-pcb%20standards.pdf](http://www.sphere.bc.ca/class/downloads/IPC_2221a-pcb%20standards.pdf)>. Citado na página 48.

MINERAçãO, I. I. B. de. *The Strength of Brazilian Mining*. Disponível em: <<http://www.ibram.org.br/sites/1400/1457/00000320.pdf>>. Citado na página 17.

PETRÓLEO, O. *Você sabe como funciona a mineração no Brasil hoje?* Disponível em: <<http://www.opetroleo.com.br/voce-sabe-como-funciona-mineracao-no-brasil-hoje/>>. Citado na página 17.

SEMICONDUCTORS, N. *nRF24L01+*. Disponível em: <<https://www.nordicsemi.com/eng/Products/2.4GHz-RF/nRF24L01P>>. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 39.

ST. *STM32F103X8*. 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 2 vezes nas páginas 33 e 37.



# Apêndices



## APÊNDICE A – Quisque libero justo



## APÊNDICE B – Nullam elementum urna vel imperdiet sodales elit ipsum pharetra



## Anexos



## ANEXO A – Morbi ultrices rutrum lorem



## ANEXO B – Cras non urna sed feugiat cum sociis natoque penatibus



## ANEXO C – Fusce facilisis lacinia dui