

Francisco Gomes Soares Sanches Manso

Módulo remoto para ensaios de vibraçãoo

Belo Horizonte
30 de junho de 2019

Francisco Gomes Soares Sanches Manso

Módulo remoto para ensaios de vibraçãoo

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
Kotchergenko Engenharia Ltda.

Orientador: Ricardo de Oliveira Duarte
Supervisor: Bruno Freitas Brant

Belo Horizonte
30 de junho de 2019

Resumo

Sumário

Sumário	5
Lista de ilustrações	7
1 INTRODUÇÃO	9
2 OBJETIVOS	11
3 PROCEDIMENTOS E METODOLOGIA	13
3.1 NI-9234	13
3.2 Levantamento de requisitos	13
3.3 Análise de requisitos	13
4 DESENVOLVIMENTO	15
4.1 Condicionamento de sinais	15
4.2 Conversor analógico-digital	16
4.3 Filtro anti-aliasing	18
4.3.1 Considerações Práticas	19
4.4 Fonte de corrente	22
5 ESCOLHA DE COMPONENTES	25
5.1 Microcontrolador	25
5.2 Telemetria	26
5.3 Fonte Linear	27
5.4 Fonte de corrente	27
5.5 Filtro anti-aliasing	28
5.6 Fonte chaveada boost	29
5.7 Consumo total	30
6 PROJETO	31
6.1 Esquemático	31
6.1.1 Fontes	31
6.1.2 Filtro anti-aliasing	32
6.1.3 STM32F103C8T6	34
6.1.4 nRF24L01+	35
6.2 PCB	36

7	FABRICAÇÃO E SOLDA	41
8	VALIDAÇÃO	43
8.1	Níveis de tensão	44
8.1.1	Reguladores de tensão	44
8.1.2	Condicionamento de sinal	44
8.2	Consumo	46
8.3	Ensaio	49
9	CONCLUSÃO	51
	REFERÊNCIAS	53

Listas de ilustrações

Figura 1 – Condicionamento do sinal analógico	15
Figura 2 – Exemplo de sinal sem <i>aliasing</i>	18
Figura 3 – Exemplo de sinal com <i>aliasing</i>	19
Figura 4 – Exemplo de sinal sem <i>aliasing</i> obtido através da reconstrução do sinal	20
Figura 5 – Exemplo de sinal sem <i>aliasing</i> sobreamostrado	20
Figura 6 – Resposta em frequência de um filtro ideal	21
Figura 7 – Resposta em frequência de um filtro real	21
Figura 8 – Fonte de corrente	22
Figura 9 – Fonte de corrente com medições	23
Figura 10 – Consumo estimado do STM32F103C8T6	26
Figura 11 – Módulo nRF24L01+	27
Figura 12 – Filtro anti- <i>aliasing</i>	28
Figura 13 – Diagrama de Bode do FFA	28
Figura 14 – <i>Zoom</i> na banda de transição	29
Figura 15 – Esquemático das fontes	31
Figura 16 – Esquemático das fontes de corrente	32
Figura 17 – Esquemático do filtro anti- <i>aliasing</i>	33
Figura 18 – Esquemático do STM32F103C8T6	34
Figura 19 – Tabela de seleção de <i>boot</i>	35
Figura 20 – Esquemático do nRF24L01+	35
Figura 21 – Planos de terra, 19V e 3,3V	36
Figura 22 – Divisão das partes analógico, digital e fontes	37
Figura 23 – Capacitores próximos aos pinos de alimentação	38
Figura 24 – Resistores e amplificadores operacionais orientados na mesma direção	39
Figura 25 – Placa final	40
Figura 26 – Solda do <i>layer</i> inferior	41
Figura 27 – Solda do <i>layer</i> superior	42
Figura 28 – Vista superior	42
Figura 29 – Máquina de estados finitos	43
Figura 30 – Sinal AC da saída da fonte de 3,3V	44
Figura 31 – Sinal AC da saída do filtro LC de 3,3V	44
Figura 32 – Sinal AC da saída da fonte de 19V	44
Figura 33 – Sinal AC da saída do filtro LC de 19V	44
Figura 34 – Oscilações causadas pelo modo de telemetria	45
Figura 35 – Tensão média do acelerômetro	46

Figura 36 – Tensão média do acelerômetro após o ganho	46
Figura 37 – Placa sem acelerômetros conectados, em modo <i>standby</i>	47
Figura 38 – Placa sem acelerômetros	47
Figura 39 – Placa com 1 acelerômetro	47
Figura 40 – Placa com 2 acelerômetros	48
Figura 41 – Placa com 4 acelerômetros	48
Figura 42 – Módulos de aquisição NI	49
Figura 43 – Posição do acelerômetro na peneira	49
Figura 44 – Configurações da leitura do sensor	49
Figura 45 – Leitura do sinal da peneira (Signal Express)	49
Figura 46 – Leitura do sinal da peneira pela placa desenvolvida	50
Figura 47 – Leitura de sinais pulsantes	50

1 Introdução

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.^[1]

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.^[2]

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 InstrumentsTM.

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 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.

2 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.

3 Procedimentos e metodologia

3.1 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.

Analisando 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

3.2 Levantamento de requisitos

Abaixo são descritos os principais requisitos do projeto.

- O sistema deve ser capaz de aquisitar 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.

3.3 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.^[3]

- 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.

4 Desenvolvimento

O desenvolvimento será dividido em quatro principais partes: fonte, condicionamento do sinal, unidade lógica e telemetria.

Para a leitura do sinal dos sensores piezoelétricos por meio de conversores analógico para digital, deve-se projetar uma fonte de corrente, um filtro anti-aliasing e atenuar o sinal para 3.3V ou 5V. Por uma questão de indisponibilidade de componentes no Brasil, a primeira parte a ser dimensionada será a parte de condicionamento de sinal.

4.1 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.

A Figura 1 ilustra as etapas para a aquisição do sinal. O ganho G representa o divisor de tensão na saída do FAA (Filtro Anti-Aliasing) para abaixar a tensão para níveis do ADC de 5V ou 3,3V.

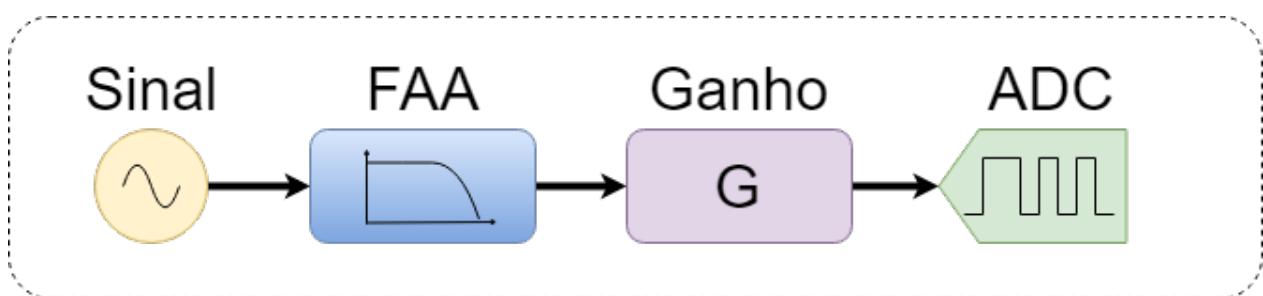


Figura 1 – Condicionamento do sinal analógico

4.2 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, ou seja, todas os valores digitalizados são múltiplos da resolução.

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:

$$V_{o(1mg)} = \frac{V_{o(max)} - V_{o(av)}}{50000mg}$$

$$V_{o(1mg)} = \frac{GV_{i(av)} + G\frac{V_{i(pp)}}{2} - GV_{i(av)}}{50000}$$

$$V_{o(1mg)} = \frac{GV_{i(pp)}}{100000}$$

$$V_{o(1mg)} = 10G/100000$$

$$V_{o(1mg)} = G/10000$$

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

$$V_{o(50mg)} = 50V_{o(1mg)}$$

$$V_{o(50mg)} = 50G/10000$$

$$V_{o(50mg)} = G/200$$

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.

4.3 Filtro anti-aliasing

Seja um sinal $f(t)$ 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 chamado de *aliasing* e a frequência $2f_{max}$ é chamada de frequência de *Nyquist*.

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 $f_s = 500\text{Hz}$. Os gráficos do sinal original, do sinal aquisitado e da FFT (*Fast Fourier Transform*), gerada a partir da aquisição do sinal na dada frequência de amostragem, são exibidos na Figura 2 e foram gerados através do *software* Scilab.

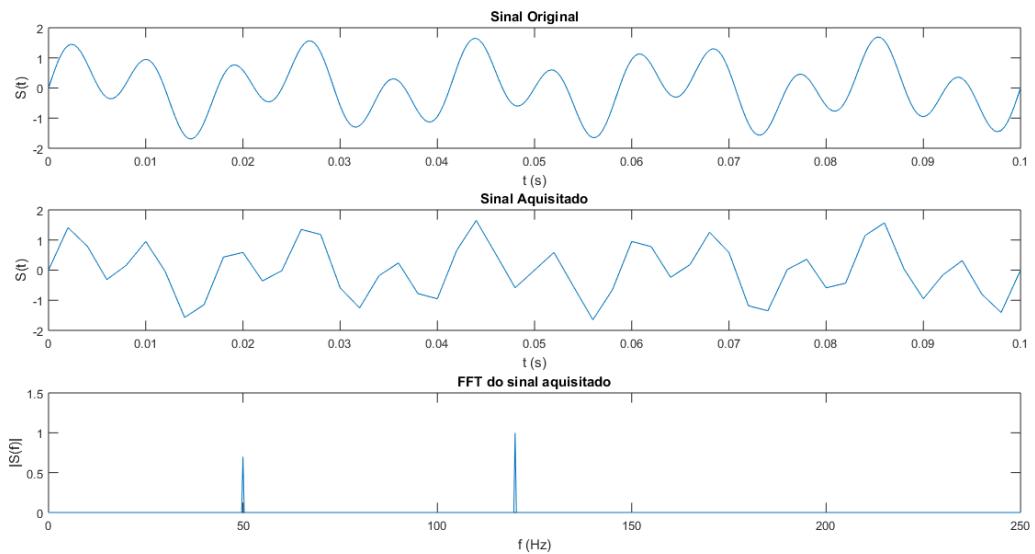


Figura 2 – Exemplo de sinal sem *aliasing*

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 e o sinal é reconstruído corretamente.

Ao fazer uma segunda aquisição do mesmo sinal com uma taxa de amostragem $f_s = 200Hz$, obtém-se os gráficos exibidos na Figura 3. 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.

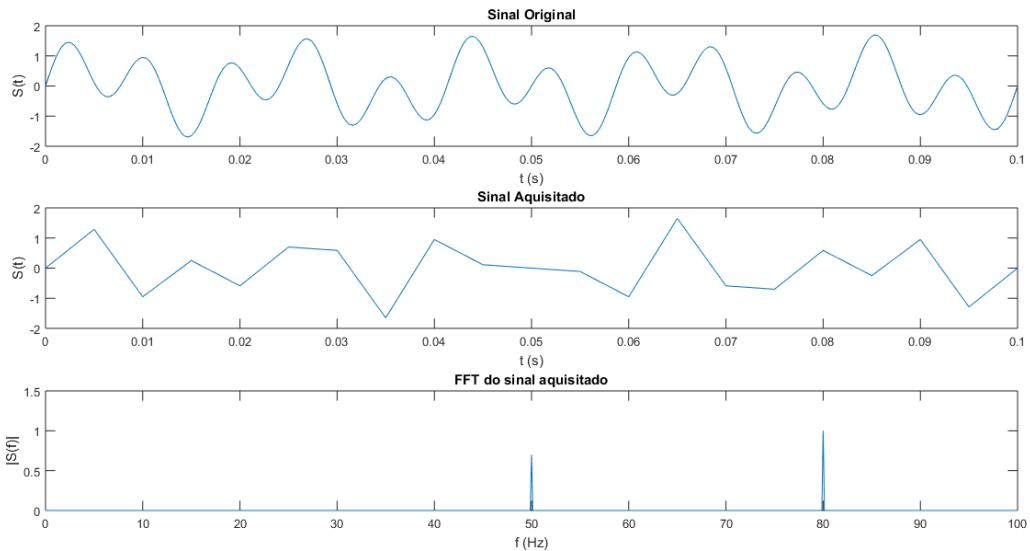


Figura 3 – Exemplo de sinal com *aliasing*

Não existe método capaz de reverter o *aliasing* após o sinal ser aquisitado. Então, o que se deve fazer é assumir uma frequência de interesse do sinal e utilizar circuitos capazes de atenuar frequências acima da frequência de *Nyquist*. Essa atenuação deve ser tal que o conversor analógico digital não seja capaz de detectar as componentes de alta frequência. Ou seja, o sinal de alta frequência deve possuir amplitude abaixo da resolução do ADC. Os circuitos responsáveis por garantir que não ocorra *aliasing* são chamados filtro anti-*aliasing* (FAA).

Das condições de contorno do projeto, têm-se a que o sistema deve ser capaz de aquisitar sinais de até $1kHz$. Ou seja, a maior frequência do sinal é $f_{max} = 1kHz$. Sendo assim, a frequência de *Nyquist* do sinal é $2kHz$. Assim, idealmente, poderia assumir-se uma taxa de amostragem de $4kHz$ com um filtro com uma frequência de corte de $1kHz$. Porém, é importante analisar alguns aspectos práticos.

4.3.1 Considerações Práticas

Primeiramente, o Teorema da Amostragem garante apenas que não ocorrerá *aliasing* na reconstrução do sinal, mas não tem a intenção de preservar fidedignamente a forma de onda do sinal original se apresentado em tempo real. Como exemplificado na Figura 2, uma taxa de aquisição de $f_s = 500Hz$ garante que não há *aliasing*, apesar de apresentar um sinal aquisitado aparentemente distorcido do sinal original. Contudo, a Figura 4 mostra que é possível tornar o sinal mais verossímil, uma vez que periódico. Basta reconstruí-lo através da FFT.

Em aplicações em que é desejável uma visualização do sinal de baixa frequência em tempo real, não é possível amostrar uma quantidade de dados suficiente para realizar a FFT e, então, reconstruir

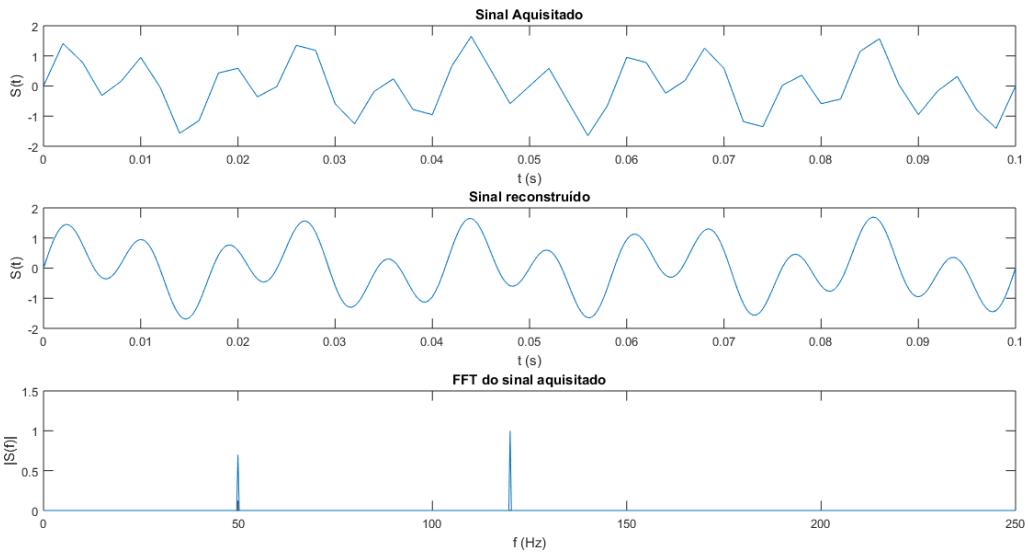


Figura 4 – Exemplo de sinal sem *aliasing* obtido através da reconstrução do sinal

o sinal. Assim, a fim de preservar a forma de onda, deve-se fazer uma sobreamostragem. A Figura 5 mostra o mesmo sinal quando aquisitado a $f_s = 1500\text{Hz}$. Um sinal aquisitado com frequência de amostragem cerca de dez vezes a maior componente de frequência do sinal, apresenta forma de onda semelhante ao sinal original em tempo real.

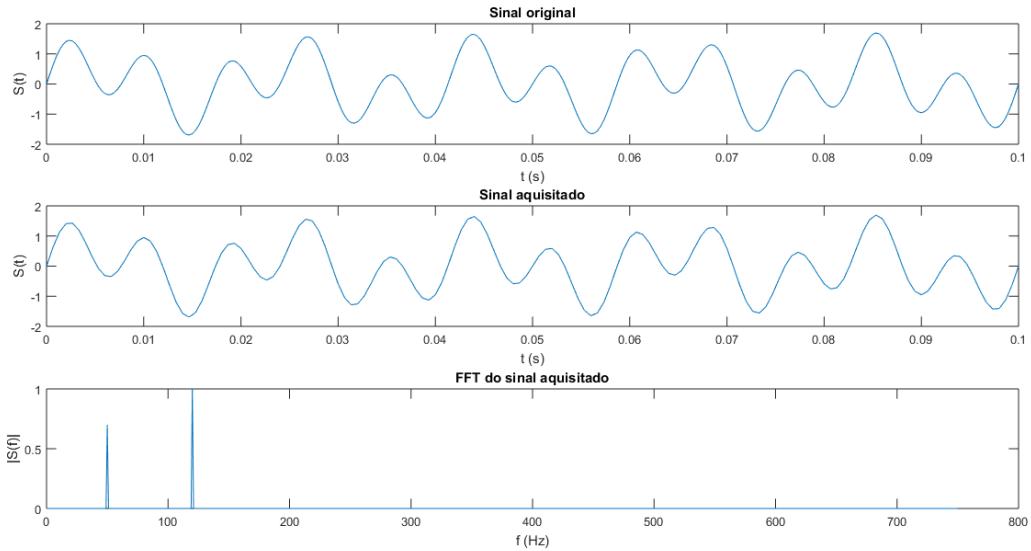


Figura 5 – Exemplo de sinal sem *aliasing* sobreamostrado

Outro ponto importante é que 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 6.

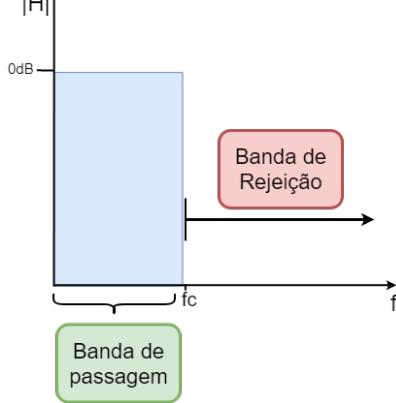


Figura 6 – Resposta em frequência de um filtro ideal

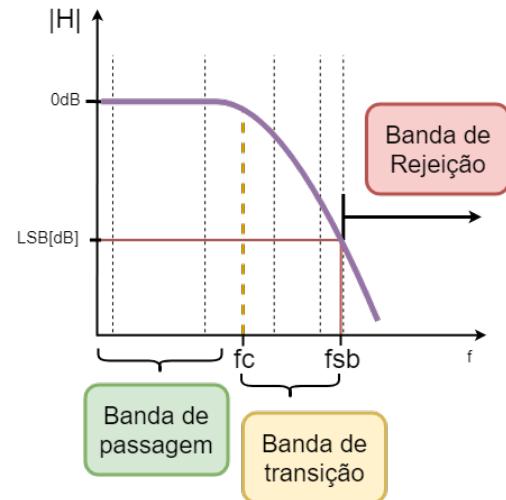


Figura 7 – Resposta em frequência de um filtro real

Entretanto, os filtros passa baixa reais possuem uma banda a mais: a banda de transição. Essa banda representa frequências que possuem amplitude detectáveis pelo ADC, mas que estão fora da faixa de frequência de interesse. Assim, se forem desprezadas na admissão da taxa de amostragem, podem gerar *aliasing*.

Com isso, a banda de rejeição é caracterizada por ter atenuação suficiente para que as frequências inseridas naquela banda não sejam detectáveis pelo ADC. Assim, o ganho na banda de rejeição $H(f_{SB})$ é dada por:

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

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

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

ou

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

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

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

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

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

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 passage. 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%.

Como explicado na Figura 5, optou-se por uma frequência de amostragem de $20kHz$, para uma melhor caracterização do sinal em tempo real. Esse valor ainda pode ser revisto, dependendo de qual será a frequência da banda de rejeição, uma vez que, para garantir que não existirá *aliasing*, $20kHz > 2f_{SB}$.

Por fim, 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 $201,4\mu V$.

4.4 Fonte de corrente

A fonte de corrente usará a topologia da Figura 8.

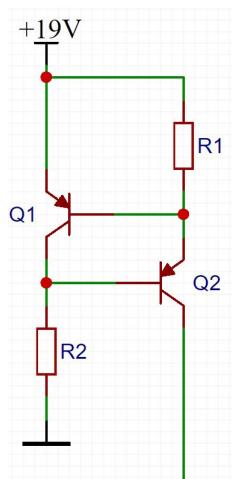


Figura 8 – Fonte de corrente

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:

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

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

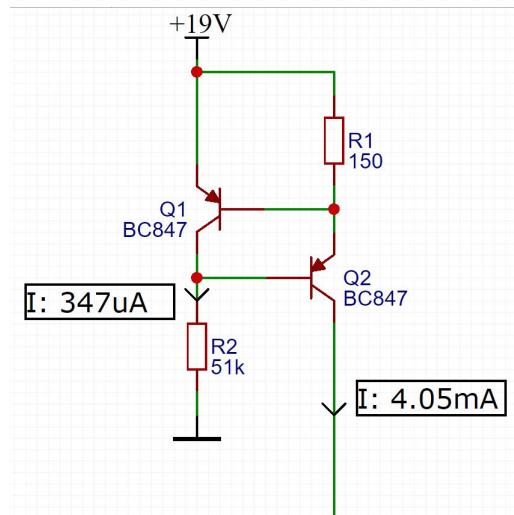


Figura 9 – Fonte de corrente com medições

5 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.

5.1 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.^[4] 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
- 2xI²C

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.

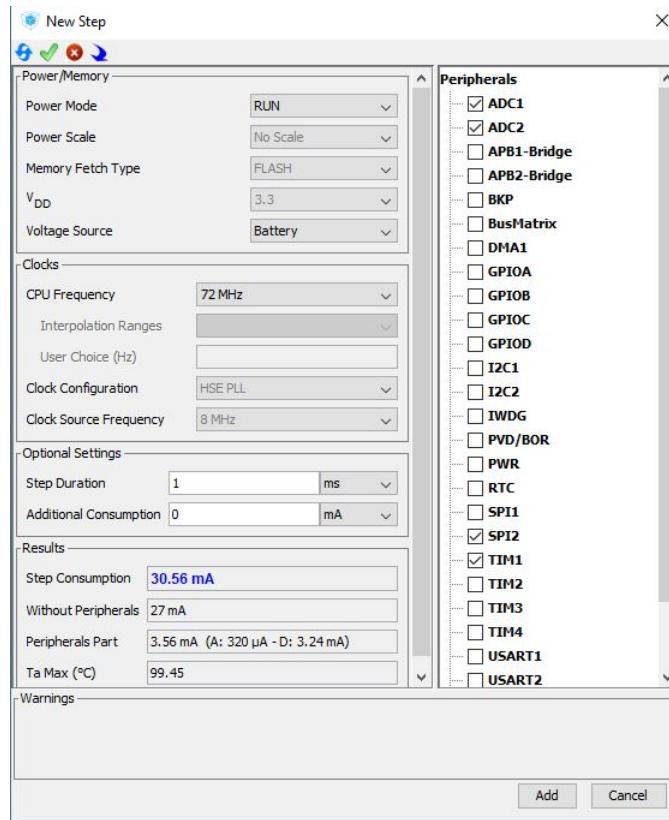


Figura 10 – Consumo estimado do STM32F103C8T6

5.2 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:

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

O módulo nRF24L01+^[5] 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.

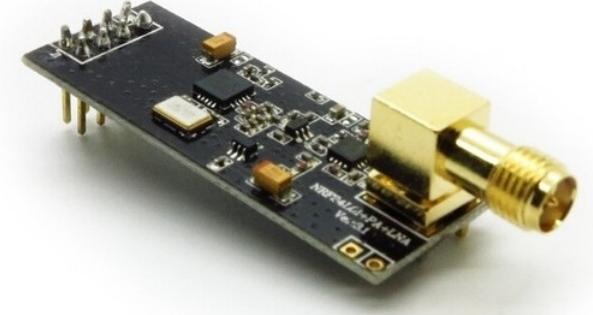


Figura 11 – Módulo nRF24L01+ ¹

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.

5.3 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.

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.

5.4 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 $V_{be} \approx 0,7V$. Assim, utilizou-se os transistores BC857B que são facilmente encontrados e possuem baixo custo.

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

5.5 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* FilterProTM da Texas InstrumentsTM. As Figuras 12, 13 e 14 apresentam o circuito recomendado para o filtro passa-baixa de 6^a ordem *Butterworth* com topologia *Sallen Key* de ganho unitário, frequência de corte $f_c = 2kHz$ e frequência de rejeição $f_{SB} \simeq 8,2kHz$.

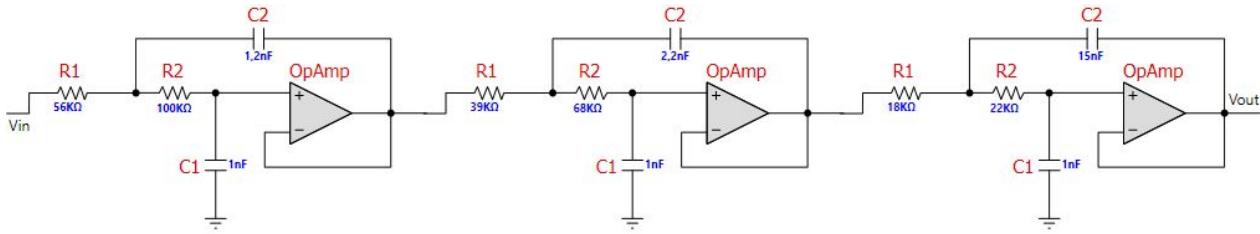


Figura 12 – Filtro anti-aliasing

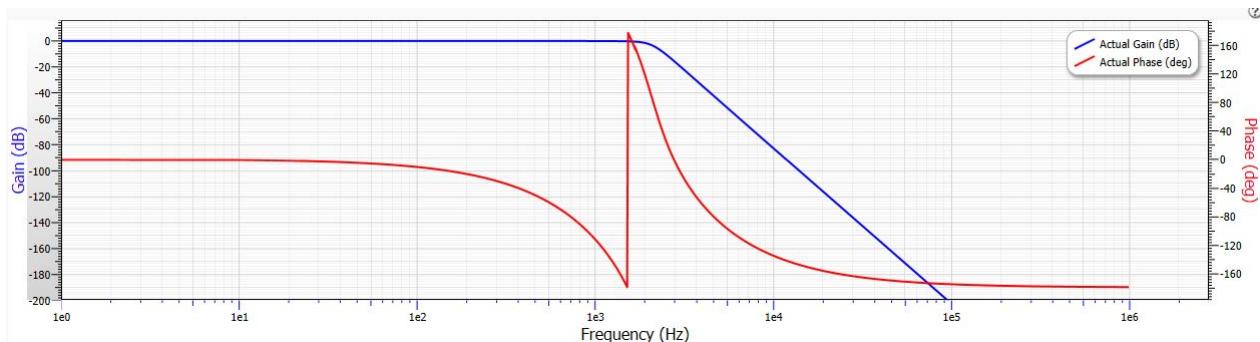


Figura 13 – Diagrama de Bode do FFA

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.

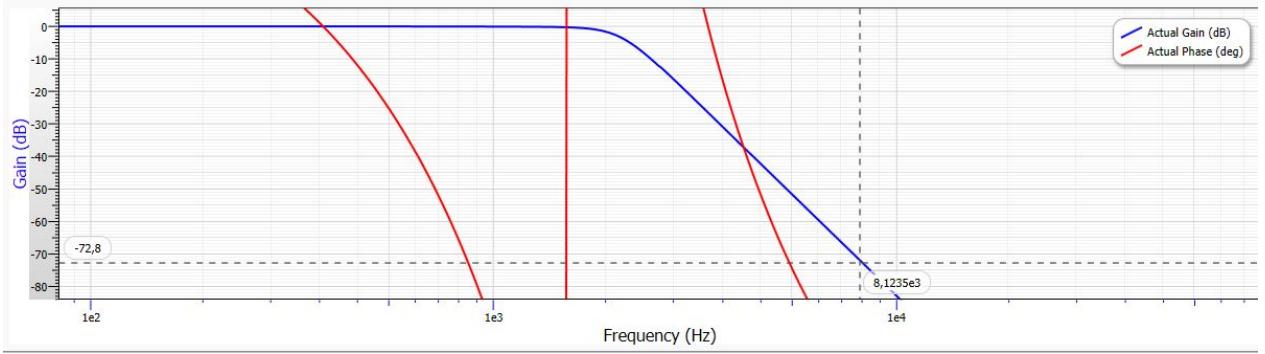


Figura 14 – Zoom na banda de transição

A partir da Figura 14, nota-se que, para a taxa de amostragem de 20kHz 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 1kHz para a frequência de corte e de 2kHz para o início da banda de rejeição, novamente torna-se dispensável a utilização de componentes de precisão.

5.6 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 $4 \times 1\text{mA} = 4\text{mA}$.

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 $4,3\text{mA}$. Então:

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

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.

5.7 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:

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

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

$$P = 1,19W$$

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*.

6 Projeto

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

6.1 Esquemático

6.1.1 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.

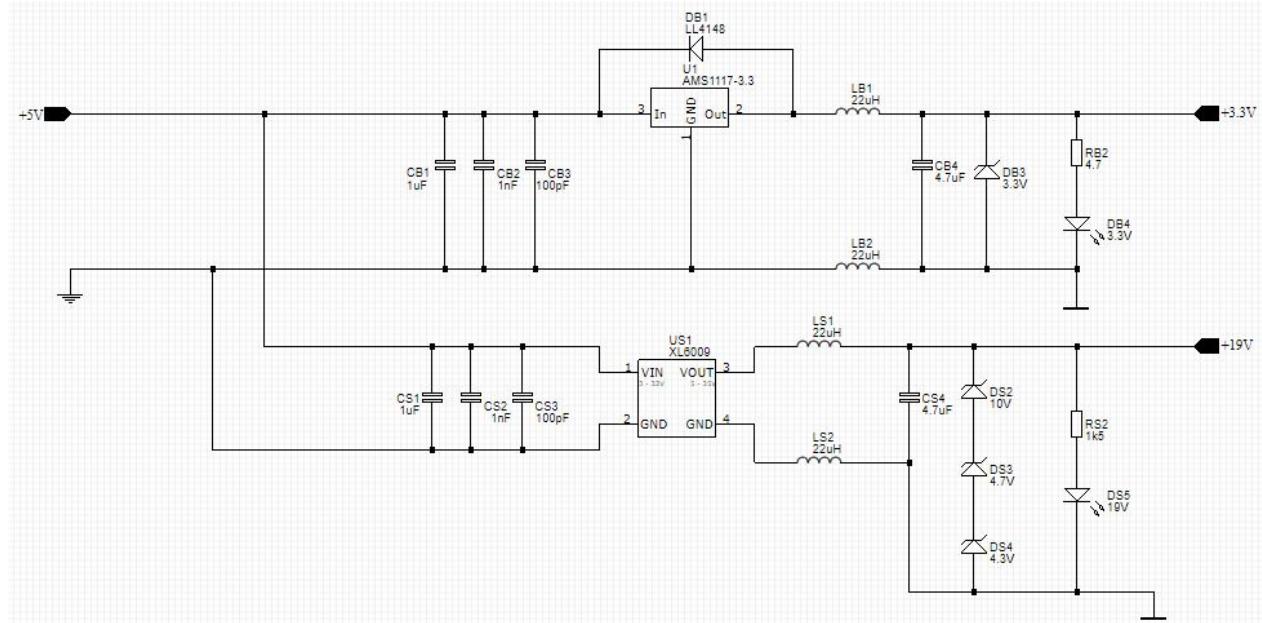


Figura 15 – Esquemático das fontes

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 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 significa-

tivamente 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.

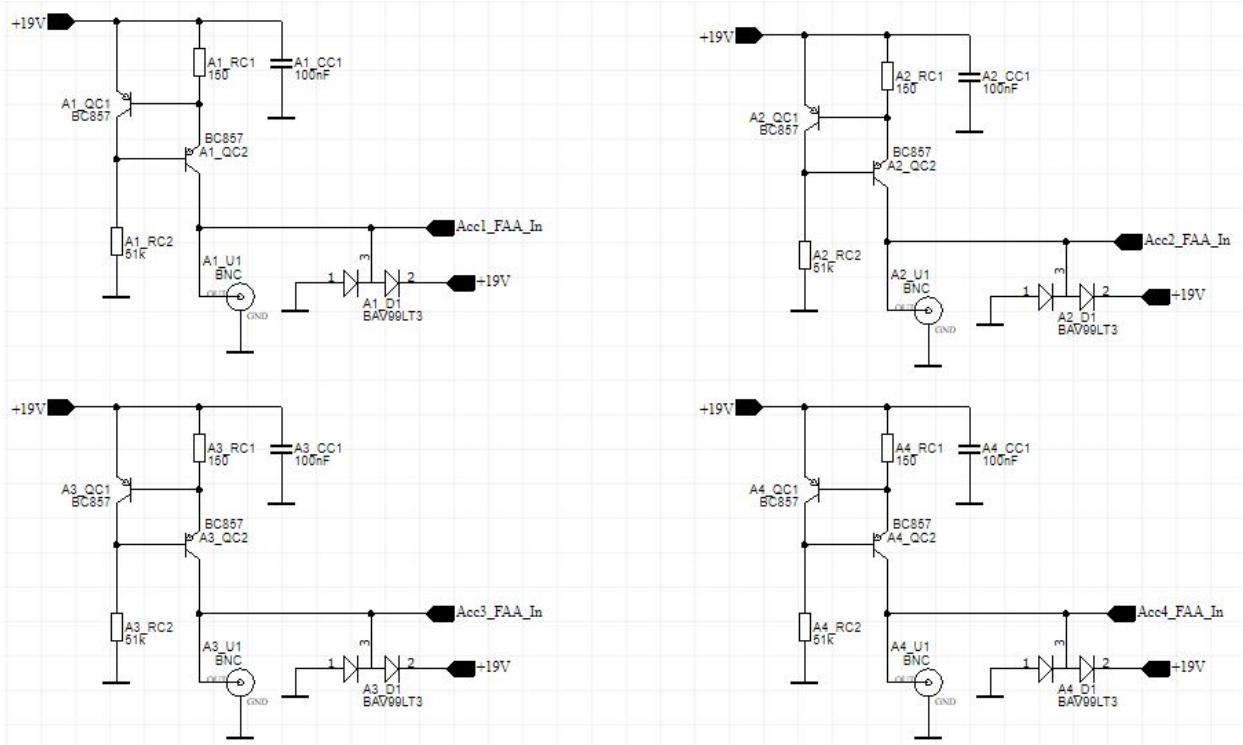


Figura 16 – Esquemático das fontes de corrente

6.1.2 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 $1\mu\text{F}$ fornece energia em regimes transitórios.

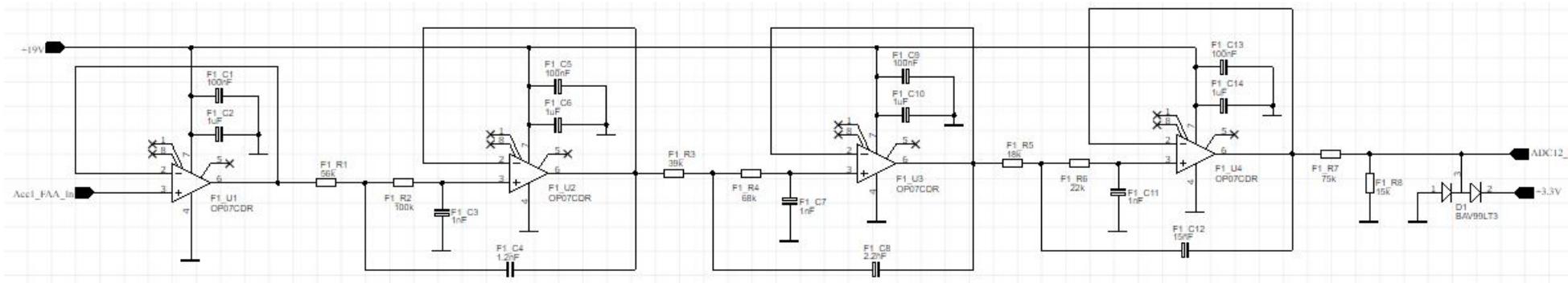


Figura 17 – Esquemático do filtro anti-aliasing

6.1.3 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*.

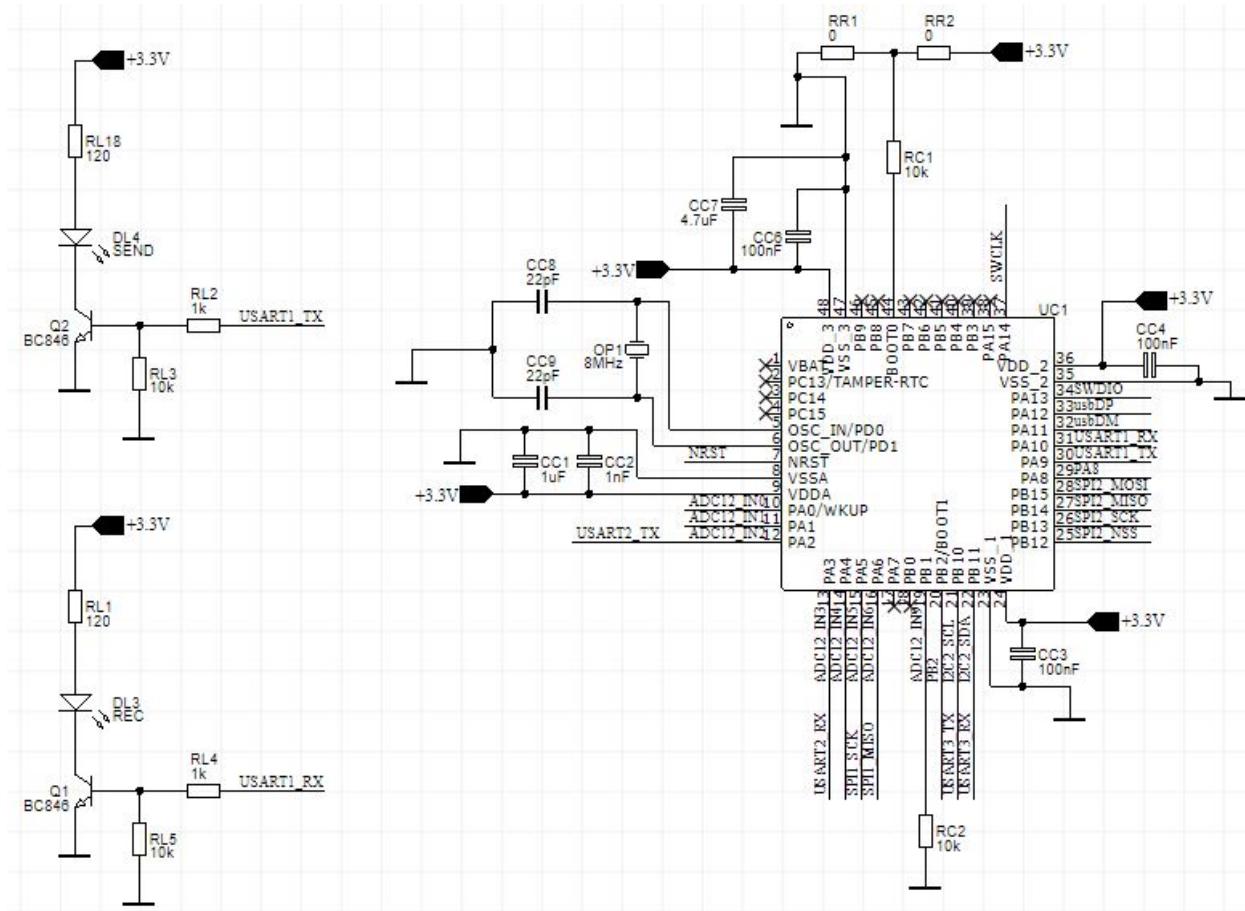


Figura 18 – Esquemático do STM32F103C8T6

Os resistores R_C1 , R_C2 , R_{R1} e R_{R2} fazem parte do circuito de seleção de *boot* do microcontrolador, segundo a Figura 19.

Inicialmente, o microcontrolador vem com a memória do sistema com o modo de *debug* desativado. Ou seja, em toda gravação de um novo código no microcontrolador deve-se colocar o BOOT0 em 1 e o BOOT1 em 0, realizar um novo *boot*, carregar o código, voltar o BOOT0 e só então realizar

¹ Página 60, Acessado(04/06/2018): RM0008 Reference Manual

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 19 – Tabela de seleção de *boot*¹

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 0Ω . 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.

6.1.4 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.

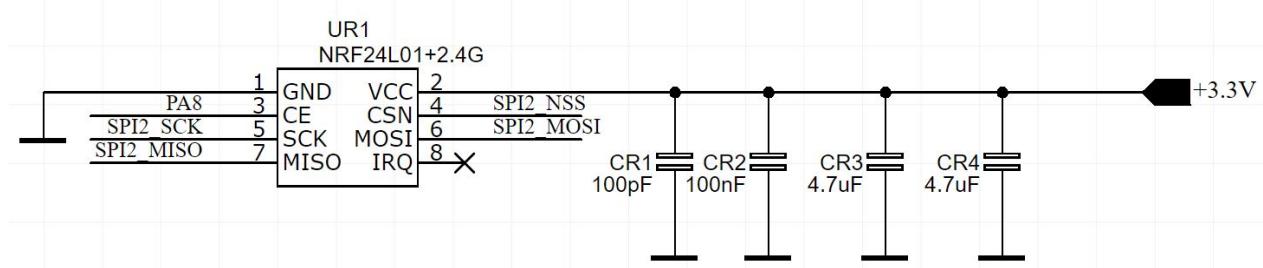


Figura 20 – Esquemático do nRF24L01+

6.2 PCB

Para o desenvolvimento do desenho da placa, buscou seguir-se os padrões estipulados pela norma IPC-2221A.^[6]

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.

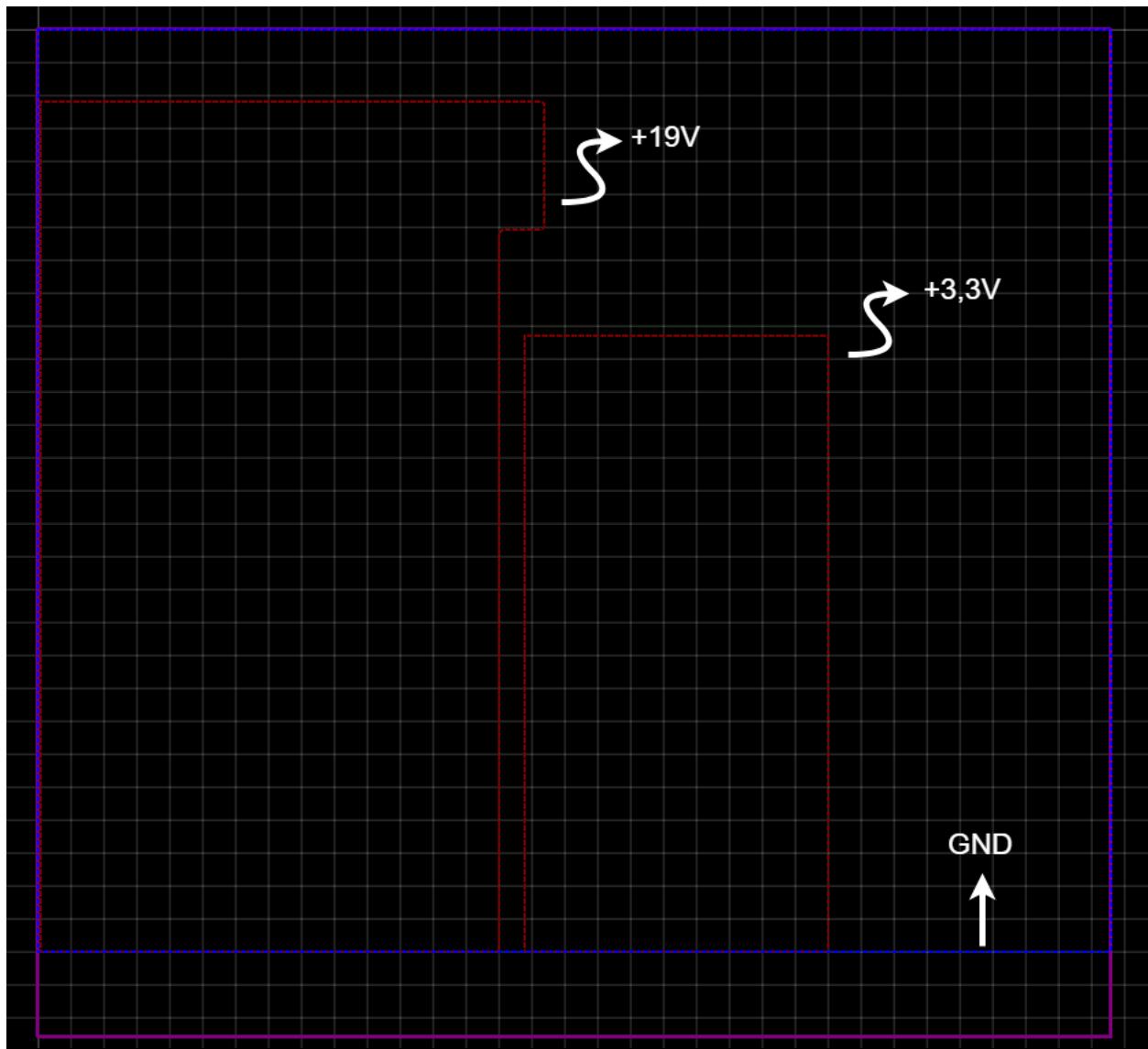


Figura 21 – Planos de terra, 19V e 3,3V

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 $25^\circ C$. 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 ficassem distantes de circuitos analógicos e que as fontes de alimentação ficassem 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.

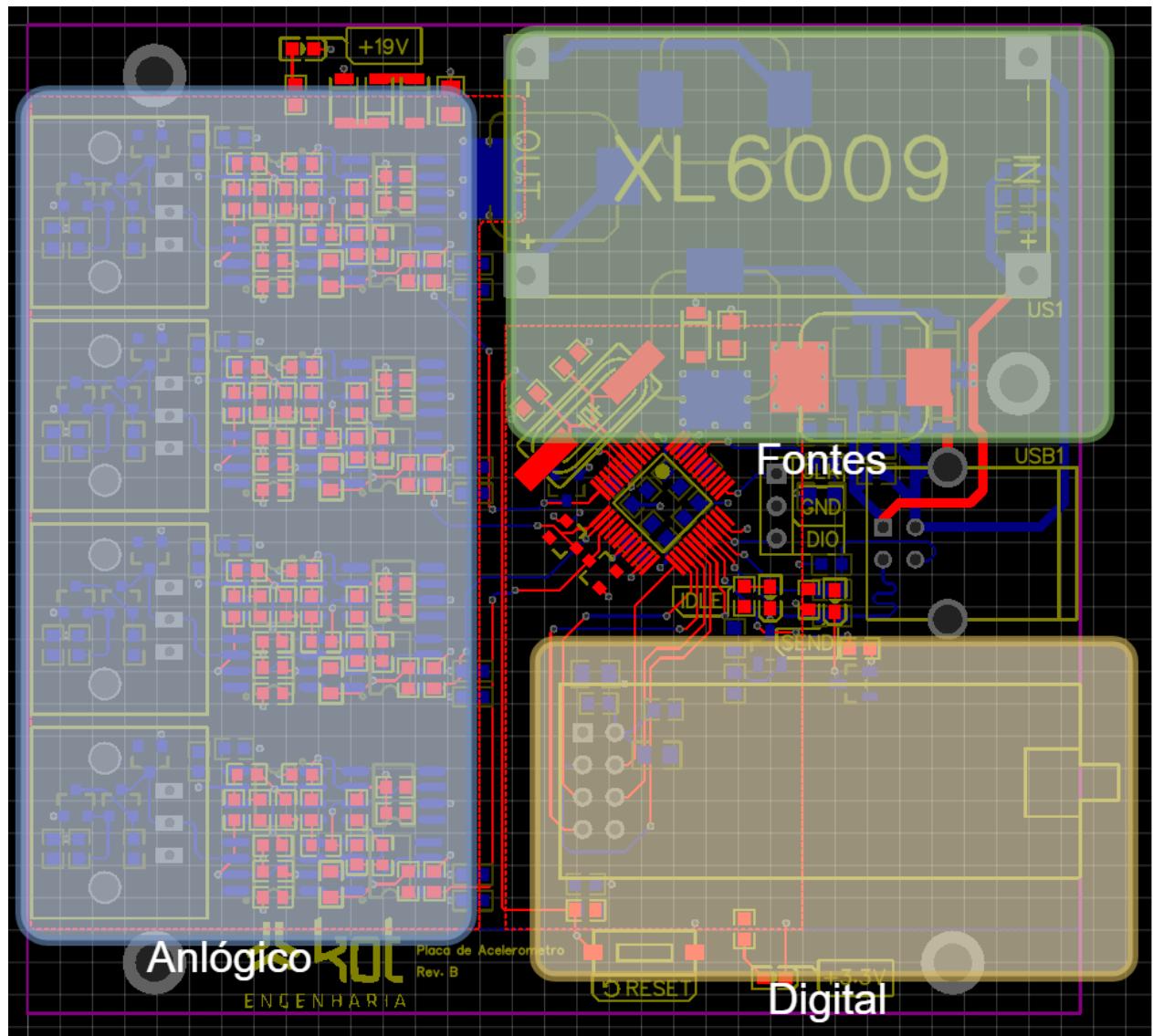


Figura 22 – Divisão das partes analógico, digital e fontes

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.

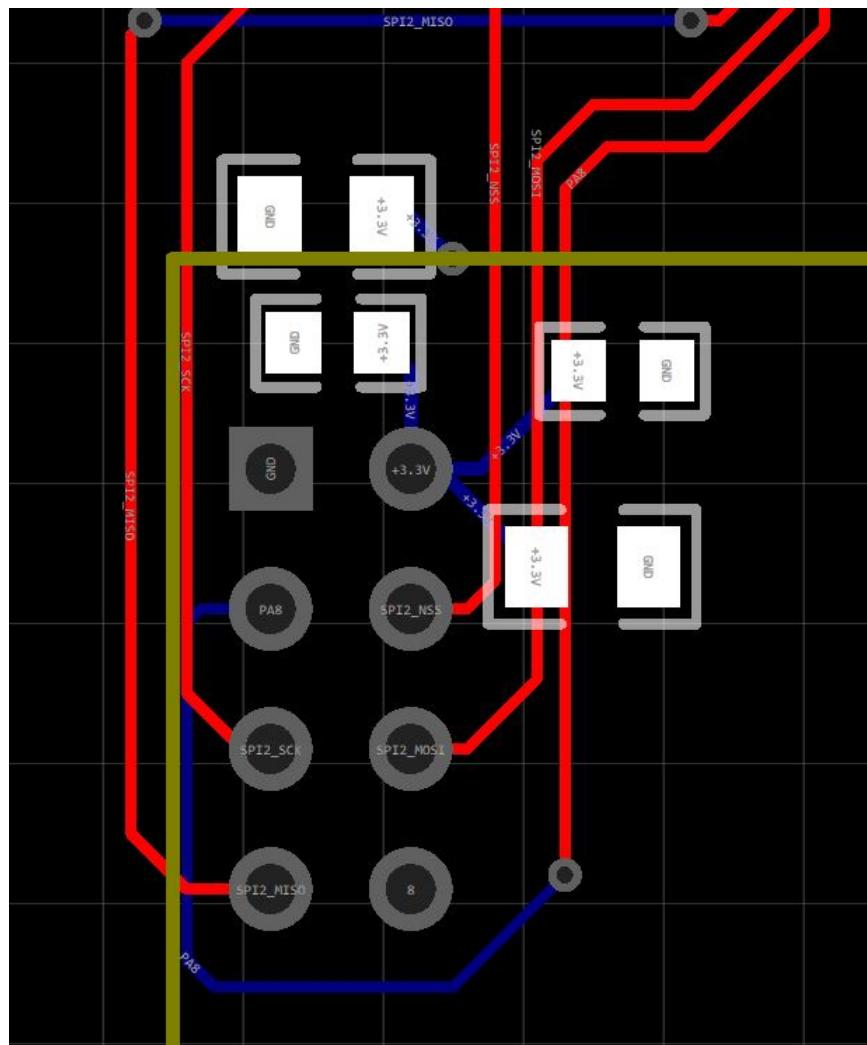


Figura 23 – Capacitores próximos aos pinos de alimentação

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.

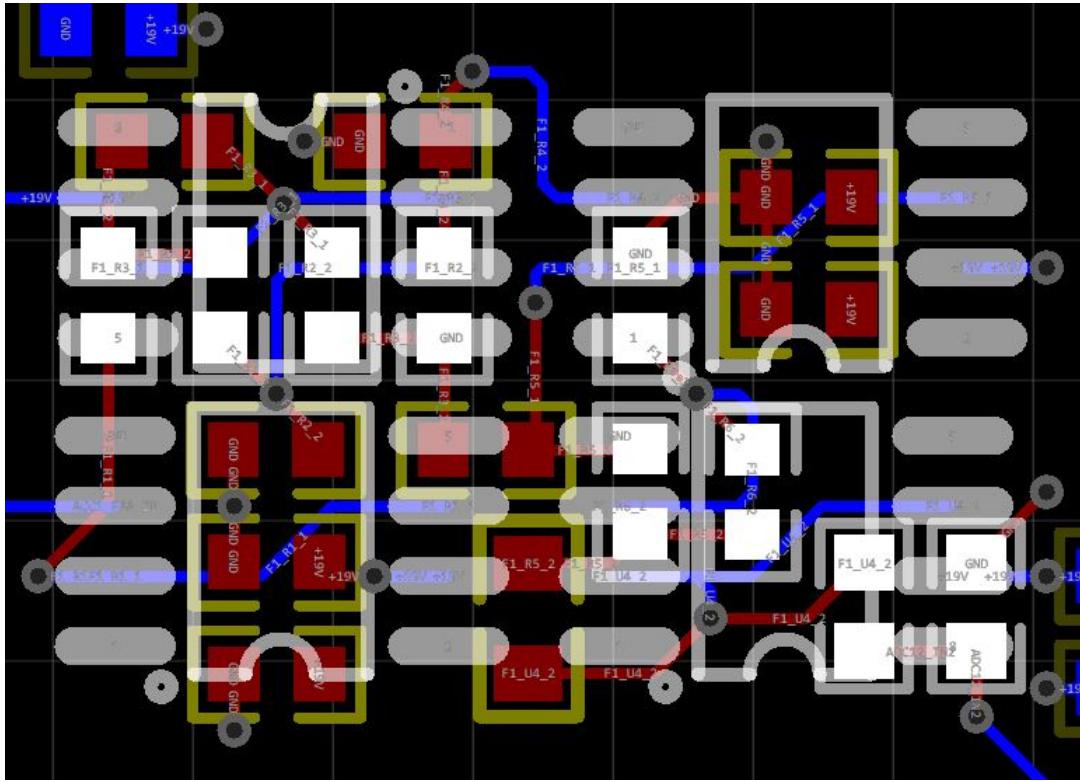


Figura 24 – Resistores e amplificadores operacionais orientados na mesma direção

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 Nº 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.

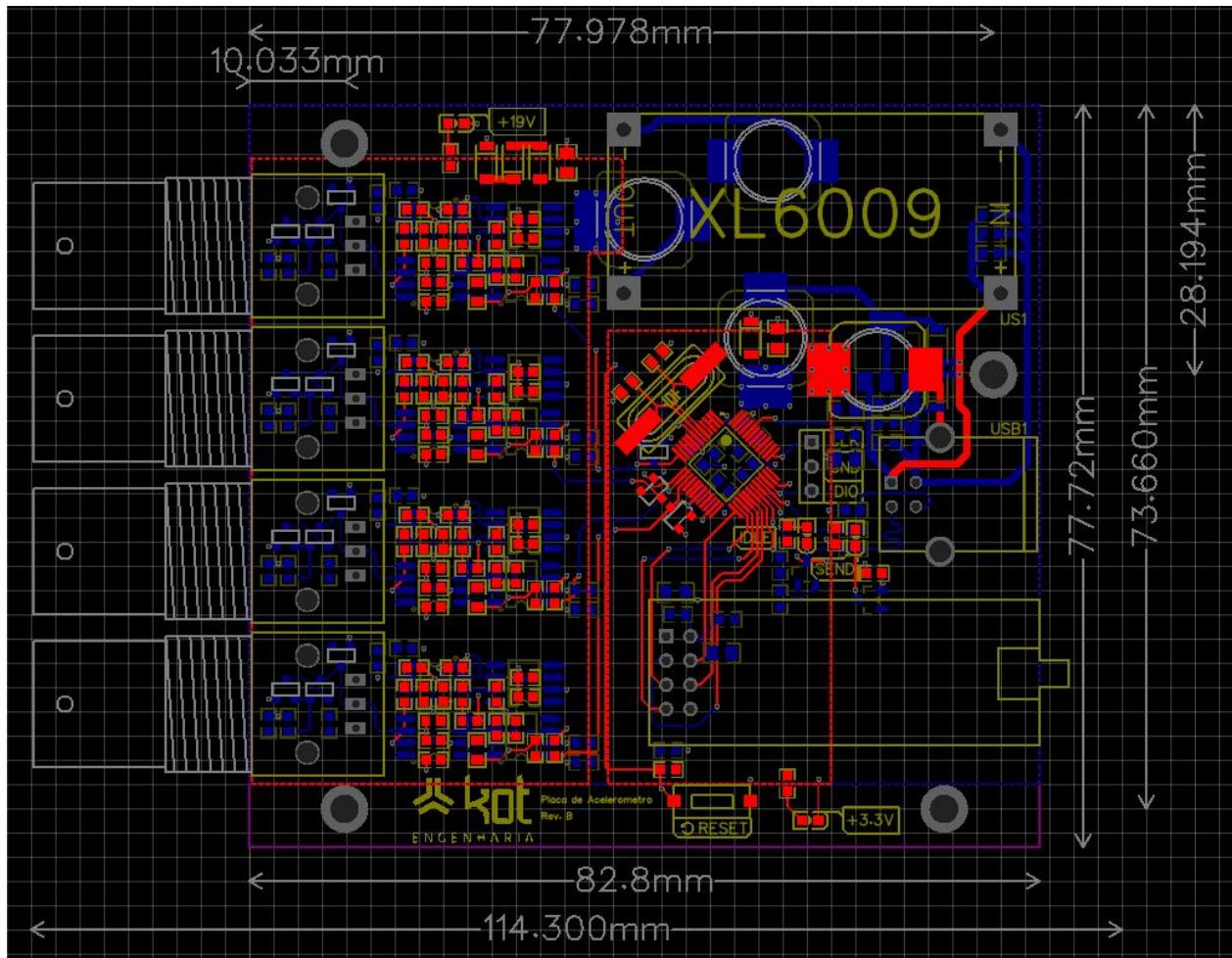


Figura 25 – Placa final

7 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.

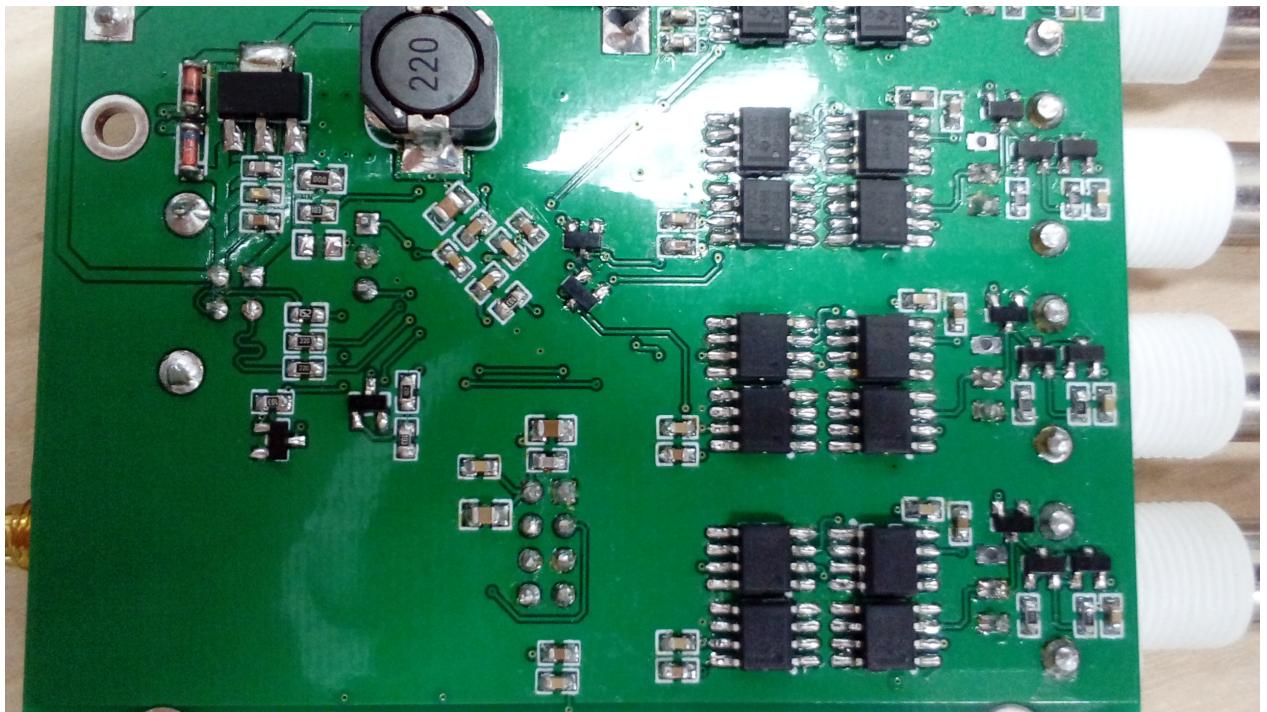


Figura 26 – Solda do *layer* inferior

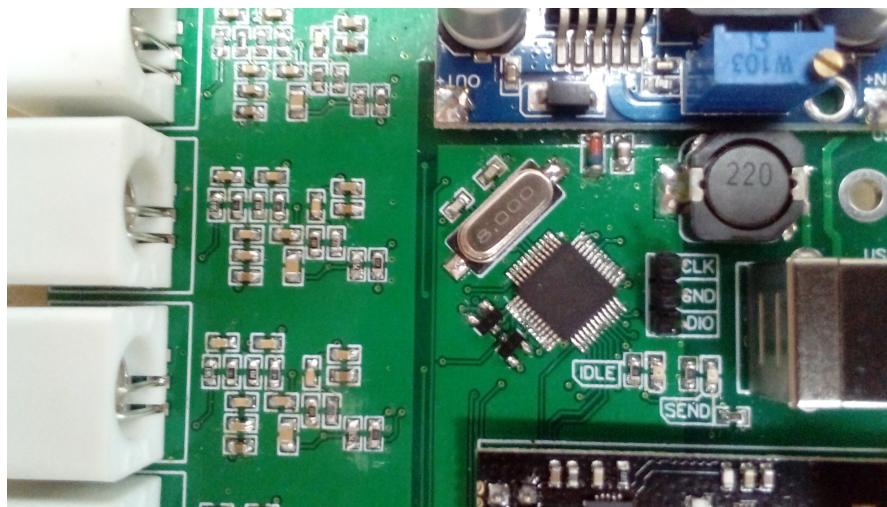


Figura 27 – Solda do *layer superior*

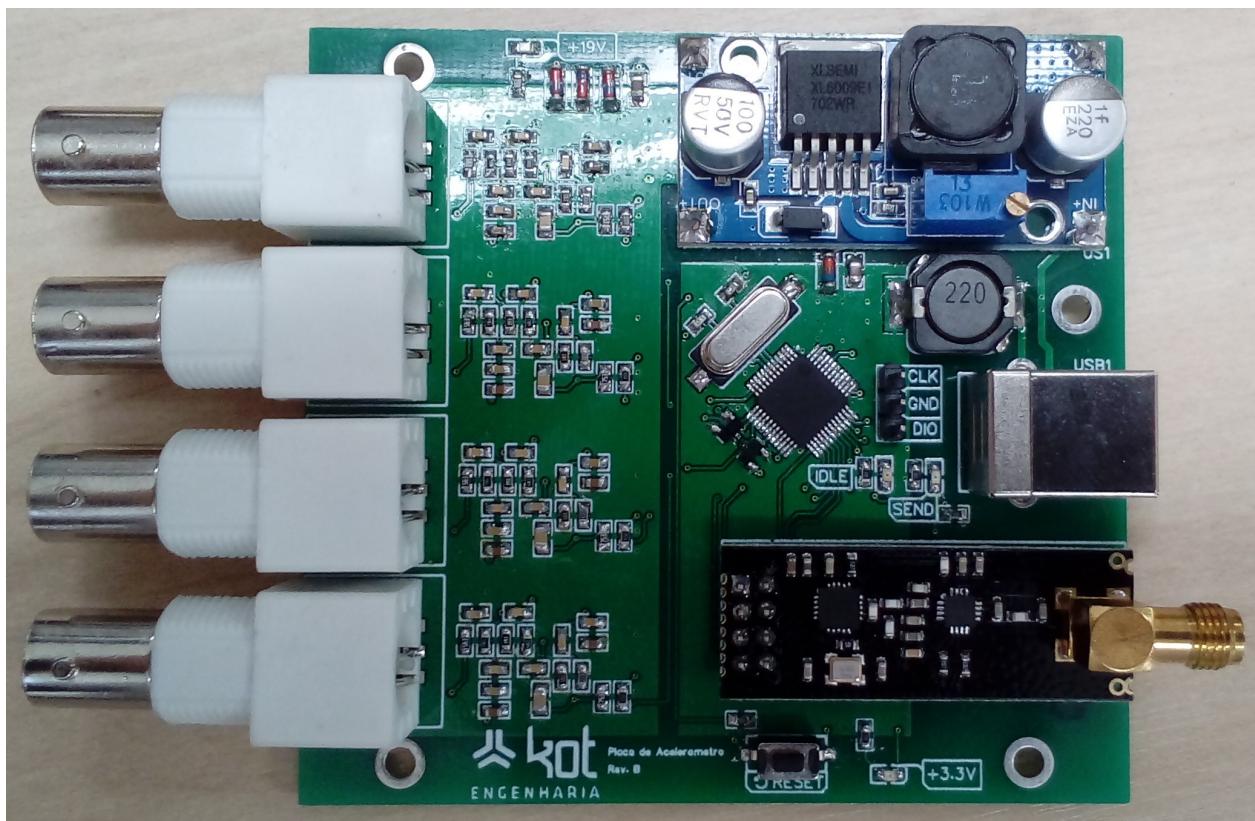


Figura 28 – Vista superior

8 Validação

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.

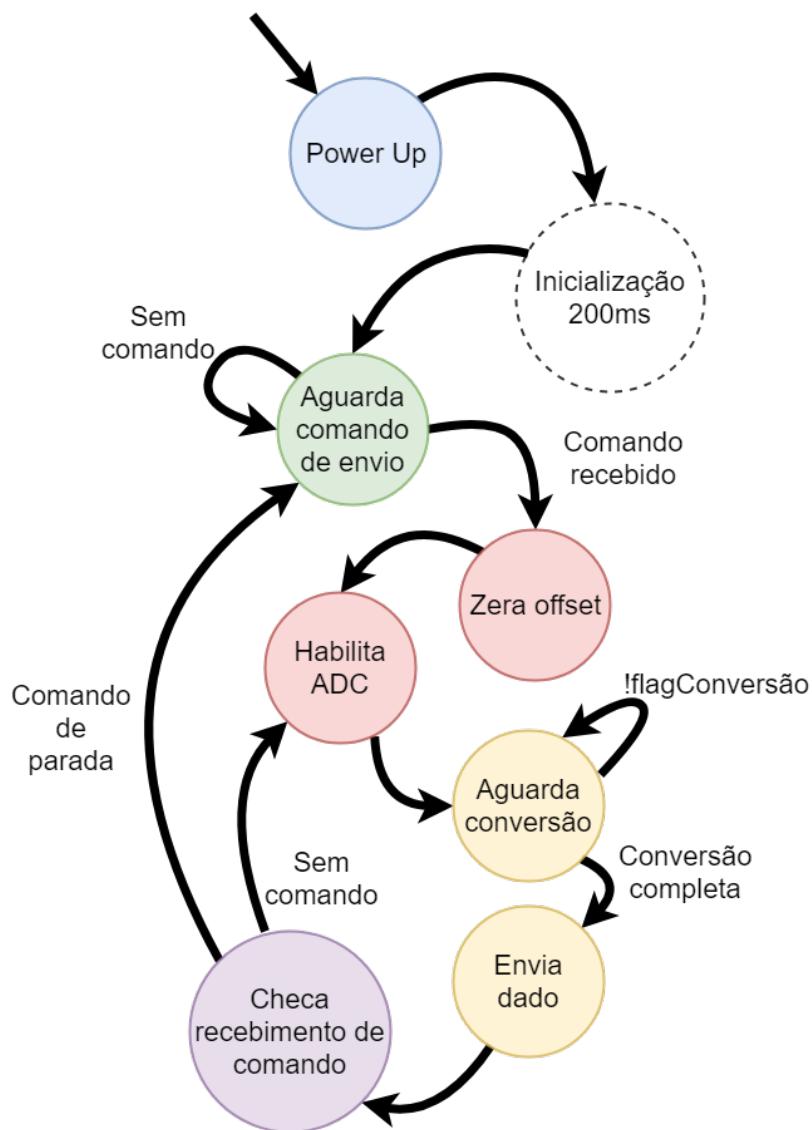


Figura 29 – Máquina de estados finitos

8.1 Níveis de tensão

8.1.1 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.

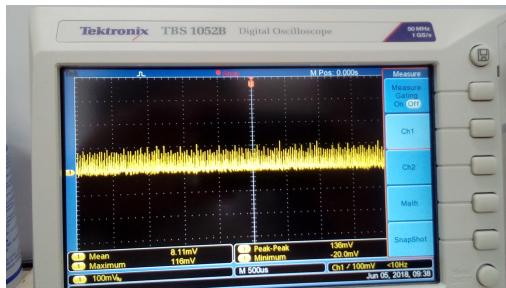


Figura 30 – Sinal AC da saída da fonte de 3,3V

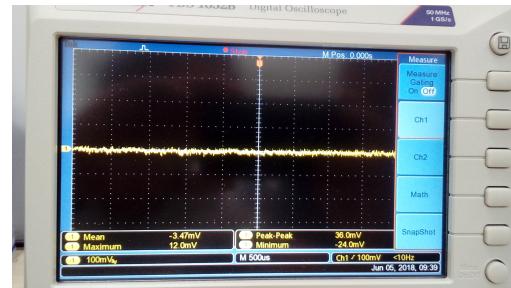


Figura 31 – Sinal AC da saída do filtro LC de 3,3V

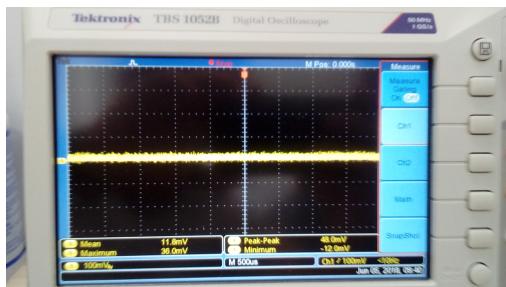


Figura 32 – Sinal AC da saída da fonte de 19V

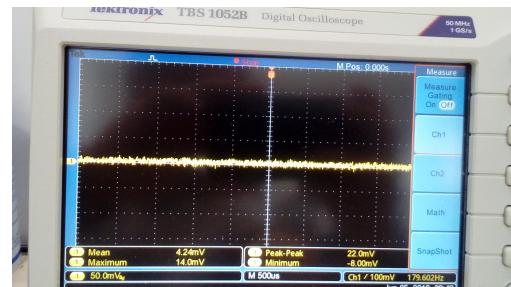


Figura 33 – Sinal AC da saída do filtro LC de 19V

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.

8.1.2 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.

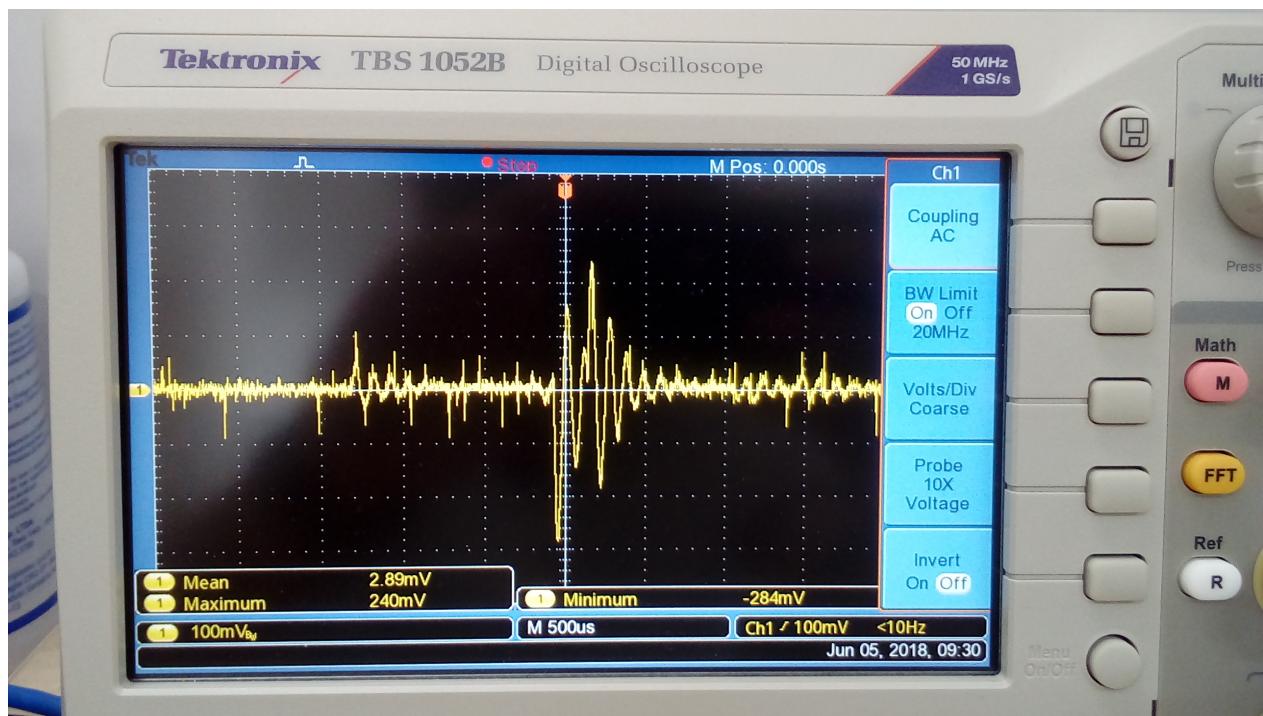


Figura 34 – Oscilações causadas pelo modo de telemetria

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.

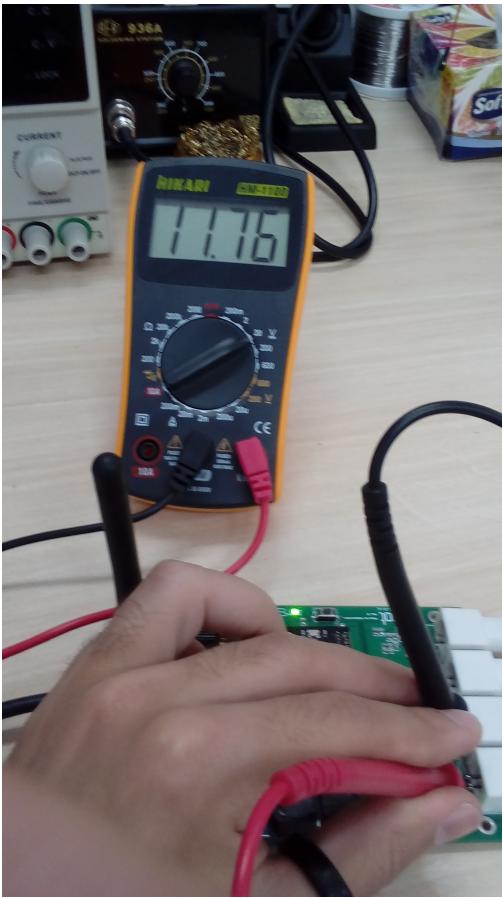


Figura 35 – Tensão média do acelerômetro

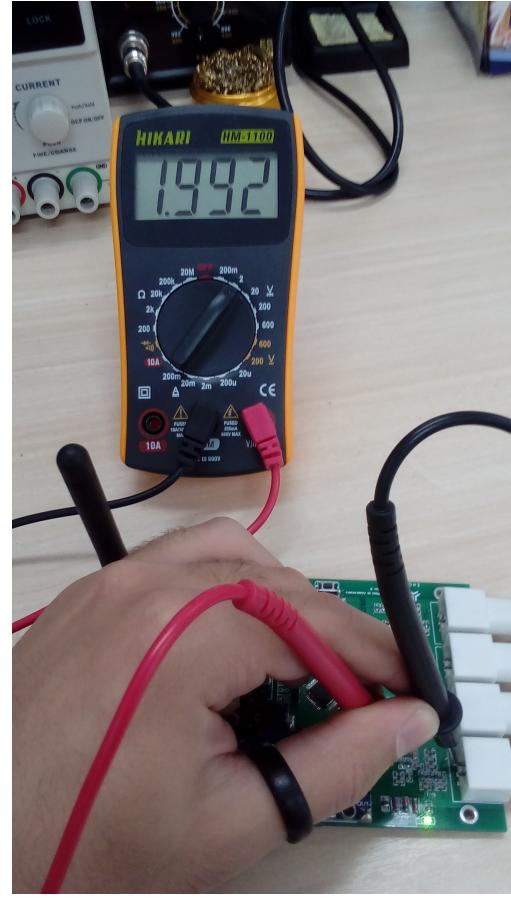


Figura 36 – Tensão média do acelerômetro após o ganho

8.2 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.

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 $1\% + 3mA$.

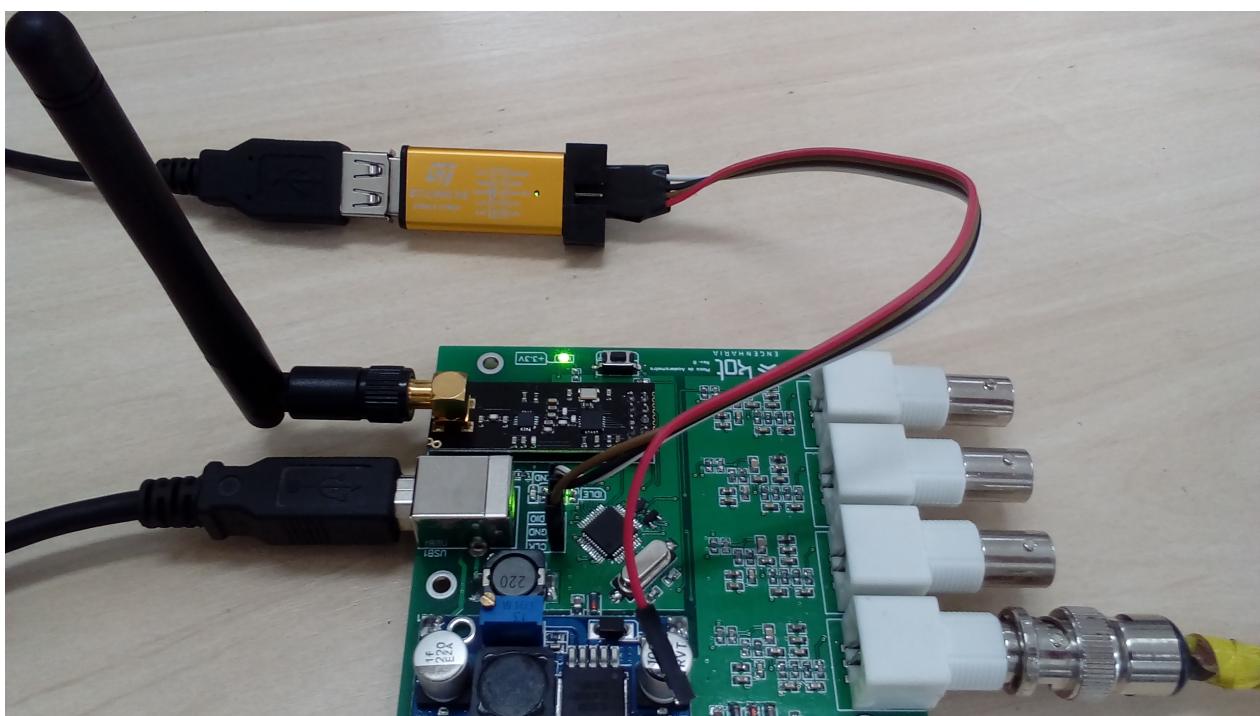


Figura 37 – Placa sem acelerômetros conectados, em modo *standby*

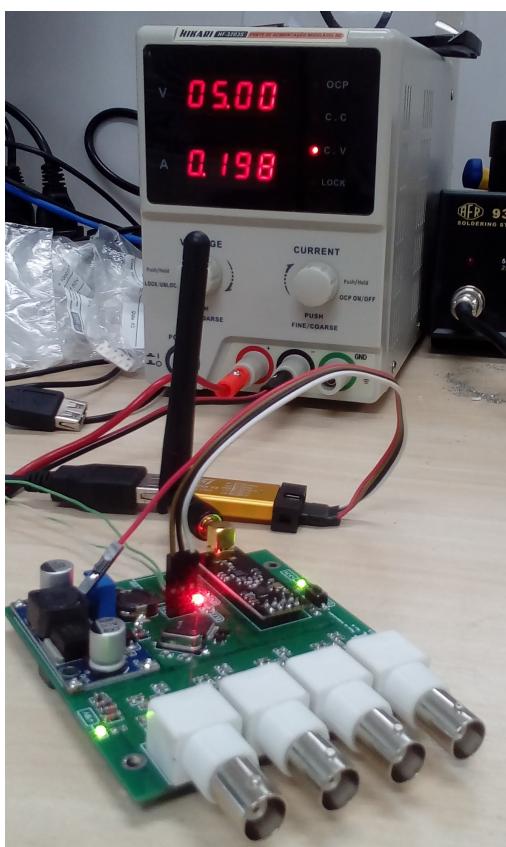


Figura 38 – Placa sem acelerômetros conectados, em modo *standby*



Figura 39 – Placa com 1 acelerômetro conectado, amostrando e enviando os dados remotamente

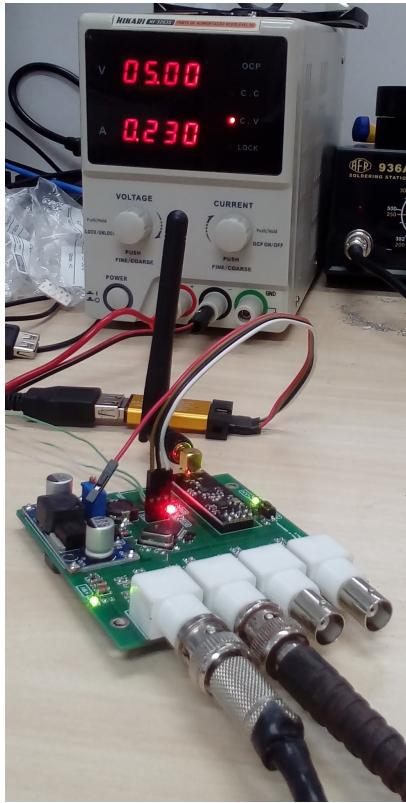


Figura 40 – Placa com 2 acelerômetros conectados, amostrando e enviando os dados remotamente

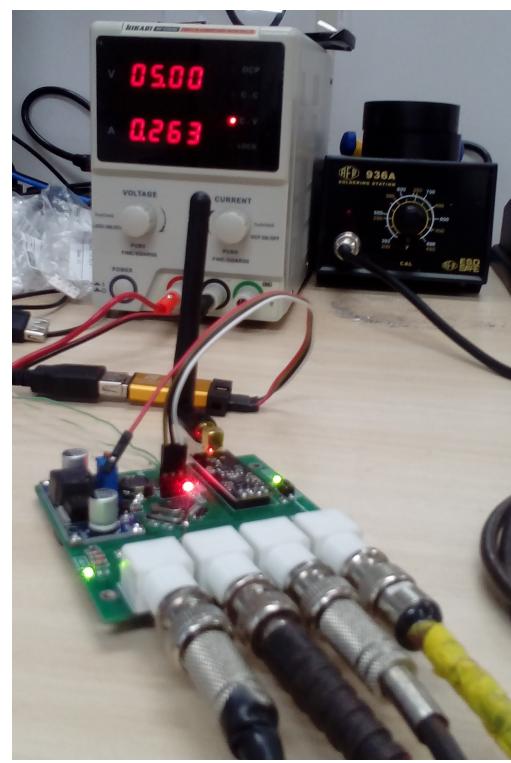


Figura 41 – Placa com 4 acelerômetros conectados, amostrando e enviando os dados remotamente

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 1,19W, próximo aos 1,19W estimados.

8.3 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 InstrumentsTM, cedido sob licença da empresa em que o estágio foi realizado.



Figura 42 – Módulos de aquisição NI



Figura 43 – 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.

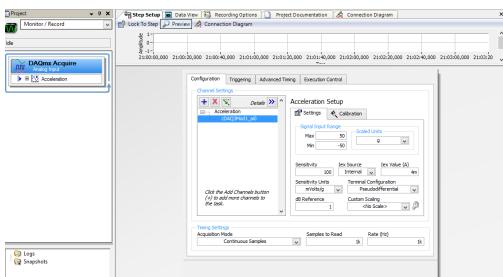


Figura 44 – Configurações da leitura do sensor

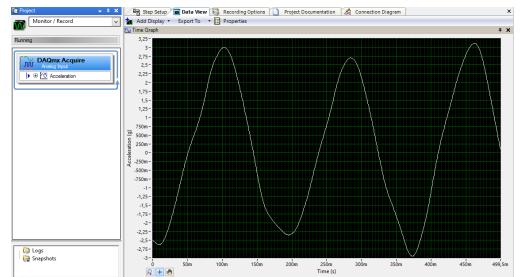


Figura 45 – Leitura do sinal da peneira (Signal Express)

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.

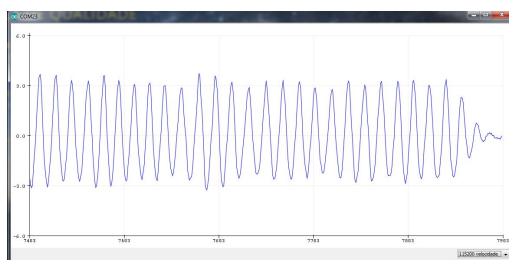


Figura 46 – Leitura do sinal da peneira
pela placa desenvolvida

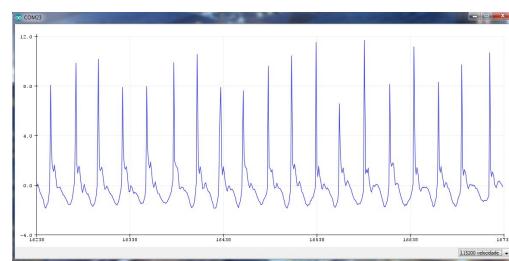


Figura 47 – Leitura de sinais pulsantes

9 Conclusão

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 sinais, 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

- 1 MINERAL, M. J. C. *A importância da mineração para a economia brasileira*. Disponível em: <<http://www.minasjr.com.br/a-importancia-da-mineracao-para-a-economia-brasileira/>>.
- 2 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/>>.
- 3 CTC. *AC102 Series*. Disponível em: <https://www.ctconline.com/fileup/3DNEWPDF/AC102series_datasheet_3D.pdf>.
- 4 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>>.
- 5 SEMICONDUCTORS, N. *nRF24L01+*. Disponível em: <<https://www.nordicsemi.com/eng/Products/2.4GHz-RF/nRF24L01P>>.
- 6 INDUSTRIES, I. A. C. E. *Generic Standard on Printed Board Design*. Disponível em: <http://www.sphere.bc.ca/class/downloads/IPC_2221A-PCB%20Standards.pdf>.