

Francisco Gomes Soares Sanches Manso

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

Belo Horizonte  
30 de junho 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  
Kotchergerko 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 . . . . .	6
1	INTRODUÇÃO . . . . .	7
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .	9
2.1	Transdutores piezoelétricos . . . . .	9
2.2	O filtro anti-aliasing e o teorema da amostragem . . . . .	10
2.3	Conversor analógico-digital . . . . .	12
3	METODOLOGIA . . . . .	15
3.1	Levantamento de requisitos . . . . .	15
3.2	Análise de requisitos . . . . .	15
3.3	Condicionamento de sinais . . . . .	16
3.4	Dimensionamento do ADC . . . . .	16
3.5	Dimensionamento do FAA . . . . .	18
3.6	Fonte de corrente . . . . .	21
3.7	Microcontrolador . . . . .	22
3.8	Telemetria . . . . .	23
3.9	Fonte Linear . . . . .	24
3.10	Fonte chaveada boost . . . . .	25
3.11	Consumo total . . . . .	25
	REFERÊNCIAS . . . . .	27

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Condicionamento do sinal analógico . . . . .	9
Figura 2 – Diagrama de interligação de um transdutor <i>IEPE</i> . . . . .	10
Figura 3 – Exemplo de sinal sem <i>aliasing</i> amostrado à $250Hz$ . . . . .	11
Figura 4 – Exemplo de sinal com <i>aliasing</i> amostrado à $200Hz$ . . . . .	11
Figura 5 – Resposta em frequência de um filtro ideal . . . . .	12
Figura 6 – Resposta em frequência de um filtro real . . . . .	12
Figura 7 – Filtro anti- <i>aliasing</i> . . . . .	19
Figura 8 – Diagrama de Bode do FFA . . . . .	20
Figura 9 – <i>Zoom</i> na banda de transição . . . . .	20
Figura 10 – Fonte de corrente . . . . .	21
Figura 11 – Fonte de corrente com medições . . . . .	22
Figura 12 – Consumo estimado do STM32F103C8T6 . . . . .	23
Figura 13 – Módulo nRF24L01+ . . . . .	24



# 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.<sup>[1]</sup>

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.<sup>[2]</sup>

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.

Ensaio 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 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 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.

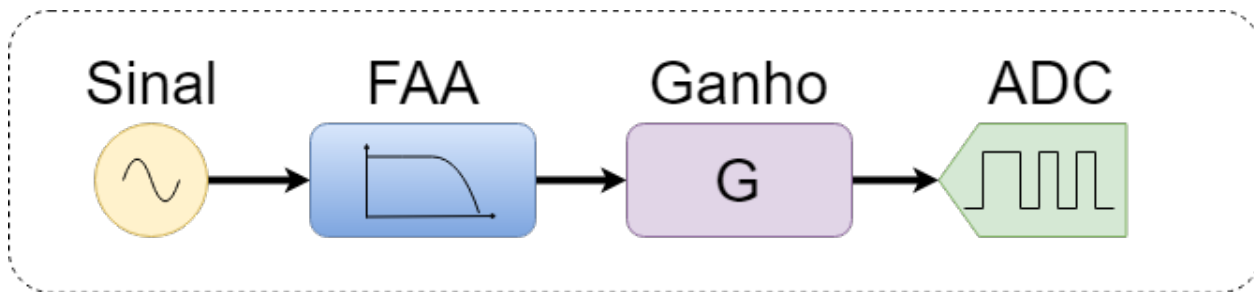


Figura 1 – Condicionamento do sinal analógico

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  $\pm 5V$ .<sup>[3]</sup>

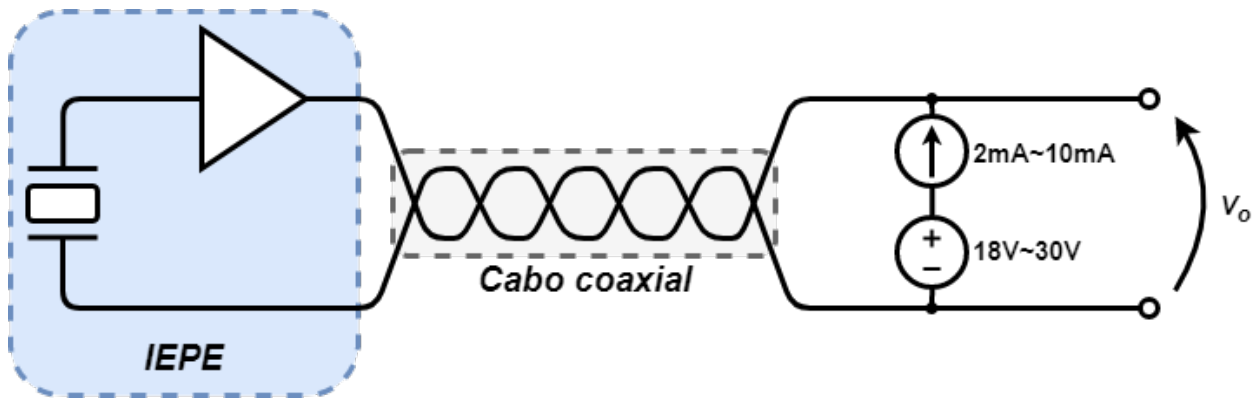


Figura 2 – Diagrama de interligação de um transdutor *IEPE*

## 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*.<sup>[4]</sup>

Como exemplo, assume-se o sinal  $S(t) = 0,7\text{sen}(2\pi 50t) + \text{sen}(2\pi 120t)$ . O sinal é amostrado com uma frequência  $f_s = 250\text{Hz}$ . 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  $120\text{Hz}$ , a frequência de *Nyquist* é  $240\text{Hz}$ . 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  $f_s = 200\text{Hz}$ , 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.

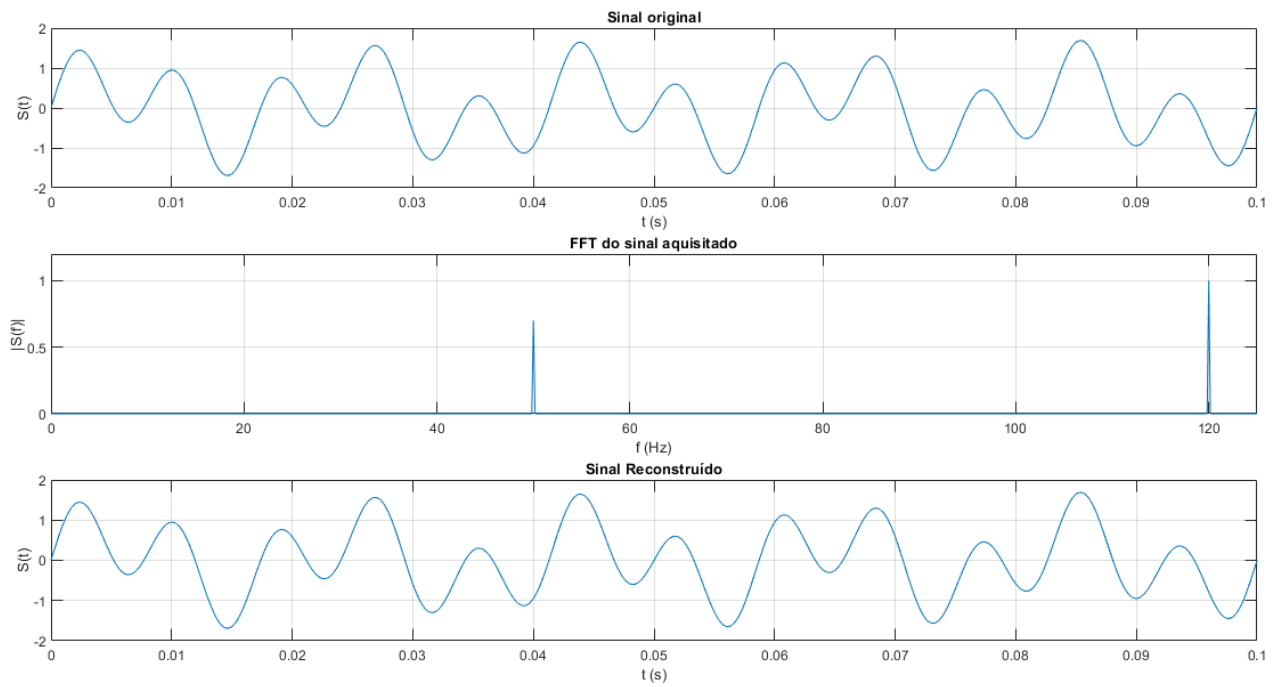


Figura 3 – Exemplo de sinal sem *aliasing* amostrado à  $250Hz$

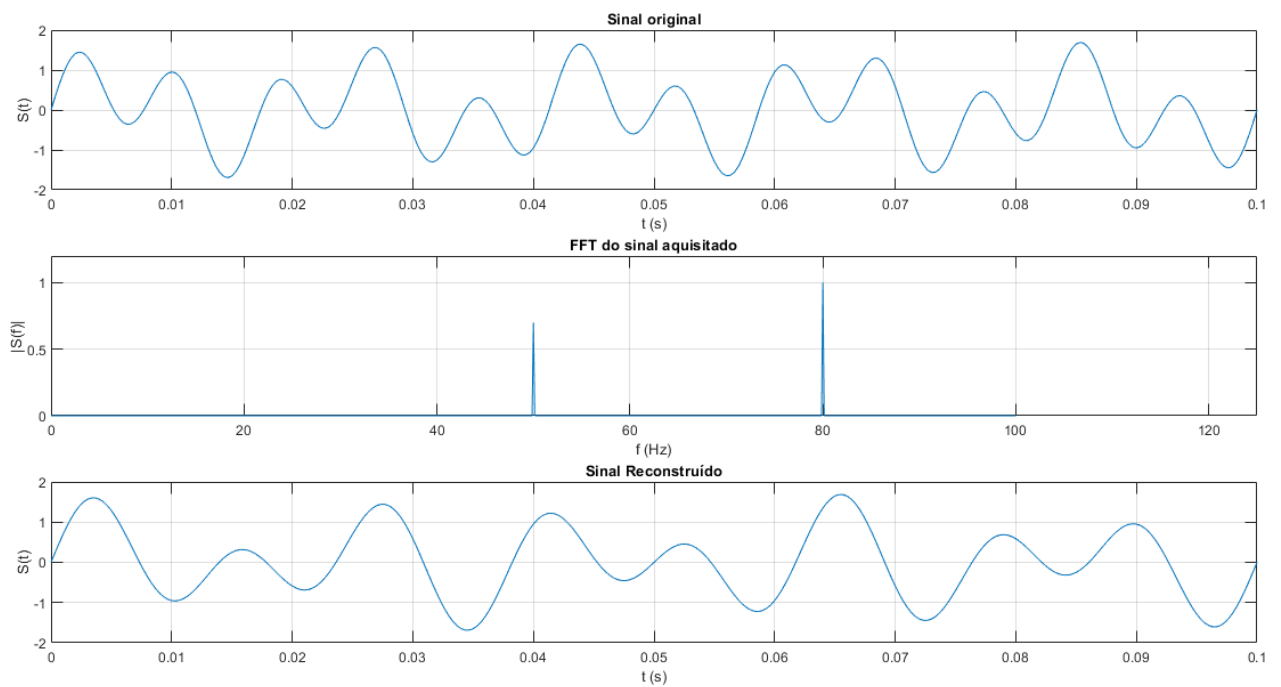


Figura 4 – Exemplo de sinal com *aliasing* amostrado à  $200Hz$

O filtro anti-*aliasing* trata-se de um filtro passa-faixa ou passa-baixa. Como no projeto não há restrições com relação às 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.

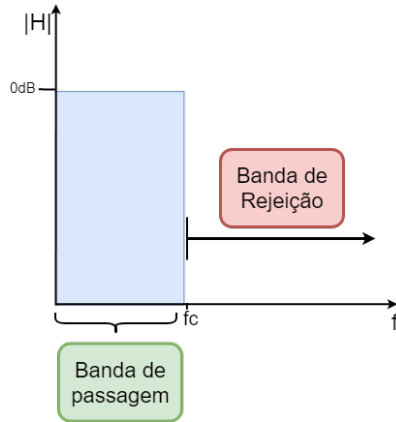


Figura 5 – Resposta em frequência de um filtro ideal

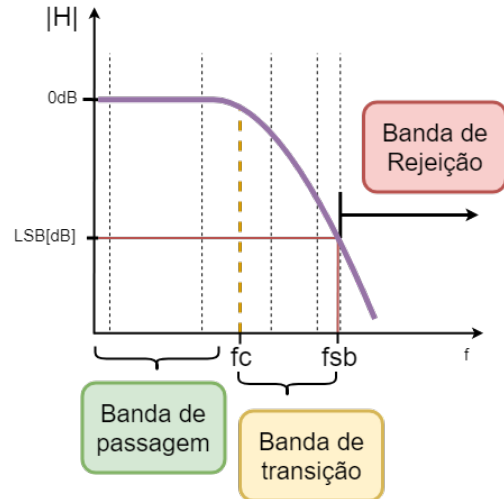


Figura 6 – Resposta em frequência de um filtro real

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, conseqüentemente, 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 Metodologia

### 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 adquirir 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.<sup>[3]</sup>

- 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:

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

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

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

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

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

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, conseqüentemente, 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. Assim, 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™ da Texas Instruments™. As Figuras 7, 8 e 9 apresentam o circuito recomendado para o filtro passa-baixa de 6ª ordem *Butterworth* com topologia *Sallen Key* de ganho unitário, frequência de corte  $f_c = 2kHz$  e frequência de rejeição  $f_{SB} \simeq 8,2kHz$ .

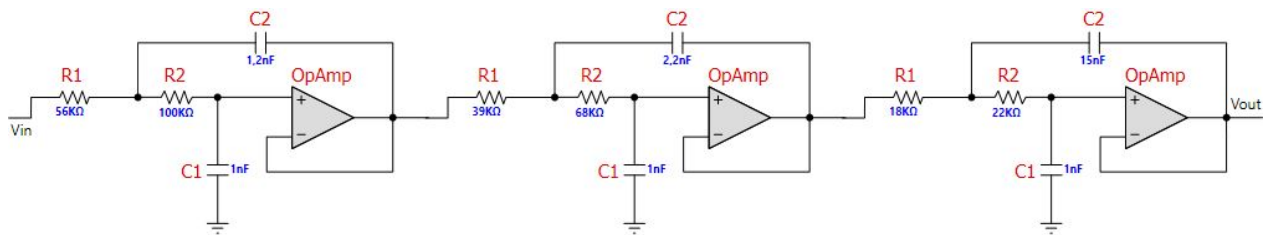


Figura 7 – Filtro anti-aliasing

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 por resistores de  $15k\Omega$  e  $75k\Omega$ , de forma que:

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

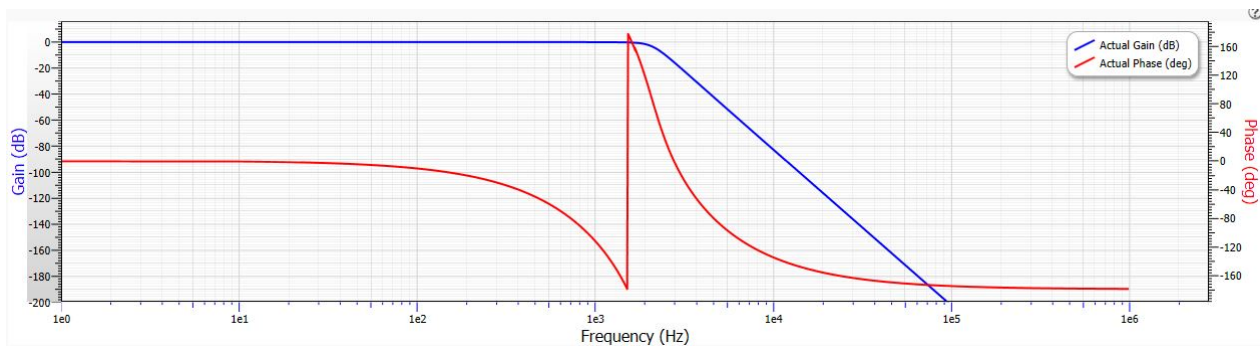


Figura 8 – Diagrama de Bode do FFA

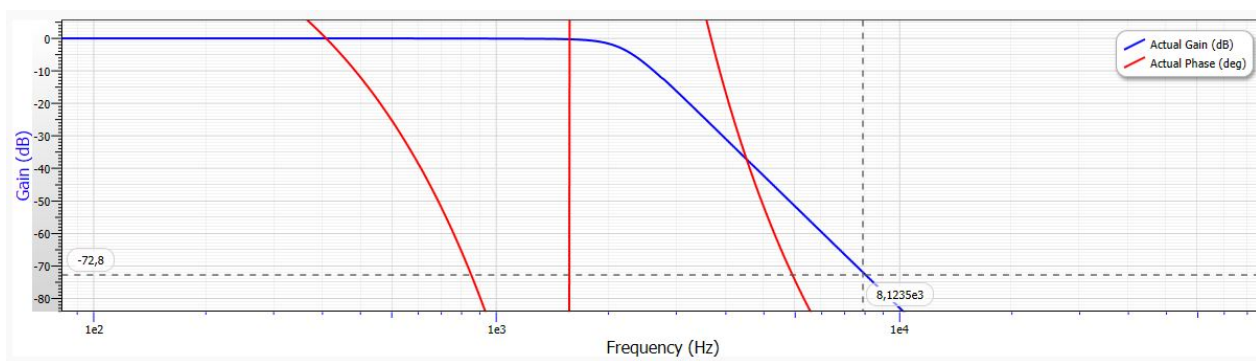


Figura 9 – Zoom na banda de transição

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 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 passível 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.

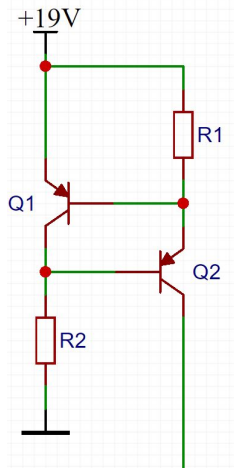


Figura 10 – Fonte de corrente

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 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.

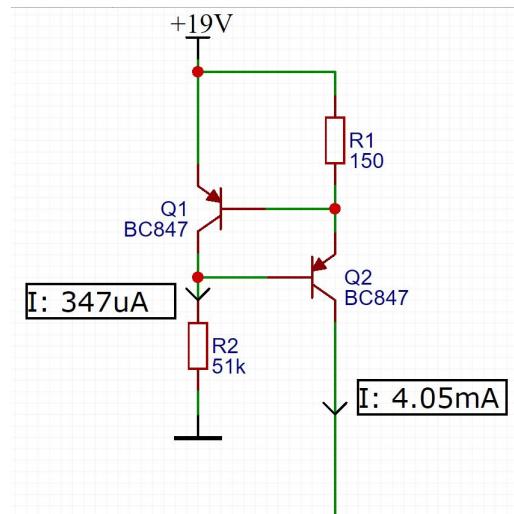


Figura 11 – Fonte de corrente com medições

### 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 microcontrolares a apenas o STM32F103C8T6.<sup>[5]</sup> 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.

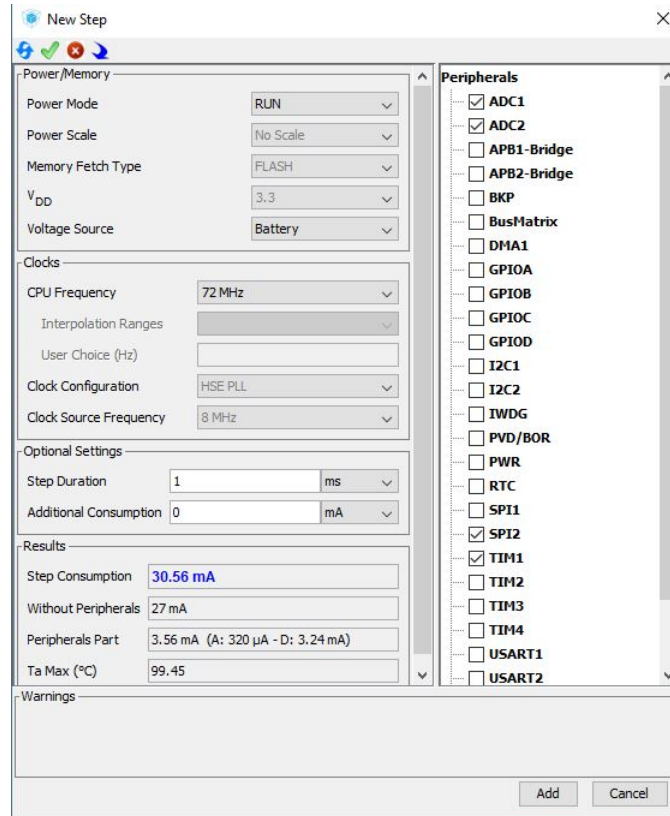


Figura 12 – Consumo estimado do STM32F103C8T6

### 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:

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

O módulo nRF24L01+<sup>[6]</sup> 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.

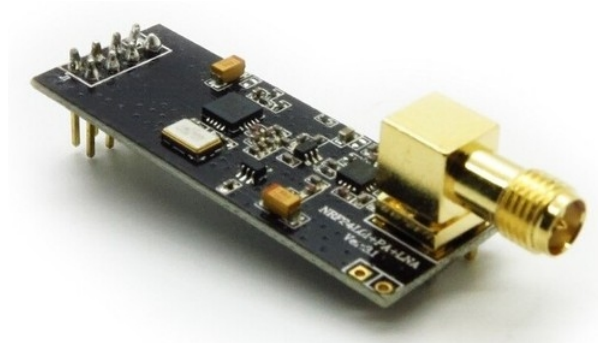


Figura 13 – Módulo nRF24L01+ <sup>1</sup>

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 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.

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

### 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:

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

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*.



# 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](https://www.ctconline.com/fileup/3DNEWPDF/AC102series.datasheet_3D.pdf).
- 4 INCORPORATED, T. I. *AN-236 An Introduction to the Sampling Theorem*. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/an/snaa079c/snaa079c.pdf>.
- 5 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>.
- 6 SEMICONDUCTORS, N. *nRF24L01+*. Disponível em: <https://www.nordicsemi.com/eng/Products/2.4GHz-RF/nRF24L01P>.