



## Pró-reitoria de Pesquisa

---

### Carta de apresentação

Santo André, **XXX** de Agosto de 2016.

À Ilustríssima Pró-Reitora de Pesquisa,

Prof<sup>a</sup>. Dra. Marcela Sorelli Carneiro Ramos

Encaminho o relatório do(a) aluno(a) *Samuel Freire Alkmin* referente ao projeto de pesquisa junto ao programa de Iniciação Científica na modalidade *PIBIC* no edital *01/2015*.

*(descrever o desempenho do aluno durante a pesquisa).*

Nome e assinatura do Orientador:

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ABC  
CENTRO DE ENGENHARIA, MODELAGEM E CIÊNCIAS SOCIAIS APLICADAS  
RELATÓRIO FINAL – INICIAÇÃO CIENTÍFICA

SAMUEL FREIRE ALKMIN

**DESENVOLVIMENTO DE FONTE DE CORRENTE CONTROLADA POR  
MICROPROCESSADOR PARA APLICAÇÃO NA TOMOGRAFIA POR  
IMPEDÂNCIA ELÉTRICA**

SANTO ANDRÉ  
2016

SAMUEL FREIRE ALKMIN

**DESENVOLVIMENTO DE FONTE DE CORRENTE CONTROLADA POR  
MICROPROCESSADOR PARA APLICAÇÃO NA TOMOGRAFIA POR  
IMPEDÂNCIA ELÉTRICA**

Relatório Final de Iniciação Científica em  
Engenharia Biomédica pela Universidade  
Federal do ABC  
Orientador: Prof. Dr. Erick Dario Bueno

SANTO ANDRÉ  
2016

## RESUMO

A Tomografia por Impedância Elétrica (TIE) é uma técnica que possibilita a obtenção de imagens na área médica através da impedância elétrica estimada do tecido biológico em resposta a uma corrente elétrica de baixa intensidade. Uma dificuldade da TIE é que a corrente aplicada varia com a impedância de entrada do corpo humano ao longo do tempo. Desta maneira, a fonte deve ser capaz de responder a esta variação de impedância desviando-se o mínimo possível de seu valor nominal, possibilitando que o algoritmo de reconstrução de imagem possa atuar de forma mais precisa. Com isso em mente, este projeto visa o desenvolvimento de uma fonte de corrente controlada por um microprocessador para implementação juntamente a um sistema de TIE com o intuito de proporcionar um fornecimento de corrente preciso e passível de controle programável. Além da aplicação voltada para a TIE, esta fonte de corrente proposta também pode ser empregada no desenvolvimento de condutivímetros, equipamentos eletro-médicos de medição da percentagem de gordura, como também, na análise da ventilação e perfusão pulmonar através da impedância transtorácica.

## Sumário

1. Introdução.....	1
2. Objetivos.....	3
2.1. Geral.....	3
2.2. Específicos.....	3
3. Metodologia .....	4
3.1. Esquema elétrico .....	4
3.2. Aquisição de dados.....	7
3.2.1. Raspberry Pi Model B+.....	7
3.2.2. BeagleBone Black .....	7
3.2.3. Teste de desempenho de aquisição de dados.....	10
3.3. Demodulação.....	10
3.3.1. Testes de demodulação .....	12
3.4. Pinos GPIO .....	13
3.5. Circuito gerador de funções .....	13
3.6. Circuito de alimentação.....	14
3.7. Controle PID .....	15
3.7.1. Controle proporcional .....	16
3.7.2. Controle integral .....	17
3.7.3. Controle derivativo.....	17
3.7.4. Parâmetros de desempenho.....	17

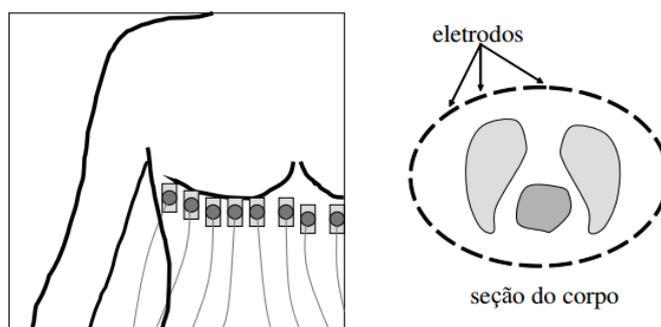
3.7.5.	Ajustes dos ganhos ( $K_p$ , $K_i$ e $K_d$ ) .....	18
3.8.	Experimento de validação .....	19
4.	Resultados e Discussão.....	20
4.1.	Aquisição de dados.....	20
4.1.1.	Raspberry Pi Model B+.....	20
4.1.2.	BeagleBone Black .....	24
4.2.	Demodulação.....	26
4.2.1.	Análise da influência do ruído branco na demodulação .....	27
4.2.2.	Análise da interferência de 26 kHz na demodulação .....	29
4.2.3.	Demodulação de diferentes sinais adquiridos.....	30
4.3.	Pinos GPIO .....	35
4.4.	Circuito gerador de funções .....	36
4.5.	Controle PID .....	38
4.5.1.	Controle proporcional .....	38
4.5.2.	Controle proporcional integral.....	42
4.5.3.	Controle proporcional integral derivativo (PID).....	45
4.5.4.	Controle com variações sucessivas da impedância torácica.....	49
5.	Conclusão.....	51
5.1.	Considerações finais.....	51
5.2.	Trabalhos futuros .....	51
6.	Cronograma.....	53

Apêndice.....	54
Referências.....	58

## 1. Introdução

A Tomografia por Impedância Elétrica (TIE) é uma técnica que consiste na formação de imagens pela distribuição da impedância interna de um volume condutor estimada em resposta a uma corrente elétrica, para isto, medidas de potenciais são captadas por eletrodos posicionados na fronteira deste volume. A TIE vem sendo empregada em diversas áreas desde 1980, tais como, geofísica para localização de depósitos de minerais, ciências ambientais na detecção de vazamentos em tubulações subterrâneas e na medicina para imageamento e monitorização de pacientes, sendo esta última a área de interesse deste projeto [1].

Em uma imagem obtida pela TIE, cada pixel representa a impedância estimada do tecido em resposta a uma corrente elétrica de baixa amplitude. Eletrodos são posicionados para a obtenção do potencial elétrico em pontos específicos correspondentes a uma secção transversal da parte anatômica do corpo analisada (Figura 1) [2].



**Figura 1** – Exemplificação da posição dos eletrodos ao redor do tórax do paciente [2].

Portanto, com a obtenção do potencial nos eletrodos, é então estimada a resistividade elétrica de cada segmento correspondente à secção transversal que se deseja obter a imagem. Porém, alguns fatores contribuem para desvios que comprometem a imagem final obtida pelo algoritmo de reconstrução. O potencial medido em cada eletrodo depende da forma não-linear da corrente elétrica aplicada, assim como, da estimativa da distribuição de condutividade do tecido em questão

[2,3]. Desta maneira, a TIE é uma técnica que é muito dependente da eficiência dos algoritmos de reconstrução envolvidos, necessitando assim de constantes implementações para que se obtenha imagens satisfatórias em diferentes cenários.

A TIE destaca-se por apresentar um hardware muito mais acessível se comparada com a tomografia convencional utilizada hoje em dia. O aparelho de TIE é compacto, possibilitando a sua utilização em leitos de unidade intensiva de terapia [3], além de não necessitar de nenhum tipo de radiação para obtenção das imagens. Basicamente, os pacientes são submetidos a correntes elétricas de baixas intensidades que não fornecem riscos ao paciente, possibilitando o seu funcionamento de forma contínua, como por exemplo, em casos de monitoração pulmonar de pacientes submetidos a ventilação mecânica (Figura 2).



**Figura 2** – Monitoração pulmonar do paciente a beira do leito de UTI.

Adaptado de: <http://www.medicaexpo.com/prod/drager/artificial-ventilation-monitor-electrical-impedance-tomography-68268-421573>

A corrente elétrica aplicada nos eletrodos pode seguir diferentes padrões de leituras, entretanto, os mais utilizados são o adjacente e o diametral [2]. No padrão adjacente, a corrente elétrica que é fornecida por um eletrodo é captada pelo eletrodo seguinte, enquanto que no padrão diametral, a corrente elétrica é captada pelo eletrodo oposto em relação à secção transversal analisada. A diferença no modo de captação da corrente implica em adaptações nos algoritmos de reconstrução de imagem, porém, de modo geral, pode-se afirmar que o número de eletrodos utilizados implica em uma melhor resolução da imagem final [4].

Utiliza-se corrente alternada, uma vez que a corrente contínua é menos sensível ao corpo humano, dificultando assim, a coleta de dados. Outra desvantagem deste tipo de corrente é a possibilidade de provocar lesões no paciente devido à corrosão nos eletrodos proporcionada pela sua passagem em contato com a pele. Portanto, visando a aplicação desta técnica na área médica, a corrente alternada empregada deve estar de acordo com alguns parâmetros, tais como amplitude variando de 1 a 10 mA e frequência de 10 kHz a 1 MHz [2,5].

Sabendo da importância da corrente elétrica na TIE, este projeto propõe o desenvolvimento de uma fonte de corrente elétrica controlada por microprocessador. Com a implementação desta fonte, os desvios na obtenção dos potenciais nos eletrodos em resposta a uma variação da corrente serão minimizados, resultando assim, em uma imagem com menos distorções. Além disso, espera-se contribuir para o desenvolvimento de algoritmos de reconstrução mais eficientes para os cálculos da estimativa da resistividade elétrica do tecido.

A fonte de corrente proposta possibilita a sua manipulação de forma programável através de incrementos digitais. Esta fonte, por mecanismo de feedback, contribui para a redução das discrepâncias e ruídos que podem ocorrer entre as correntes que passam através de cada eletrodo, proporcionando assim, uma obtenção de dados muito mais precisa.

## **2. Objetivos**

### **2.1. Geral**

Este projeto tem como objetivo o desenvolvimento de uma fonte de corrente controlada por microprocessador com o intuito de reduzir as disparidades da corrente fornecida em cada eletrodo, melhorando assim, o desempenho do hardware de TIE.

### **2.2. Específicos**

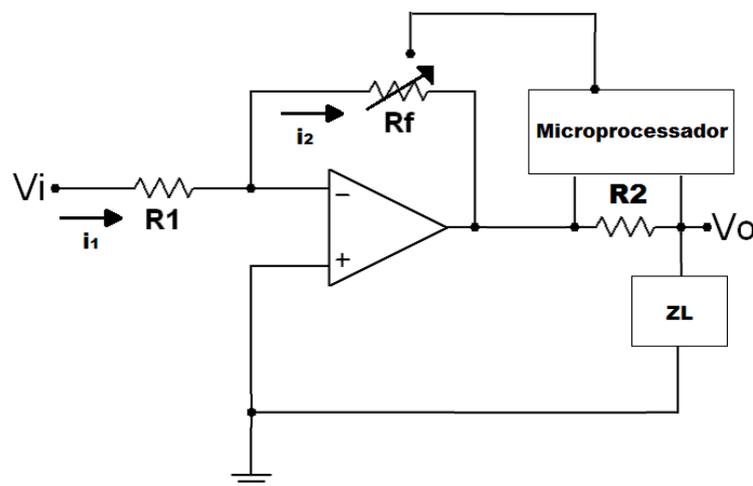
Entretanto, para que este objetivo seja atingido, passos intermediários devem ser cumpridos, dentre eles destacam-se a escolha da melhor configuração do circuito elétrico, métodos eficazes de programação da conversão do sinal analógico em digital,

seleção de componentes adequados que atendam aos parâmetros necessários de amplitude e frequência e avaliação do desempenho desta fonte proposta em relação à precisão e robustez.

### 3. Metodologia

#### 3.1. Esquema elétrico

Foi escolhido como ponto de partida, um dos circuitos mais simples para implementar uma fonte de corrente, isto é, um amplificador operacional (LM741) [6] inversor exemplificado pela Figura 3.



**Figura 3** – Circuito elétrico a ser utilizado no desenvolvimento da fonte de corrente.

Este circuito é composto por um resistor de entrada ( $R_1$ ), potenciômetro digital ( $R_f$ ), resistor sentinela ( $R_2$ ), tensão de alimentação ( $V_i$ ), tensão de saída ( $V_o$ ), microprocessador e um amplificador operacional inversor em que será utilizado no modelo ideal de amp-op para a dedução dos cálculos. O ganho de malha fechada ( $A_f$ ) proporcionado por esse amplificador pode ser encontrado através dos cálculos demonstrados a seguir, levando em consideração que o potencial na entrada

inversora é igual ao potencial da entrada não-inversora, que neste caso, ambos são iguais a zero.

$$i1 = \frac{Vi}{R1}$$

$$i2 = -\frac{Vo}{Rf}$$

$$i1 = i2 \rightarrow \frac{Vi}{R1} = -\frac{Vo}{Rf}$$

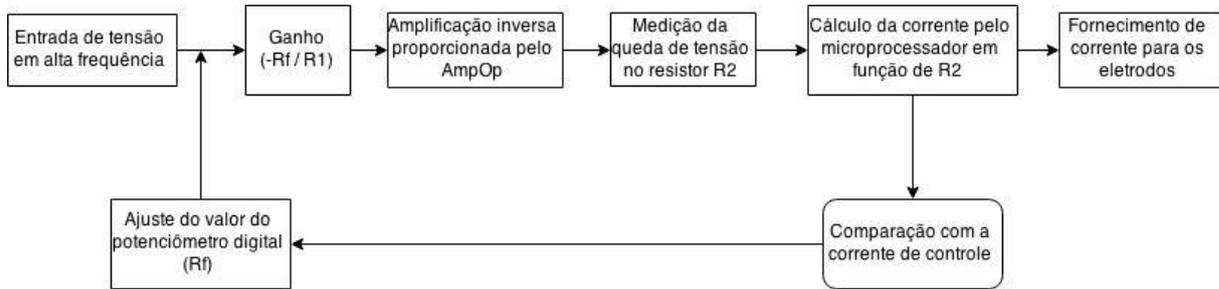
Assim,

$$Vo = -\frac{Rf}{R1} Vi$$

$$Af = -\frac{Rf}{R1} \quad (Eq. 1)$$

Portanto, sabendo que a saída e a entrada estão relacionadas pelo ganho Af (Eq. 1), o controle da corrente de saída pode ser realizado pelo microprocessador através de ajustes do potenciômetro digital (Rf). Estes ajustes serão feitos com base na corrente elétrica calculada pelo microprocessador, tendo como referência, o resistor R2 de resistência conhecida. Com isso, por um mecanismo de feedback negativo, o microprocessador ajusta esta corrente de saída para um valor previamente estipulado através de incrementos no potenciômetro digital, reduzindo assim, as variações de corrente que seriam observadas com a utilização de uma fonte de corrente usual que ocorrem devido ao aumento da impedância nos pulmões durante a inspiração (ZL) pela entrada de ar e pelo afastamento dos eletrodos com a distensão da caixa torácica. Neste último caso, o distanciamento dos eletrodos é entendido como um aumento na impedância pois a distância que a corrente tem que percorrer até sair pelo eletrodo seguinte é ampliada. Desta maneira, a fonte de corrente

proposta se comportaria o mais próximo possível de uma fonte ideal dentro das condições necessárias, diminuindo estas variações que contribuiriam para distorções na imagem final obtida após reconstrução algorítmica. O fluxograma da Figura 4 sintetiza o funcionamento do circuito.



**Figura 4** – Fluxograma do funcionamento da fonte de corrente.

Neste circuito proposto, o potencial de entrada é fornecido por um gerador de ondas de bancada a frequências altas, preferencialmente um sinal senoidal, em torno de 125 kHz (valor este de interesse para aplicação da TIE). Porém, o microprocessador que atuaria no controle da corrente seria um fator limitante para a alta frequência imposta pelo gerador, uma vez que esta frequência dependerá da sua velocidade de processamento dos dados e do conversor analógico-digital (AD) que já vem incorporado nestes sistemas comerciais que serão utilizados. Desta maneira, a frequência ótima do sistema será determinada através de testes, com o intuito de obter a frequência mais alta possível capaz de ser controlada pelo microprocessador. Vale ressaltar que outras aplicações, como por exemplo, a Miografia por Impedância Elétrica utiliza-se de frequências bem inferiores se comparada com a TIE (valores estes que variam de 20 a 50 kHz). Com isso, esta fonte de corrente proposta também poderia ser utilizada em sistemas que visam esta aplicação.

Os microprocessadores a serem utilizados são o Raspberry Pi Model B+ e o BeagleBone Black, ambos por se tratarem de microprocessadores de baixo custo e facilmente encontrados no mercado. Porém, devido a diferenças de componentes internos entre estas plataformas, o desempenho de processamento de dados será

testado para ver qual que possui maior robustez e desempenho para a realização deste projeto.

A implementação deste controlador em uma fonte de corrente seria fundamental para o desenvolvimento de tomógrafos por impedância elétrica cada vez mais acessíveis. A linguagem utilizada para a programação deste microprocessador também será determinante na eficiência da coleta de dados e, por isso, é necessário verificar qual linguagem atende melhor as necessidades do sistema.

Uma outra implementação que será realizada é a substituição do gerador de ondas de bancada por um circuito integrado gerador de funções (ICL8038), desta maneira, o projeto ficará mais refinado, compacto e passível de utilização em diversos cenários.

## **3.2. Aquisição de dados**

### **3.2.1. Raspberry Pi Model B+**

O microprocessador Raspberry Pi Model B+ necessitou a aquisição do conversor analógico-digital (AD) MCP3008 (10-bits), uma vez que este microprocessador não inclui um *hardware* integrado que faça esta conversão necessária para a realização deste projeto. Uma característica muito importante deste conversor analógico-digital adquirido é a sua alta taxa de aquisição de dados, sendo de aproximadamente de 200 ksp/s – *kilo samples per second* - (segundo *datasheet* disponibilizado pelo fabricante), frequência esta que corrobora com a frequência do potencial de entrada a ser utilizado na TIE.

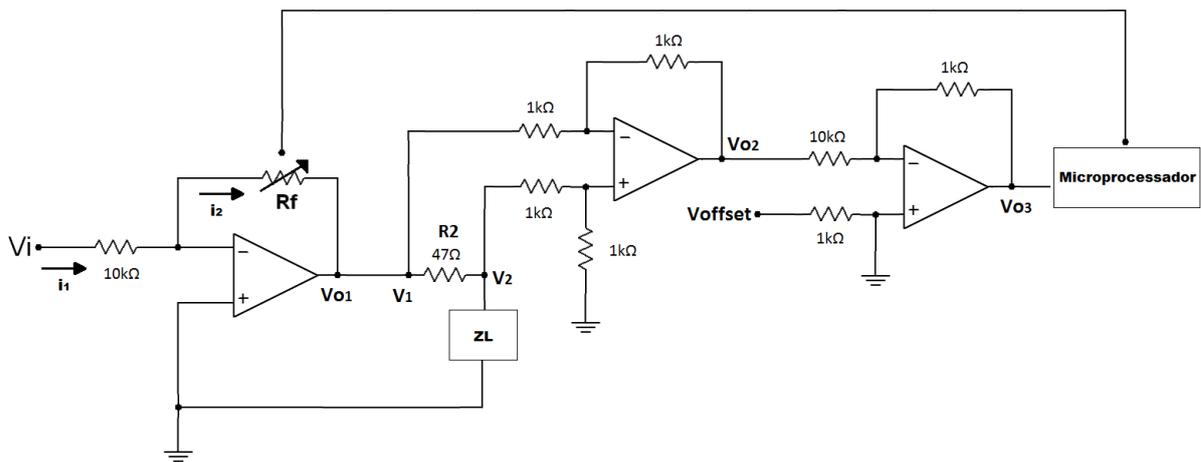
### **3.2.2. BeagleBone Black**

O microprocessador BeagleBone Black possui um conversor AD integrado (12-bits, 200 ksp/s), não necessitando assim do conversor MCP3008 comprado anteriormente, facilitando o planejamento do circuito a ser montado. Uma característica importante é que a porta analógica deste microprocessador possui uma entrada de potencial limitada entre 0-1.8 V. Desta maneira, qualquer potencial de

entrada que não compreenda estes valores pode causar danos aos componentes, inviabilizando o microprocessador.

Em razão desta limitação, o circuito elétrico a ser utilizado no desenvolvimento da fonte de corrente proposta (Figura 3) deve ser ajustado para que não haja riscos de queimar a porta analógica do BeagleBone Black. Com isso, além do amplificador operacional na configuração inversora descrito anteriormente (Eq. 2), é necessário um amplificador operacional na configuração diferencial (Eq. 3) para se obter a diferença de potencial do resistor sentinela (R2) e, por fim, um amplificador operacional na configuração somador (Eq. 4) para impor um *offset* neste potencial obtido, juntamente com um fator de redução para garantir que o potencial de entrada da porta analógica do microprocessador esteja em um valor compreendido entre 0-1.8V.

A Figura 5 mostra o esquema elétrico ideal da fonte de corrente proposta ajustado para ser utilizado pelo microprocessador BeagleBone Black.



**Figura 5** – Circuito elétrico ideal a ser utilizado no desenvolvimento da fonte de corrente ajustado para o BeagleBone Black.

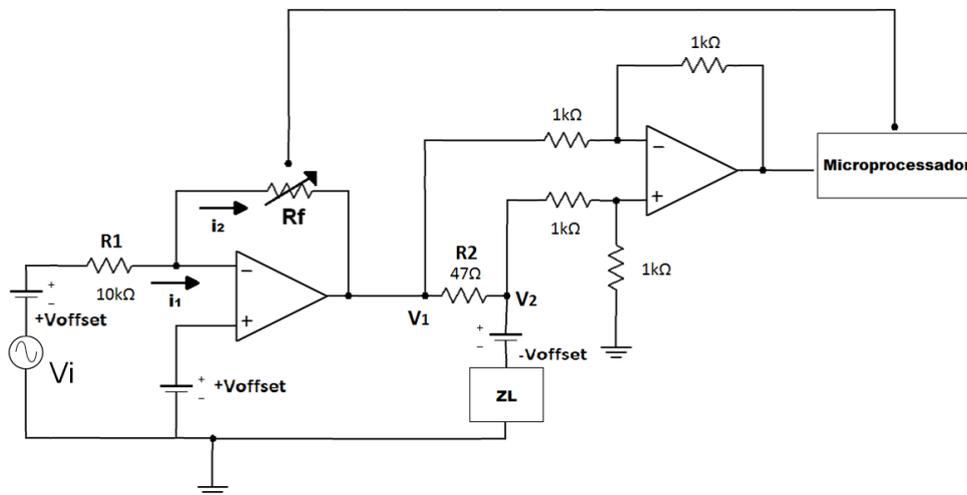
Portanto, de acordo com o modelo ideal de amp-op, as equações que regem este sistema são:

$$V_{o1} = - \frac{R_f}{10k\Omega} V_i \quad (Eq. 2)$$

$$V_{o_2} = V_2 - V_1 \quad (Eq. 3)$$

$$V_{o_3} = -\left(V_{offset} + \frac{1}{10} V_{o_2}\right) \quad (Eq. 4)$$

Porém, foi verificado experimentalmente que o potenciômetro digital AD5220 [7] não atua de forma linear com parte do sinal sendo negativo, ou seja, a cada *clock* imposto pelo microprocessador, a variação da resistência não correspondia com o esperado informado no *datasheet* do produto (78.125  $\Omega$ ). Desta maneira, foi necessário adaptar o esquema elétrico mostrado na Figura 5 para melhorar o desempenho do sistema, possibilitando assim os testes apresentados neste trabalho (Figura 6). Vale ressaltar que não foi necessário a utilização do amp-op na configuração somador devido ao  $V_{offset} = 0.36$  V imposto e à amplitude do sinal de entrada ( $V_i = 0.5$  V – Amplitude e  $f = 10$  kHz) e os valores dos resistores foram escolhidos experimentalmente para que a corrente de controle resultante fosse aproximadamente 3 mA.



**Figura 6** – Circuito elétrico de testes a ser utilizado no desenvolvimento da fonte de corrente ajustado para o BeagleBone Black.  $V_i = 0.5$  V (Amplitude) com  $f = 10$  kHz e  $V_{offset} = 0.36$  V.

### 3.2.3. Teste de desempenho de aquisição de dados

Para poder avaliar a capacidade de aquisição de dados das duas plataformas, foram realizados testes que consistiram em ligar a entrada analógica do microprocessador à um divisor de tensão com resistências de  $10\ \Omega$ , alimentado por uma fonte de tensão DC de 3.3 V (Raspberry Pi Model B+) e 1.8 V (BeagleBone Black).

No caso da Raspberry Pi Model B+, os testes foram realizados nas linguagens Python e C. A alimentação do microprocessador sendo feita, primeiramente, por uma fonte externa ligada à rede e a comunicação através da porta USB com o computador. Em um segundo momento, por uma bateria externa de 5 V e a comunicação via wireless, analisando a interferência que ambos os métodos fornecem ao sinal adquirido.

Já em relação ao BeagleBone Black, os testes de desempenho foram realizados na linguagem Python pela possibilidade de ser implementado um modo denominado de PRU (*Programmable Real-time Units*), alimentação do microprocessador por fonte externa e comunicação através de porta USB. O BeagleBone Black possui dois processadores PRU que funcionam em uma frequência de até 200 MHz independentemente da CPU do microprocessador. Desta maneira, é possível atingir um desempenho de aquisição de dados maior sem que o processador se sobrecarregue com outras tarefas que estejam sendo realizadas pela CPU.

### 3.3. Demodulação

Demodulação é o nome dado ao processo de extração da amplitude, fase, frequência e *offset* de um sinal senoidal. Neste projeto, o sinal adquirido necessita ser demodulado para a obtenção da amplitude, uma vez que esta é fundamental nos cálculos da diferença de potencial a ser imposta na saída para que a corrente resultante esteja dentro dos parâmetros previamente estipulados para o sistema.

O método de demodulação a ser utilizado neste projeto é o método por quadratura [8], que consiste em estimar a fase, amplitude e *offset* de um sinal senoidal qualquer a partir de um outro sinal senoidal com amplitude, fase, *offset* e frequência conhecidas. Esta estimação ocorre pela minimização dos erros quadráticos através da

aplicação da matriz pseudo-inversa dos sinais senoidais conhecidos, também chamada de matriz inversa generalizada, sintetizando assim a solução de qualquer sistema de equações lineares (Eq. 5).

Desta maneira, multiplicando a matriz pseudo-inversa resultante da minimização dos erros quadráticos com a amostragem do sinal adquirido, é possível obter a estimação da fase, amplitude e *offset* do sinal de entrada (Eq. 6).

As equações a seguir demonstram as operações previamente descritas:

$$\begin{bmatrix} \sin(\omega_o t_k) & \cos(\omega_o t_k) & 1 \end{bmatrix}_{N \times 3} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ c \end{bmatrix}_{3 \times 1} = [E] \cdot \vec{p} \quad (\text{Eq. 5})$$

E = matriz de demodulação com sinais senoidais conhecidos e  $\vec{p}$  = parâmetros a serem estimados do sinal de entrada:  $\alpha$  = amplitude,  $\beta$  = fase e  $c$  = *offset*.

Obtendo a matriz pseudo-inversa da matriz E e multiplicando-a pelo sinal amostrado, é então possível obter os parâmetros desejados com minimização dos erros quadráticos:

$$\vec{p} = E^\dagger \cdot \vec{s}(k) \quad (\text{Eq. 6})$$

$E^\dagger$  = matriz pseudo-inversa de E,  $\vec{s}$  = vetor com sinal de entrada adquirido e  $\vec{p}$  = parâmetros estimados do sinal de entrada.

O ponto mais importante desta análise é saber a quantidade de pontos por período necessária para que a demodulação resulte em valores de amplitude e fase com erro minimizado. *A priori*, é possível dizer que quanto mais pontos forem adquiridos por período e utilizados na demodulação, maior será a precisão da amplitude e da fase estimadas para o sinal de entrada, contudo, maior será o custo computacional do processo e dos componentes envolvidos, além do tempo de

processamento aumentar quadraticamente em função do número de pontos da demodulação.

Portanto, é necessário saber a quantidade mínima de pontos a serem adquiridos por período que implique nos menores desvios dos valores nominais de amplitude. Desta maneira, o custo operacional pode ser minimizado com a certeza de que os dados coletados estão sendo manipulados e processados de forma adequada.

### **3.3.1. Testes de demodulação**

A análise da demodulação por quadratura foi realizada com sinais AC senoidais provenientes do gerador de funções de bancada nas frequências de 1, 10, 20, 30 e 50 kHz com amplitude de 0.5 V e *offset* de 0.6 V, sendo diretamente ligados à porta analógica do microprocessador BeagleBone Black com frequência de aquisição de 110 kHz.

Inicialmente, observou-se pela FFT (*Fast Fourier transform* –  $F_s = 110$  kHz,  $T = 1/F_s$ ,  $L = 100k$ ), que os sinais adquiridos durante os testes de demodulação possuíam ruído branco e interferências na faixa de 26 kHz. Desta maneira, viu-se a necessidade de analisar como a precisão da demodulação seria influenciada por tais interferências. Portanto, simulou-se um sinal sem quaisquer interferências, obtendo assim a demodulação de um sinal ideal para se ter uma base de comparação. Em seguida, este sinal simulado foi acrescido de ruído branco com o intuito de se aproximar do sinal adquirido, observando-se como este ruído influenciaria os resultados. Também foram realizados testes de demodulação para o sinal adquirido filtrado por um filtro digital FIR rejeita faixa de 25 a 27 kHz, eliminando possíveis interferências externas.

Por último, todos os sinais adquiridos foram demodulados por quadratura, obtendo a quantidade mínimas de pontos necessária para os menores desvios dos valores nominais de amplitude em diferentes frequências.

### 3.4. Pinos GPIO

Os pinos GPIO (*General Purpose Input/Output*) consistem em portas programáveis de entrada e saída de dados, promovendo a integralização entre os componentes dos circuitos (potenciômetro digital, por exemplo) e o microprocessador. A utilização deste tipo de pinos neste projeto visa o controle do mecanismo de regulação da corrente de saída, ou seja, o potenciômetro digital AD5220, ajustando-o para o valor esperado caso a entrada não esteja dentro dos parâmetros estipulados.

Os testes realizados visam analisar a frequência máxima de resposta do *clock* destes componentes utilizando estes pinos para controlá-los.

### 3.5. Circuito gerador de funções

O ICL8038 [9] é um circuito integrado (CI) que possibilita a geração de ondas senoidais, triangulares e quadradas com frequências que variam de 0.001 Hz até 300 kHz, sendo assim, perfeitamente aplicável na TIE, substituindo o tradicional gerador de ondas de bancada nos testes a serem realizados.

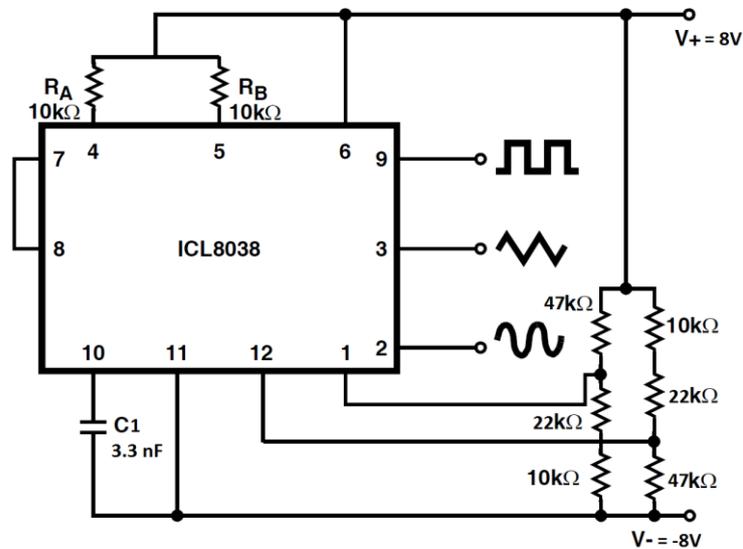
A simetria do sinal resultante e a sua frequência são determinados por três componentes externos (2 resistores – RA e RB e um capacitor – C1). Com o intuito de se obter um sinal simétrico (*duty cycle* em 50%), os resistores RA e RB precisam ser iguais, uma vez que o resistor RA controla a parte crescente da onda senoidal e o resistor RB a parte decrescente.

De acordo com o *datasheet* do CI, tendo RA = RB = R, a frequência do sinal resultante pode ser calculada de acordo com a seguinte equação (Eq. 7):

$$f = \frac{0.33}{R \times C1} \quad (\text{Eq. 7})$$

Para aplicações desta fonte de corrente em projetos paralelos de bioimpedância, foi determinada que a frequência do sinal senoidal deveria ser de aproximadamente 10 kHz. Desta maneira, nos testes realizados para análise do sinal senoidal resultante, foram utilizados resistores RA e RB com R = 10 kΩ e capacitor C1 = 3.3 nF.

O esquema elétrico com todos os componentes utilizados pode ser observado na Figura 7.



**Figura 7** – Esquema elétrico utilizado na montagem do circuito gerador de funções. Adaptado de: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/icl8/icl8038.pdf>

Vale ressaltar que é necessário o ajuste fino das resistências acopladas aos pinos 1 e 12, sendo indicado o uso de *trimpots* no lugar dos resistores de 47 kΩ e 22 kΩ para maior controle da precisão, resultando em um sinal senoidal com a qualidade e as características aceitáveis para o propósito desejado.

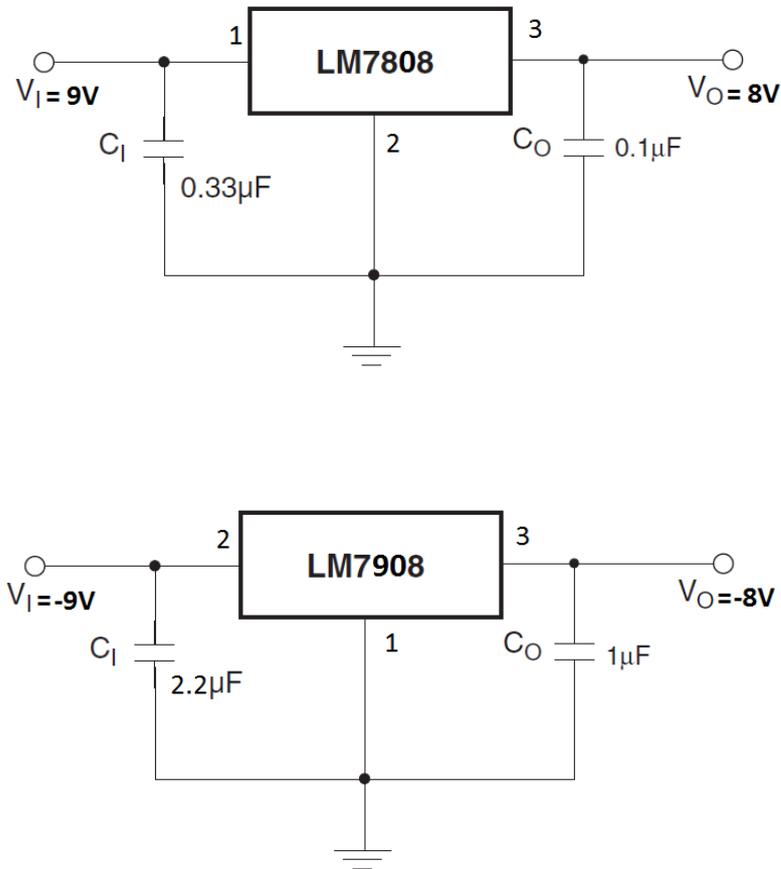
### 3.6. Circuito de alimentação

Visando a compactação e a portabilidade de todo o sistema, baterias externas de 9 V são responsáveis pela alimentação dos CIs responsáveis pela alimentação de todo o sistema, constituindo o circuito de alimentação da fonte de corrente.

Este circuito de alimentação é compreendido pelos CIs reguladores de tensão LM7808 (positivo) [10] e LM7908 (negativo) [11], juntamente com seus respectivos capacitores nos pinos de entrada e saída, e possuem a função de manter o potencial de saída constante mesmo com variações na entrada. Portanto, este circuito é

responsável por fornecer +/- 8 V a todos os CIs e amplificadores operacionais utilizados neste projeto.

O esquema elétrico do circuito de alimentação pode ser observado na Figura 8.



**Figura 8** – Esquema elétrico utilizado na montagem da primeira parte do circuito de alimentação.  
Adaptado de: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/LM/LM7805.pdf>

### 3.7. Controle PID

O controle PID (proporcional, integral e derivativo), também conhecido como controle de três termos, é um dos sistemas de controle mais utilizados hoje pela automação industrial, uma vez que é possível controlar sistemas nos quais as equações do modelo matemático não são conhecidas [12].

A função de transferência (Eq. 8) deste controlador é dada por:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s. \quad (\text{Eq. 8})$$

Kp = Ganho proporcional, Ki = Ganho integral, Kd = Ganho derivativo e S = Frequência complexa.

E o sinal de saída do controle gerado no domínio do tempo é:

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt}. \quad (\text{Eq. 9})$$

u(t) = sinal de saída, Kp = Ganho proporcional, Ki = Ganho integral, Kd = Ganho derivativo, e(t) = erro em função do tempo.

Como pode ser observado, a saída do controle (Eq. 9) corresponde à soma dos três cálculos envolvidos: proporcional, integral e derivativo. Sendo fundamental os ajustes dos seus respectivos ganhos (Kp, Ki e Kd) para se obter a resposta ideal almejada como resultado final do controle. A seguir são apresentadas as principais características de cada um dos termos de um controlador PID.

### 3.7.1. Controle proporcional

O primeiro termo da equação de saída do controle PID corresponde ao termo proporcional. Este termo é proporcional à diferença entre o valor determinado como referência e a variável a ser controlada, em outras palavras, é proporcional ao erro - e(t).

Deve-se ter cautela ao ajustar o valor de Kp, pois um ganho proporcional alto pode resultar em um sistema instável, em contrapartida, um ganho proporcional baixo irá diminuir a velocidade de resposta do sistema e/ou aumentar o erro estacionário, ou seja, divergindo assim do valor de referência desejado.

### 3.7.2. Controle integral

O segundo termo corresponde ao controle integral e é proporcional à magnitude e duração do erro, ou seja, é proporcional ao erro acumulado ao longo do tempo. O principal objetivo da resposta integral é eliminar o erro estacionário, uma vez que este termo irá aumentar ao longo do tempo mesmo se o erro for mínimo, convergindo a resposta final do controle para o valor de referência.

### 3.7.3. Controle derivativo

O terceiro termo é o derivativo, sendo proporcional à velocidade de variação do erro. Esta componente tem como função melhorar a estabilidade do sistema, pois retarda a taxa de variação da saída do controlador, porém, isto acaba diminuindo o tempo de resposta e tornando-o susceptível à ruídos.

Desta maneira, o termo derivativo deve ser evitado em sistemas com sinal ruidoso, pois este termo amplifica o ruído (gerando instabilidade), e também por sistemas que necessitam responder rapidamente a perturbações.

### 3.7.4. Parâmetros de desempenho

Os parâmetros de desempenho são quantificados de acordo com as características da onda de resposta do controle a uma entrada/perturbação degrau. Neste projeto, serão considerados parâmetros de desempenho: o erro estacionário, tempo de estabilização, máximo *overshoot*, e tempo de subida.

O erro estacionário é o erro entre a variável de controle e o valor de referência quando a resposta do sistema já não varia mais ao longo do tempo (idealmente, 0.1%). O tempo de estabilização é o tempo necessário para que a variável de controle atinja valores correspondentes à +/- 5% do valor de referência. O máximo *overshoot* é o valor máximo que a variável de controle atingiu durante todo o processo. Tempo de subida é o tempo que a variável de controle leva para ir de 10% a 90% do valor de referência (idealmente, 0.2 s).

Neste projeto, será considerado um desempenho aceitável do sistema se a resposta obedecer aos seguintes parâmetros, seguindo os critérios de melhor desempenho para aplicação na TIE:

- Erro estacionário < 0.2%;
- Tempo de estabilização < 1 s;
- Máximo *overshoot* < 5.6%;
- Tempo de subida < 0.2 s.

### 3.7.5. Ajustes dos ganhos (Kp, Ki e Kd)

Para se obter uma resposta de controle mais próxima possível do ideal, é necessário que os ganhos sejam ajustados de forma que os parâmetros de desempenho estejam dentro dos limites propostos.

Este ajuste pode ser realizado de forma manual ou através de métodos de otimização. No método manual, os ganhos são ajustados experimentalmente através da observação da onda de resposta do controle que, ao atingir parâmetros de desempenho aceitáveis, pode ser considerado um sistema com ganhos ajustados.

Em relação aos métodos de otimização, um dos métodos mais utilizados é o de Ziegler-Nichols. Este método consiste primeiramente em zerar os valores de Ki e Kd, em seguida, o Kp é elevado de maneira gradual até que o sinal de saída (resposta do sistema) comece a apresentar comportamento oscilatório em torno do valor de referência, este valor de Kp recebe o nome de Ganho Crítico (Kcr). O Período Crítico (Pcr) corresponde ao período da onda observada quando  $Kp = Kcr$ .

Desta maneira, os valores otimizados de Kp, Ki e Kd seriam [13]:

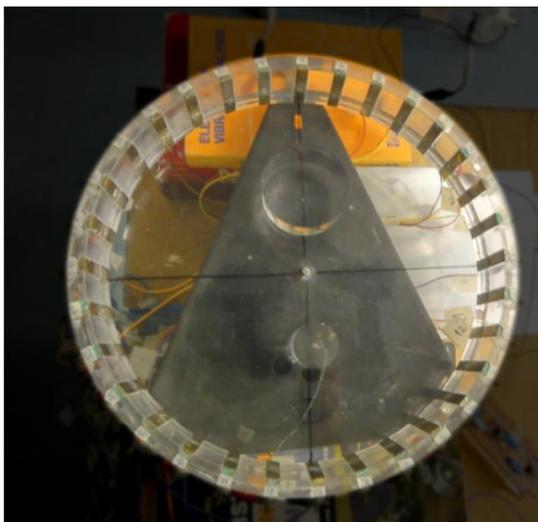
**Tabela 1** – Cálculo dos ganhos do controlador PID segundo método de Ziegler-Nichols.

Tipo de Controlador	Kp	Ki	Kd
P	0.5 Kcr	0	0
PI	0.45 Kcr	$\frac{1.2}{Pcr} Kp$	0
PID	0.6 Kcr	$\frac{2}{Pcr} Kp$	$\frac{Kp Pcr}{8}$

### **3.8. Experimento de validação**

A validação dos resultados será realizada por dois diferentes métodos. O primeiro consiste na injeção de corrente através de uma impedância conhecida, controlada por resistores e capacitores, de diversos valores. Com isso, alterações na resistência seriam responsáveis pelas mudanças na parte real da impedância, enquanto que alterações na capacitância seriam responsáveis por mudanças na parte imaginária. Desta maneira, é possível variar de forma controlada a impedância pela qual a corrente está sujeita e observar o comportamento da fonte proposta perante estas variações.

Já o segundo experimento, consiste na utilização de um fantoma experimental que simula a utilização de um modelo vivo. Este fantoma seria constituído por uma cuba cilíndrica de acrílico, com 300 mm de diâmetro e 60 mm de altura, tendo eletrodos dispostos de forma equidistante (Figura 9). Essa cuba é preenchida por uma solução de água e cloreto de sódio, de impeditividade conhecida. Um objeto, com impeditividade conhecida e similar à do tecido humano, é colocado no interior desta cuba, simulando de forma controlada a variação de impedância observada durante procedimentos de TIE. O primeiro método, por ser mais prático e fácil de ser implementado, será utilizado durante as validações iniciais e, caso os resultados se mostrem positivos, poderão ser realizados testes adicionais com a utilização do fantoma experimental, previamente construído pelo grupo de pesquisa em TIE da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, e de responsabilidade do Prof. Dr. Raúl Gonzalez Lima, que gentilmente concordou em fornecer o fantoma para realização dos testes.



**Figura 9** – Fantoma experimental [5].

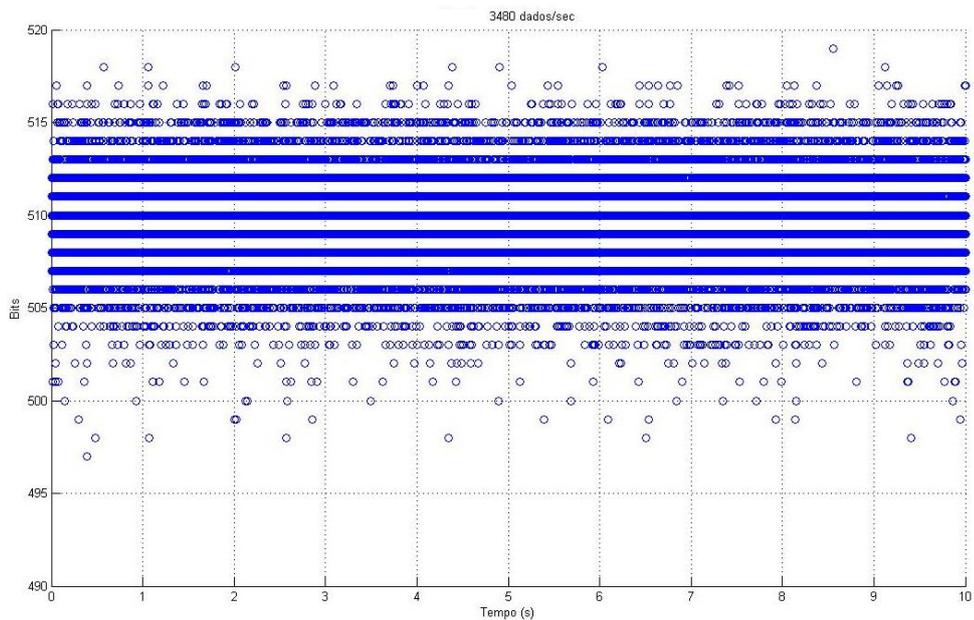
Desta maneira, pode-se dizer que este projeto além de visar a implementação de um controlador em uma fonte de corrente para otimização do tomógrafo por impedância elétrica, também possui como meta a redução dos custos envolvidos no seu desenvolvimento, para que esta tecnologia possa ser cada vez mais acessível, aumentando a demanda e o mercado deste equipamento.

## **4. Resultados e Discussão**

### **4.1. Aquisição de dados**

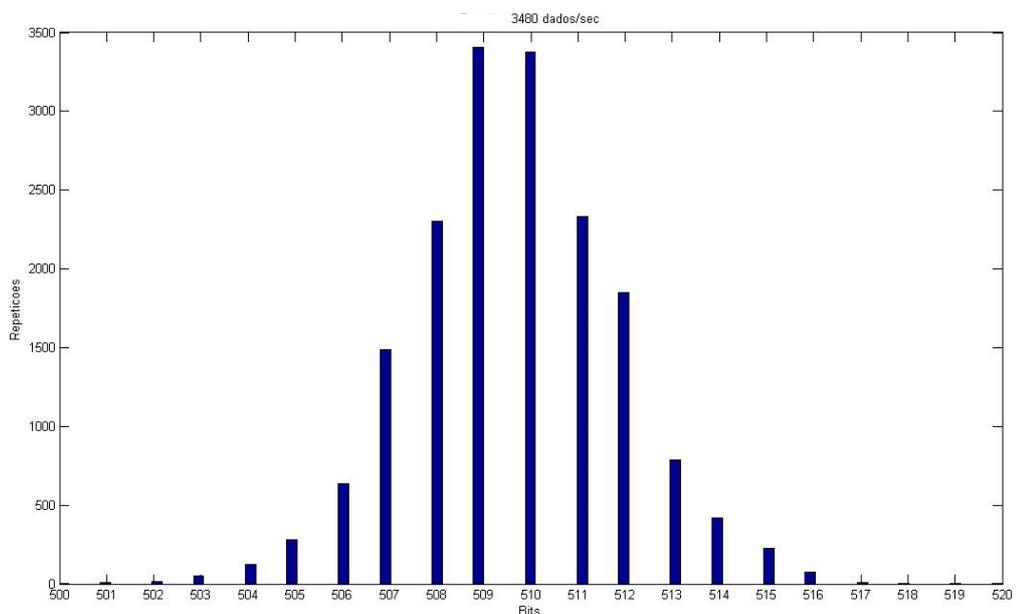
#### **4.1.1. Raspberry Pi Model B+**

A Figura 10 mostra o sinal adquirido pela porta analógica do microprocessador Raspberry Pi Model B+ em bits para melhor análise da dispersão utilizando *script* na linguagem Python, fonte externa ligada à rede e comunicação através de porta USB (como descrito no item 3.2.3) durante 10 segundos de coleta. O cálculo de desempenho da aquisição do microprocessador foi realizado no *software Matlab R2009a* a partir do intervalo de aquisição entre os dados obtidos em formato de arquivo texto (.txt) ao final do teste. A frequência de aquisição obtida foi de aproximadamente 3.48 ksps.



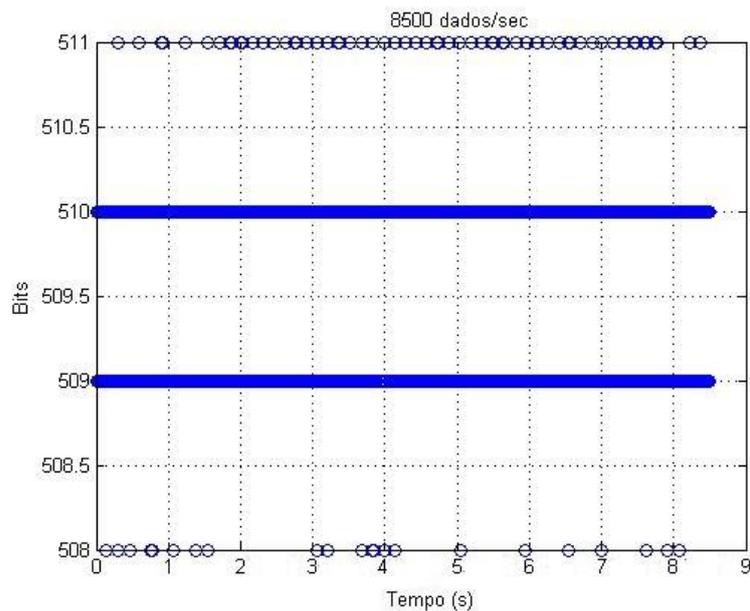
**Figura 10** – Gráfico da leitura do conversor AD utilizando linguagem Python, fonte externa ligada à rede e comunicação USB no microprocessador Raspberry Pi Model B+. Frequência de aquisição obtida de 3.48 ksp/s.

Analisando a Figura 10, observou-se relativa dispersão dos dados coletados, desta maneira, a Figura 11 mostra o histograma deste sinal adquirido.



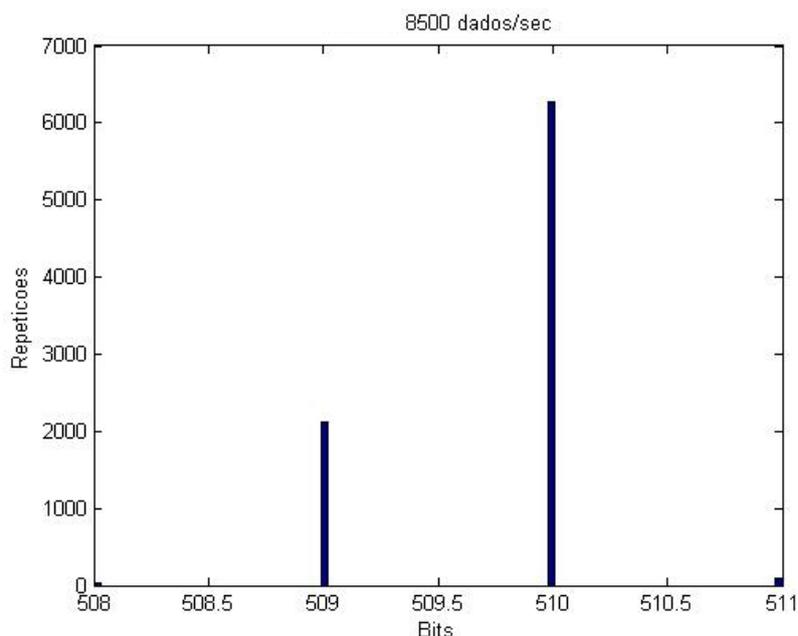
**Figura 11** – Histograma da aquisição realizada utilizando linguagem Python, fonte externa ligada à rede e comunicação USB no microprocessador Raspberry Pi Model B+.

A Figura 12 apresenta o sinal adquirido pela porta analógica do microprocessador Raspberry Pi Model B+ em bits utilizando *script* na linguagem C, bateria externa de 5 V e comunicação *wireless* (como descrito no item 3.2.3) durante 8.5 segundos de coleta. O cálculo de desempenho da aquisição do microprocessador também foi realizado como descrito anteriormente. A frequência de aquisição obtida foi de aproximadamente 8.5 ksp/s.



**Figura 12** – Gráfico da leitura do conversor AD utilizando linguagem C, bateria externa de 5 V e comunicação wireless no microprocessador Raspberry Pi Model B+. Frequência de aquisição obtida de 8.5 ksp/s.

Comparando as duas metodologias, é possível observar pelo histograma da Figura 13 a baixa dispersão dos dados, ocorrendo apenas repetições dos bits 509 e 510.



**Figura 13** – Histograma da aquisição realizada utilizando linguagem C, bateria externa de 5 V e comunicação wireless no microprocessador Raspberry Pi Model B+.

Pode-se observar pelas Figuras 10 e 11 que a maior frequência de aquisição que este microprocessador conseguiu atingir utilizando a linguagem Python foi de aproximadamente 3.48 ksps, muito aquém daquela que o conversor analógico-digital poderia fornecer, além de apresentar ruídos que alteravam a leitura do conversor em  $\pm 5$  bits (0.016 V), valor médio de potencial de 1.6423 V e desvio padrão de 0.0114 V, não sendo isto desejável, uma vez que pequenas variações da aquisição destes dados implicam em divergências abruptas do valor a ser imposto pelo microprocessador durante a atuação desta fonte de corrente. Esperava-se que esta leitura ocorresse na faixa dos 510 bits, obtendo uma linha horizontal com variação de no máximo  $\pm 1$  bit, indicando assim que o potencial adquirido fosse de 1.64 V com uma variação de  $\pm 0.0032$  V. Vale ressaltar que a alimentação do microprocessador estava sendo feita por uma fonte externa e a comunicação através de porta USB do computador, resultando em ruídos no sistema.

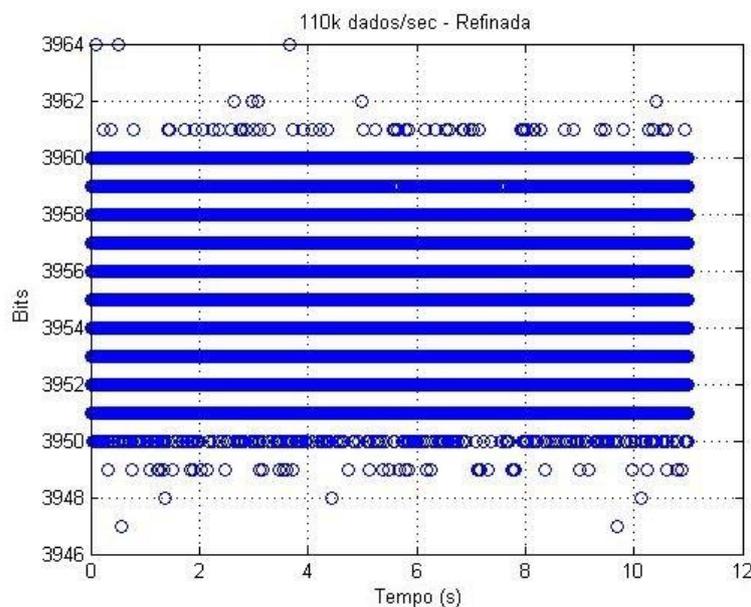
Já nas Figuras 12 e 13, a frequência de aquisição obtida com a linguagem C foi aproximadamente 2.5 vezes maior do que a anterior, atingindo uma frequência de 8.5 ksps. Valor este mais plausível, porém ainda muito distante do ideal para este projeto e da capacidade máxima do conversor AD. Uma outra metodologia adotada foi alimentar o microprocessador por uma bateria externa, e promover a comunicação

exclusivamente por wireless, e não mais pela porta USB do computador, tentando assim minimizar os ruídos observados nos testes anteriores.

É possível observar que o ruído foi eliminado, ocorrendo uma variação de aproximadamente +/- 1 bit na aquisição dos dados pelo conversor AD. Porém, o microprocessador Raspberry Pi Model B+ realmente possui uma capacidade de processamento muito limitada, não atingindo o desempenho necessário para a implementação deste projeto.

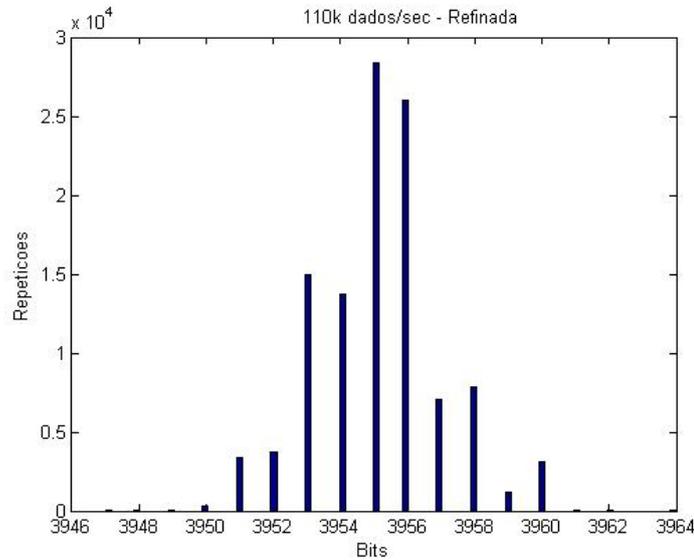
#### 4.1.2. BeagleBone Black

A Figura 14 mostra o sinal adquirido pela porta analógica do microprocessador BeagleBone Black em bits para melhor análise da dispersão utilizando *script* de aquisição na linguagem Python em modo PRU, fonte externa ligada à rede e comunicação através de porta USB (como descrito no item 3.2.3) durante 10.5 segundos de coleta. O cálculo de desempenho da aquisição do microprocessador foi realizado como descrito anteriormente. A frequência de aquisição obtida foi de 110 ksps.



**Figura 14** – Gráfico da leitura do conversor AD pelo tempo de aquisição utilizando linguagem Python em modo PRU, fonte externa ligada à rede e comunicação através de porta USB no microprocessador BeagleBone Black. Frequência de aquisição obtida de 110 ksps.

De acordo com a Figura 14, é possível notar certa dispersão dos dados, desta maneira, a Figura 15 apresenta o histograma deste sinal.



**Figura 15** – Histograma da aquisição realizada utilizando linguagem Python em modo PRU, fonte externa ligada à rede e comunicação através de porta USB no microprocessador BeagleBone Black.

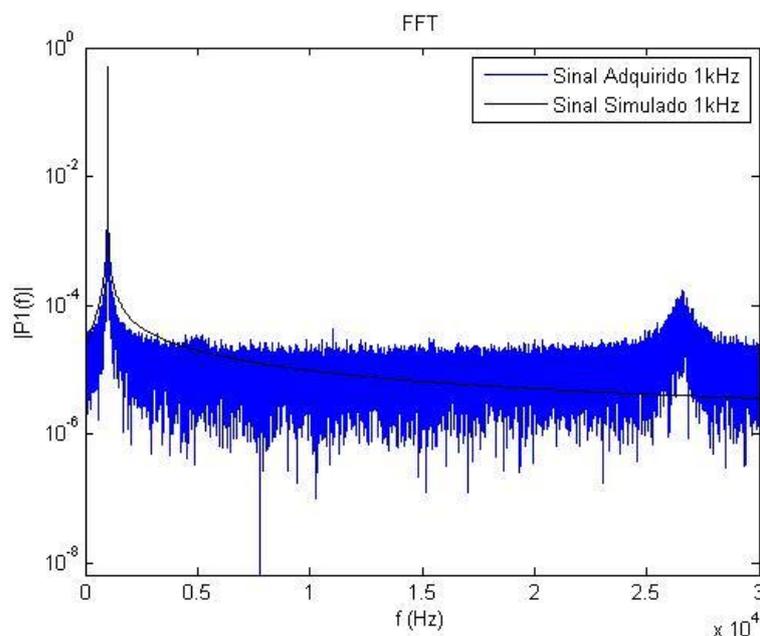
Com a implementação da linguagem Python no modo PRU foi possível adquirir dados em uma frequência de aproximadamente 120 ksps, taxa esta que está de acordo com a aplicabilidade desejada. Porém, observou-se a limitação da memória *default* do microprocessador em 256K (0x40000 em hexadecimal) para conseguir armazenar estes dados sem que ocorra o *overflow* de todo o sistema, restringindo a aquisição em 60 ksps (valor este padrão do modo PRU).

É possível observar também que o teste apresentou ruídos que variavam a leitura do conversor AD devido à alimentação do microprocessador que estava conectado ao computador pela porta USB e, como observado em testes anteriores, este ruído pode ser eliminado através da utilização de baterias e comunicação *wireless*, porém, não foi possível implementá-la devido à falta de conectores específicos para alimentação do microprocessador e do módulo de transmissão de dados por radiofrequência.

Posteriormente, verificou-se a possibilidade de expandir essa memória de armazenamento para 512k (0x80000 em hexadecimal), mudando o padrão estipulado pelo modo PRU através do comando “*modprobe uio\_pruss extram\_pool\_sz=0x80000*” antes de se iniciar o processo de aquisição de dados, com isso, foi possível armazenar e salvar arquivos que correspondiam com a taxa de aquisição desejada, atingindo uma frequência de aquisição de aproximadamente 110 ksps (Figuras 14 e 15). Valor este utilizado nos demais testes no decorrer deste projeto.

## 4.2. Demodulação

Através da FFT de um dos sinais adquiridos (metodologia descrita em 3.3.1), com frequência fundamental de 1 kHz, pôde-se observar a presença de ruído branco e interferência na faixa de 26 kHz. A Figura 16 traz uma comparação entre o espectro deste sinal coletado em relação a um sinal simulado de mesma frequência, sendo este último um sinal considerado ideal, com pico em 1 kHz e plano para as demais frequências.

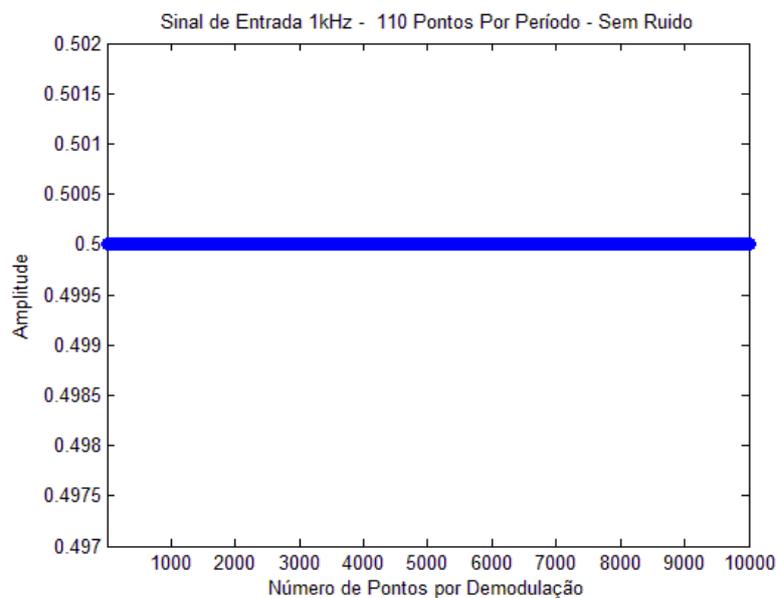


**Figura 16** – Comparação da FFT entre o sinal simulado e o sinal adquirido, ambos com frequência fundamental igual a 1 kHz. Evidenciando interferência em aproximadamente 26 kHz e ruído branco no sinal adquirido utilizando microprocessador BeagleBone Black.

#### 4.2.1. Análise da influência do ruído branco na demodulação

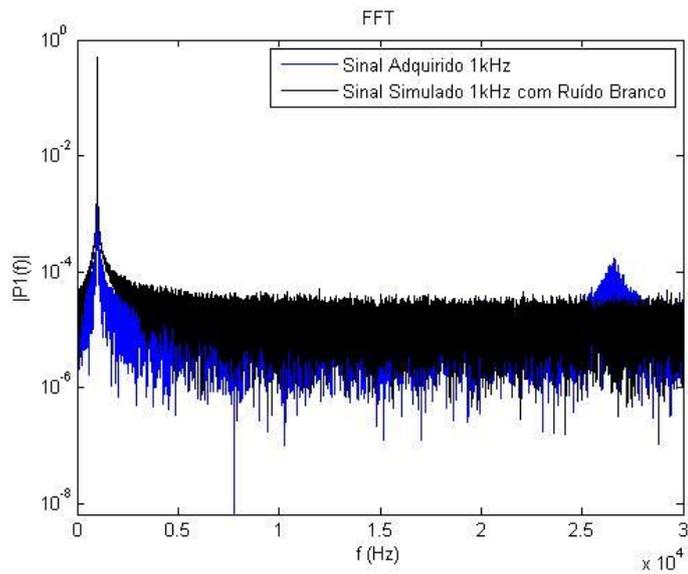
Com o intuito de analisar a influência do ruído branco na obtenção da amplitude do sinal AC através do método de demodulação por quadratura (item 3.3), foram realizadas demodulações do sinal simulado sem qualquer ruído e deste mesmo sinal com acréscimo de ruído branco.

A Figura 17 mostra como varia o valor da amplitude do sinal simulado sem qualquer ruído através do algoritmo de demodulação por quadratura em função do número de pontos usados na demodulação.



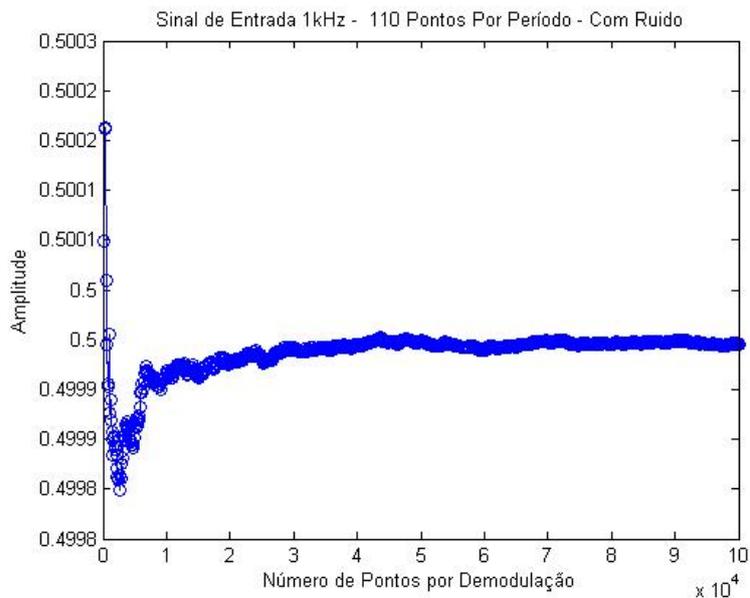
**Figura 17** – Demodulações com diferentes números de pontos para um sinal de entrada de 1 kHz simulado sem ruído branco e interferência para base de comparação.

A Figura 18 apresenta os espectros do sinal adquirido e do sinal simulado com acréscimo de ruído branco, com o intuito de aproximá-lo ao sinal coletado em termos de amplitude do ruído branco.



**Figura 18** – Comparação da FFT entre o sinal simulado com ruído branco e o sinal adquirido utilizando microprocessador BeagleBone Black, ambos com frequência fundamental igual a 1kHz.

A Figura 19 apresenta a variação da amplitude do sinal simulado com ruído branco através do algoritmo de demodulação por quadratura em função do número de pontos usados na demodulação.



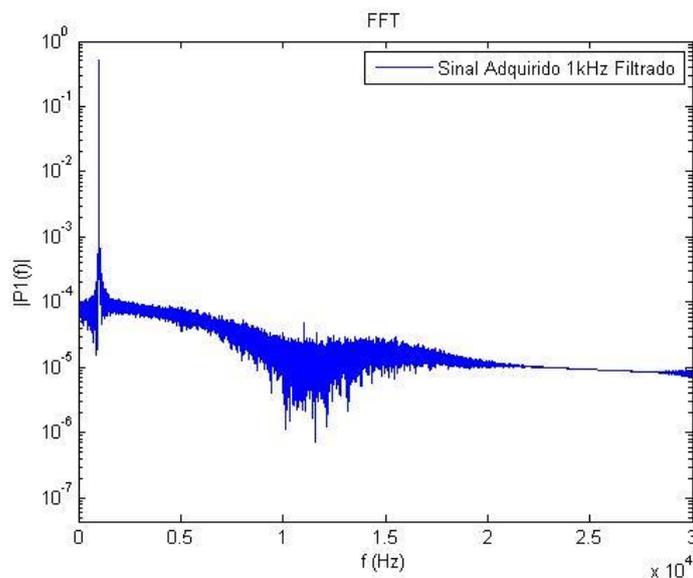
**Figura 19** – Demodulações com diferentes números de pontos para um sinal de entrada de 1kHz simulado com ruído branco.

Analisando as Figuras 17 e 19, pode-se dizer que o ruído branco implica em uma maior oscilação das amplitudes resultantes do processo de demodulação, podendo influenciar sim na demodulação, mas não introduz erros relevantes nos resultados.

#### 4.2.2. Análise da interferência de 26 kHz na demodulação

Como dito anteriormente, o sinal adquirido para análise da demodulação, além do ruído branco, também apresentou interferência com pico em 26 kHz no espectro (Figura 16). Desta maneira, viu-se a necessidade de analisar a influência desta interferência na demodulação.

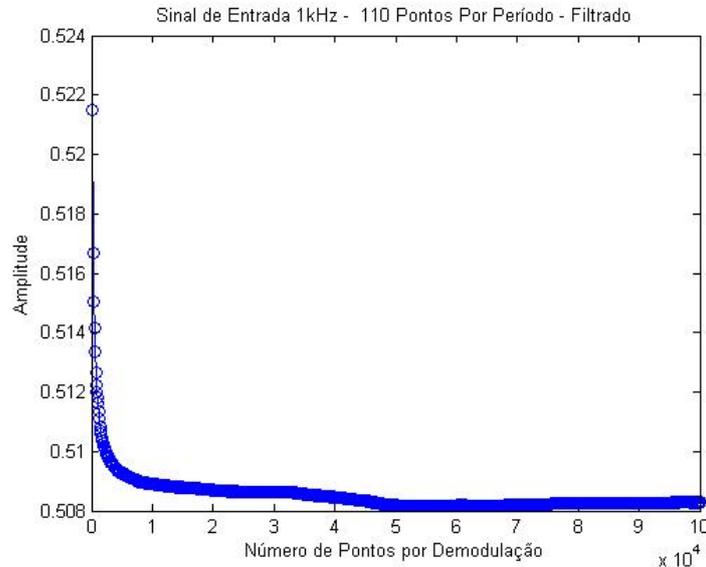
A Figura 20 apresenta o espectro do sinal com frequência fundamental de 1 kHz (adquirido segundo metodologia descrita em 3.3.1) filtrado por um filtro digital FIR rejeita faixa de 25 a 27 kHz implementado no *software Matlab R2009a* para eliminação da interferência de 26 kHz.



**Figura 20** – FFT do sinal adquirido de 1 kHz utilizando microprocessador BeagleBone Black filtrado por um filtro digital FIR rejeita faixa de 25 a 27 kHz.

A Figura 21 mostra como varia a amplitude do sinal filtrado por filtro FIR rejeita faixa de 25 a 27 kHz através do algoritmo de demodulação por quadratura em função

do número de pontos usados na demodulação, fixando-se o sinal a 1 kHz de frequência e uma taxa de aquisição de 110 kHz.

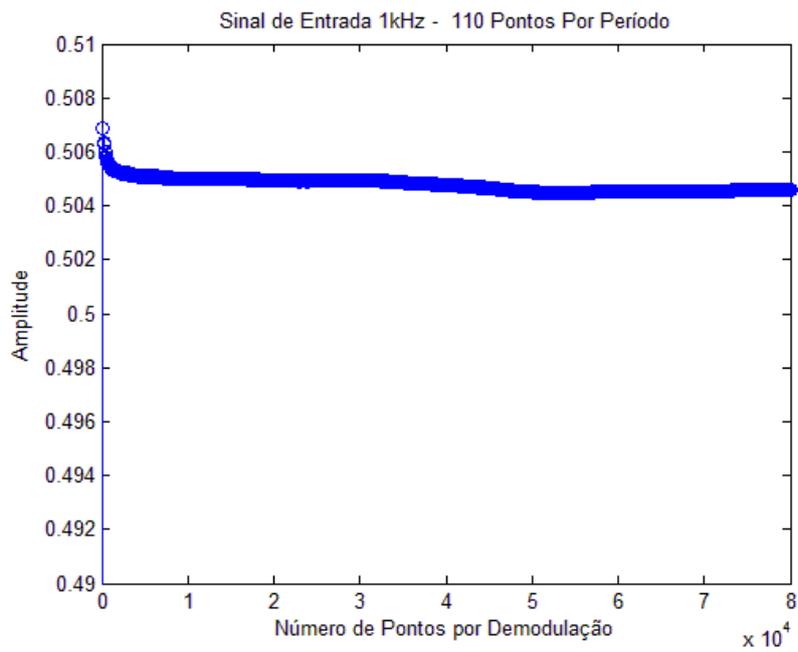


**Figura 21** – Demodulações com diferentes números de pontos para um sinal adquirido de 1 kHz utilizando microprocessador BeagleBone Black filtrado por um filtro FIR rejeita faixa de 25 a 27 kHz.

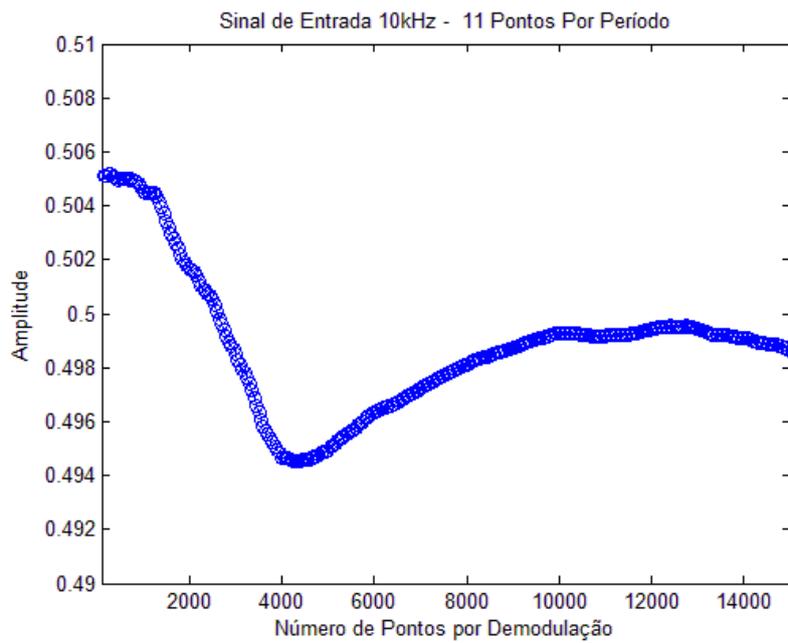
Aplicando-se a demodulação no sinal filtrado (Figura 21), foi possível observar um deslocamento da amplitude, afastando-se do valor nominal esperado de 0.5 V (Figura 17). No caso do sinal filtrado, a amplitude obtida ficou oscilando em 0.508 V, evidenciando assim um acréscimo de erro durante todo o processo. Desta maneira, conclui-se que este ruído na faixa de 26 kHz, provavelmente devido à incidência de luz fluorescente [14] durante a coleta de dados, influencia o processo de obtenção da amplitude do sinal de entrada pela demodulação por quadratura, porém, assim como o ruído branco, não de forma determinante.

#### 4.2.3. Demodulação de diferentes sinais adquiridos

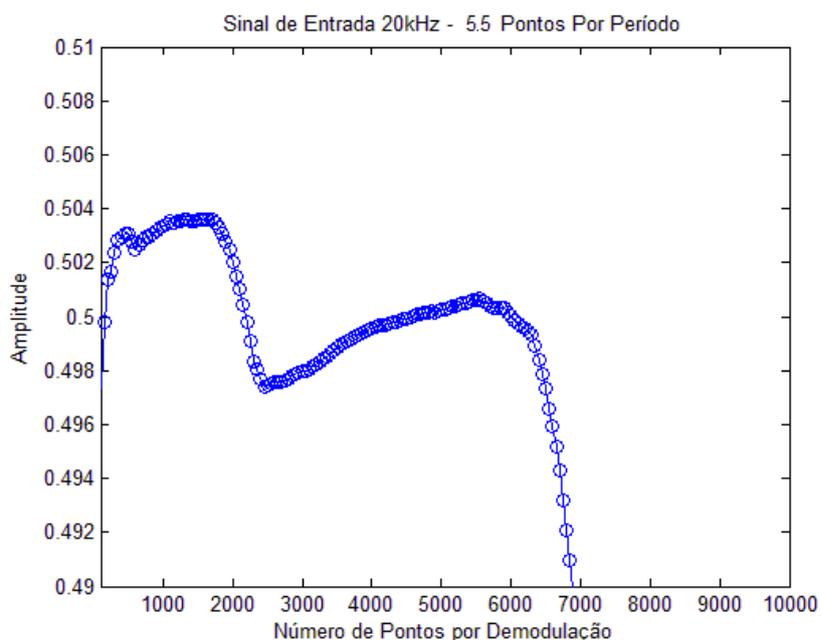
As Figuras 22-26 mostram como varia a amplitude dos diferentes sinais adquiridos através do algoritmo de demodulação por quadratura (item 3.3 e 3.3.1) em função do número de pontos usados na demodulação a uma taxa de aquisição de 110 kHz. As frequências adotadas foram 1, 10, 20, 30 e 50 kHz.



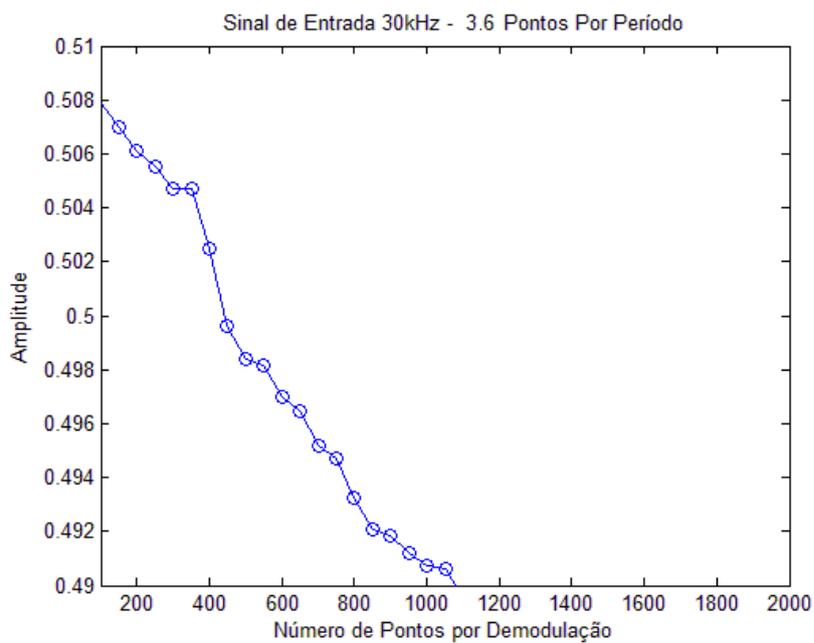
**Figura 22** – Demodulações com diferentes números de pontos para um sinal adquirido de 1kHz utilizando microprocessador BeagleBone Black.



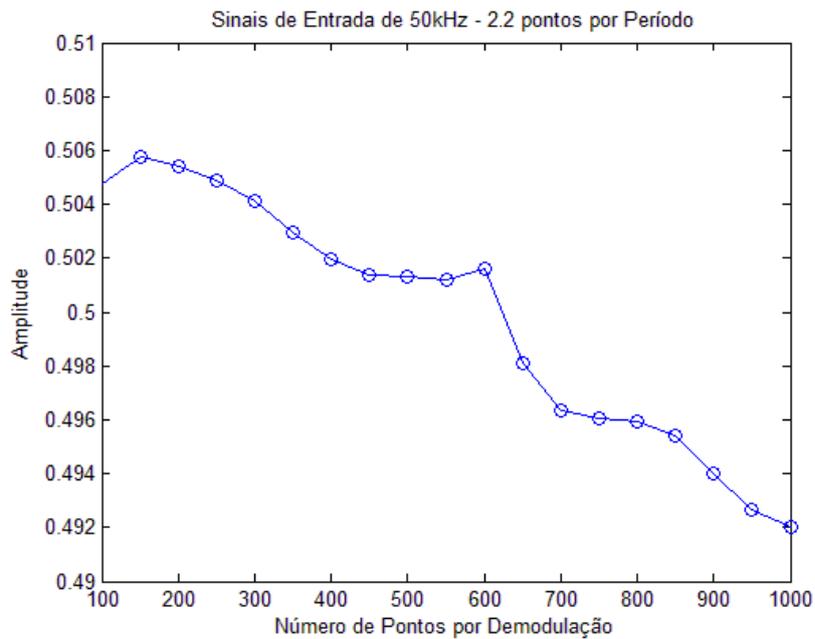
**Figura 23** – Demodulações com diferentes números de pontos para um sinal adquirido de 10kHz utilizando microprocessador BeagleBone Black.



**Figura 24** – Demodulações com diferentes números de pontos para um sinal adquirido de 20kHz utilizando microprocessador BeagleBone Black.

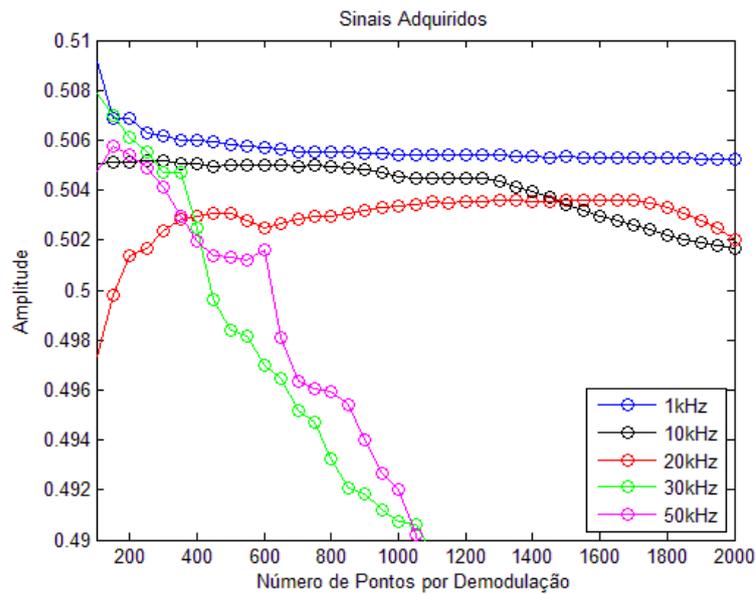


**Figura 25** – Demodulações com diferentes números de pontos para um sinal adquirido de 30kHz utilizando microprocessador BeagleBone Black.



**Figura 26** – Demodulações com diferentes números de pontos para um sinal adquirido de 50kHz utilizando microprocessador BeagleBone Black.

As Figura 27 resume a variação da amplitude através da demodulação por quadratura dos cinco diferentes sinais em um só gráfico em função do número de pontos utilizados, facilitando assim a comparação e a análise (taxa de aquisição de 110 kHz).



**Figura 27** – Demodulações com diferentes números de pontos para sinais de 1, 10, 20, 30 e 50 kHz utilizando microprocessador BeagleBone Black.

A Tabela 2 apresenta o menor número de pontos necessários em cada um dos cinco diferentes sinais para a minimização do erro da demodulação em relação ao valor de amplitude esperado de 0.5 V, e também, do desvio padrão, uma vez que é um parâmetro muito importante na demodulação, pois os resultados devem ser os mais próximos possíveis para promover estabilidade no sistema.

O erro (Eq. 10) foi calculado a partir da média dos resultados de cem iterações utilizando o número de pontos indicado:

$$erro (\%) = \frac{Valor\ Médio - 0.5}{0.5} \times 100 \quad (Eq. 10)$$

**Tabela 2** – Quantidade de pontos necessária na demodulação para a minimização dos erros em diferentes frequências.

Frequência	Pontos/Período	Pontos	Amplitude Média (V)	Desv.Pad.	Erro (%)
50 kHz	2.2	75	0.5042	2.20E-03	0.8409
30 kHz	3.6	75	0.5050	9.22E-04	1.0059
20 kHz	5.5	150	0.5051	4.67E-04	1.012
10 kHz	11	300	0.5050	2.51E-04	0.9985
1 kHz	110	600	0.5051	9.22E-05	1.0143

Observando as Figuras 22-27 e a Tabela 2, pode-se afirmar que um maior número de pontos por período no sinal de entrada resulta na minimização do desvio padrão das amplitudes resultantes da demodulação, porém, o erro relativo apresentou-se praticamente constante nos diferentes sinais analisados.

Outro ponto importante foi que quanto menor a quantidade de pontos por período do sinal analisado, menor foi a quantidade de pontos utilizado na demodulação para que o erro e o desvio padrão das amplitudes resultantes fossem minimizados. Portanto, uma maior quantidade de pontos por período não necessariamente resulta em um sistema de demodulação mais eficiente. Ou seja, é possível obter um sistema preciso mesmo com um sinal com poucos pontos por período.

### 4.3. Pinos GPIO

A Figura 28 mostra os resultados do teste da frequência máxima da mudança do estado do *clock* utilizando pinos GPIO para integrar os CIs e o microprocessador. Neste teste, a entrada GPIO\_10 do BeagleBone Black foi ligada ao osciloscópio de bancada e um *script* implementado para que seu estado alternasse sucessivamente, sendo possível observar a sua máxima frequência de atividade, aproximadamente 7 kHz.



Figura 28 – Frequência de ativação/desativação do *clock* utilizando pinos GPIO.

Pelo fato dos testes realizados com a linguagem Python para aquisição de dados apresentarem resultados mais concretos e próximos dos desejados, os pinos GPIO foram programados nesta mesma linguagem.

De acordo com a Figura 28, a frequência do *clock* da porta digital do BeagleBone Black utilizando pinos GPIO é de aproximadamente 7 kHz. Em outras palavras, a porta digital consegue completar um ciclo do *clock* em aproximadamente  $1.43 \times 10^{-4}$  segundos. Tomando como base que o potenciômetro digital varia em 78.125  $\Omega$  a cada ciclo (7-bits), pode-se assumir uma velocidade de aproximadamente 546 k $\Omega$ /s, sendo adequada para a aplicação na TIE.

#### 4.4. Circuito gerador de funções

A Figura 29 mostra a onda senoidal gerada pelo CI ICL8038 (amarelo), assim como, a sua FFT (rosa). Este sinal foi obtido seguindo o esquema elétrico indicado na Figura 7 para montagem do circuito.

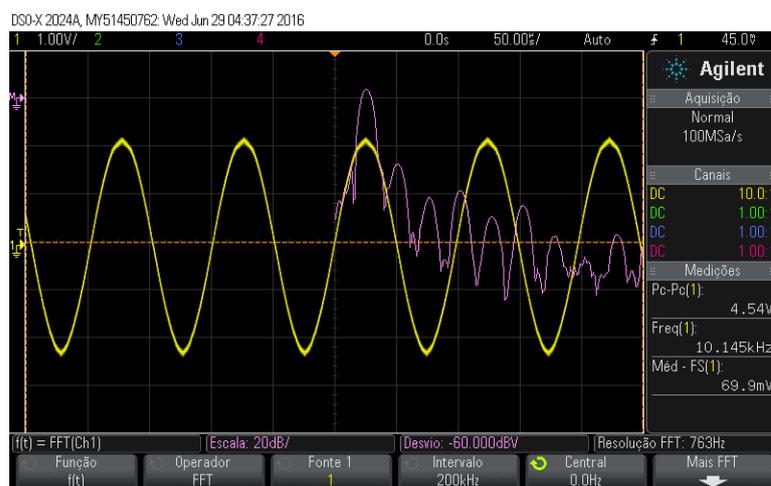
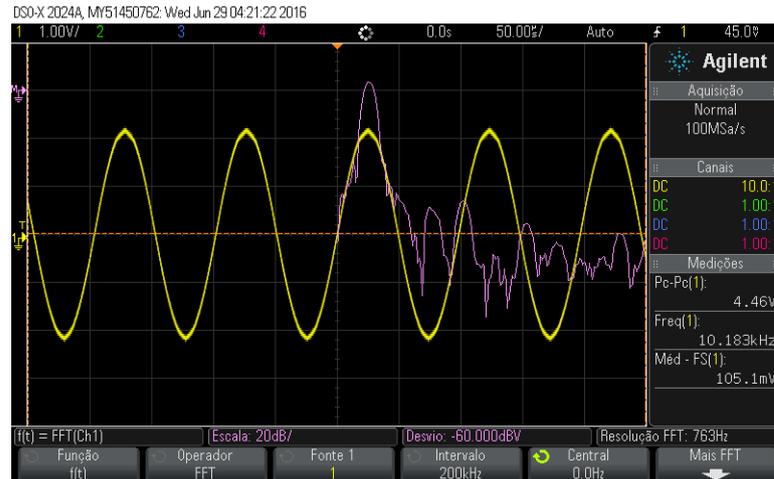
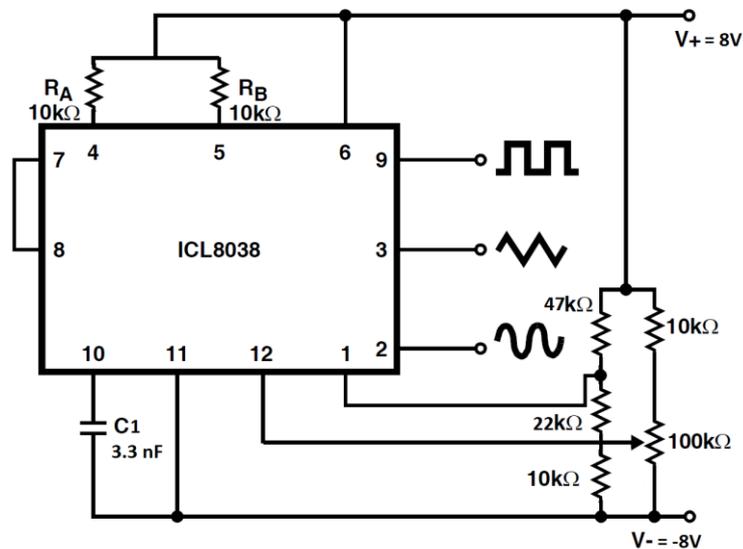


Figura 29 – Onda senoidal gerada pelo ICL8038.

Já a Figura 30, apresenta a onda senoidal gerada ao ser realizado um ajuste fino substituindo um dos pares de resistores de 47 k $\Omega$  e 22 k $\Omega$  por um *trimpot* de 100 k $\Omega$ . O esquema elétrico desta configuração pode ser observado na Figura 31.



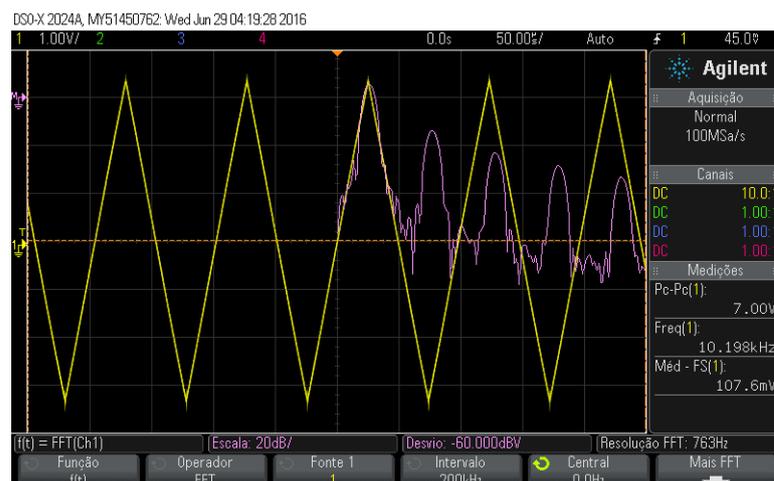
**Figura 30** – Onda senoidal gerada pelo ICL8038 com ajuste fino.



**Figura 31** – Esquema elétrico utilizado na montagem do circuito gerador de funções com ajuste fino da onda senoidal.

Adaptado de: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/icl8/icl8038.pdf>

Observando a Figura 29, é possível dizer que o sinal gerado pelo CI ICL8038 não consiste de uma onda senoidal pura, uma vez que a análise da FFT deste sinal indica uma série de harmônicas com frequências múltiplas da frequência fundamental (10 kHz). Isto provavelmente deve-se às características intrínsecas do ICL8038, uma vez que a onda senoidal é obtida pela manipulação da onda triangular (Figura 32) que este CI também fornece de acordo com combinações de resistores nos pinos 1 e 12.



**Figura 32** – Onda triangular gerada pelo ICL8038.

É possível amenizar estas harmônicas substituindo-se a combinação de resistores do pino 12 por um *trimpot* de 100 k $\Omega$ . Ajustando cuidadosamente este componente com auxílio do osciloscópio de bancada, as harmônicas sofreram redução significativa como pôde ser observado na Figura 30. A onda resultante ainda não é considerada uma senoidal pura, porém, apresenta qualidade superior do que na configuração anterior (Figura 29).

Para que o sinal gerado esteja dentro dos padrões aceitáveis para a aplicação desta fonte de corrente proposta, é importante a implementação de um filtro digital que elimine estas harmônicas e demais ruídos. O ICL8038 é um circuito integrado de baixo custo e bastante acessível, mas possui esta desvantagem de fornecer um sinal que necessita de pós-tratamento.

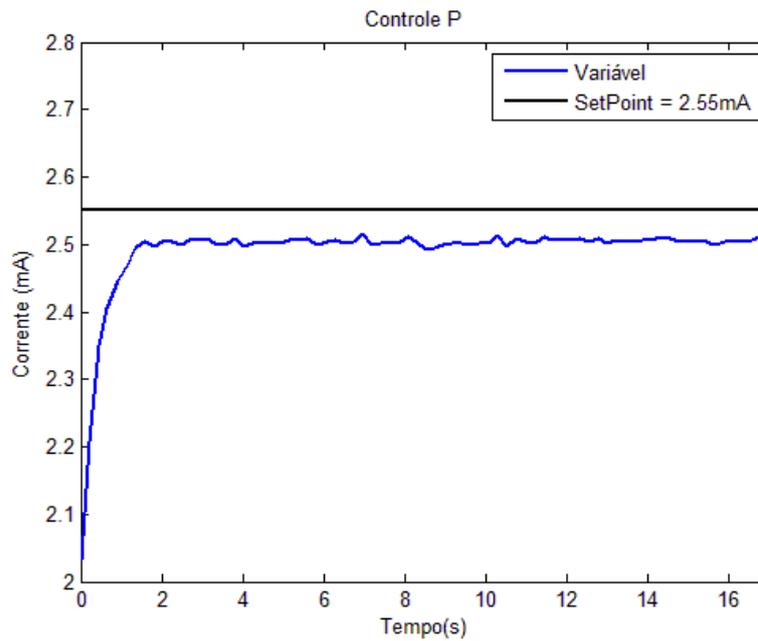
Desta maneira, a implementação de um filtro que eliminasse as distorções e harmônicas, resultando em uma senoidal pura com frequência de 10 kHz seria uma otimização importante para este sistema.

## 4.5. Controle PID

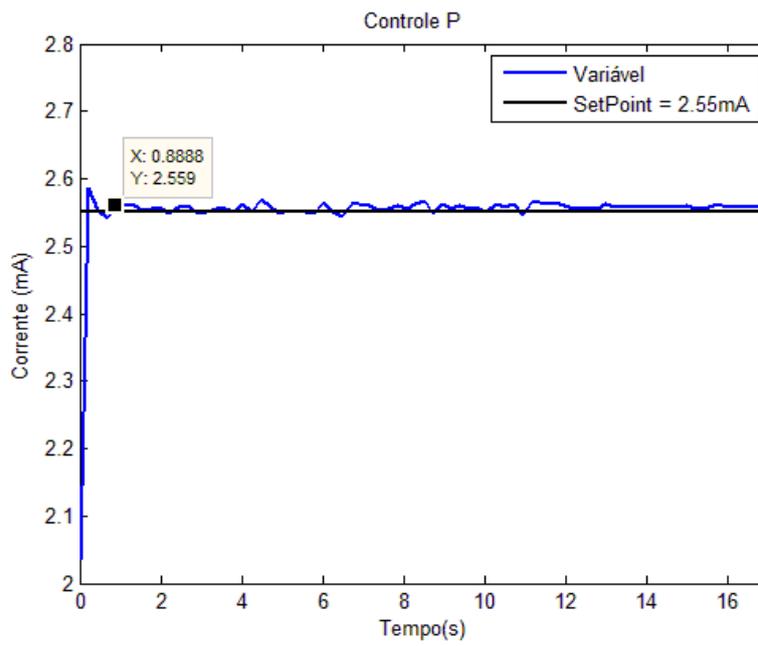
### 4.5.1. Controle proporcional

As Figuras 33 – 36 demonstram os testes realizados utilizando controle proporcional com ajuste manual dos ganhos.

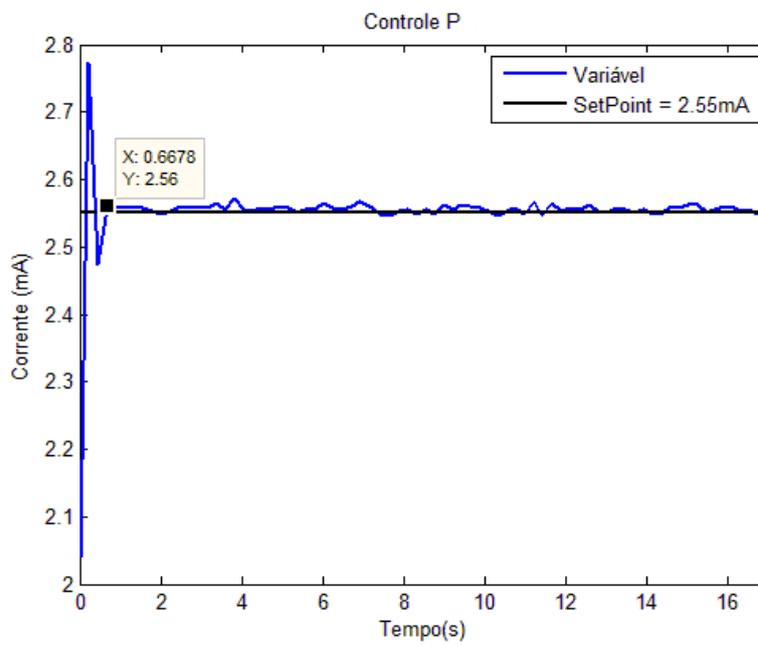
Nestes testes, foi utilizado o esquema elétrico indicado na Figura 6, com variação da carga correspondente à impedância torácica (ZL) entre os valores de 100 e 220  $\Omega$ , através de um botão estilo *push*. O botão tem como função proporcionar uma variação degrau da carga. Desta maneira, foi possível observar o comportamento do sistema de controle a uma perturbação degrau da impedância torácica do paciente.



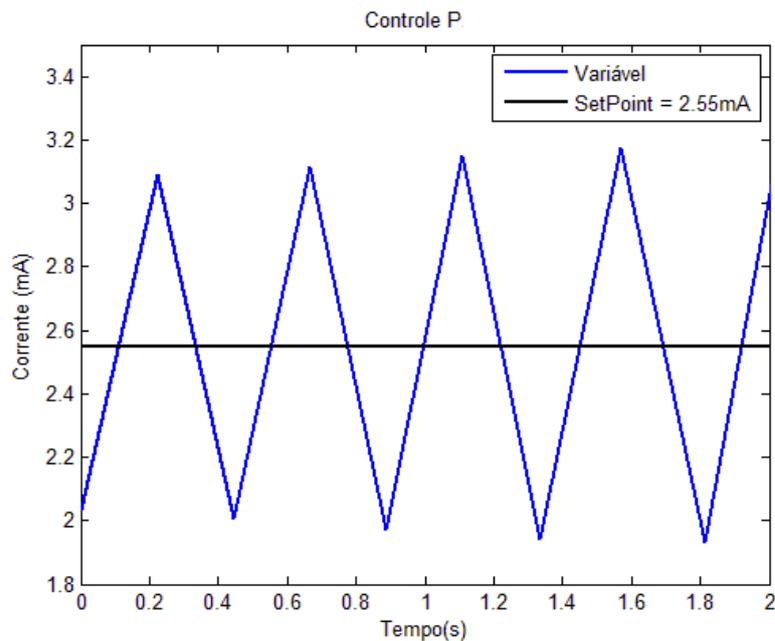
**Figura 33** – Controle proporcional ( $K_p = 1$ ,  $K_i = 0$  e  $K_d = 0$ ).



**Figura 34** – Controle proporcional ( $K_p = 3$ ,  $K_i = 0$  e  $K_d = 0$ ).



**Figura 35** – Controle proporcional ( $K_p = 4$ ,  $K_i = 0$  e  $K_d = 0$ ).



**Figura 36** – Controle proporcional ( $K_p = 5.5$ ,  $K_i = 0$  e  $K_d = 0$ ). Oscilações indicam que  $K_p =$  Ganho Crítico ( $K_{cr}$ ).

As Figuras 33 – 36 indicam que o sistema se comportou como esperado utilizando-se apenas o ganho proporcional nas iterações.

Na Figura 33, é possível observar o erro estacionário característico do controle proporcional por não possuir um componente integrador. Nas Figuras 34 e 35, o erro estacionário foi minimizado pois o ganho proporcional foi suficientemente para reduzi-lo ao custo de um sobressinal bastante elevado.

Ajustando o ganho proporcional em 5.5, a resposta do sistema apresentou oscilação (Figura 36), caracterizando assim o ganho crítico descrito no método de otimização de Ziegler-Nichols.

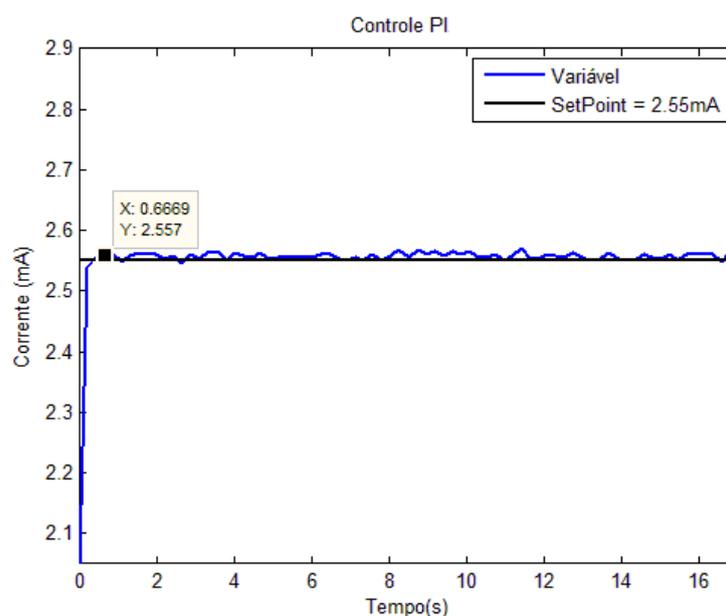
A Tabela 3 resume os parâmetros de desempenho dos controladores proporcionais testados.

**Tabela 3** – Parâmetros de desempenho controle P (SetPoint = 2.55 mA).

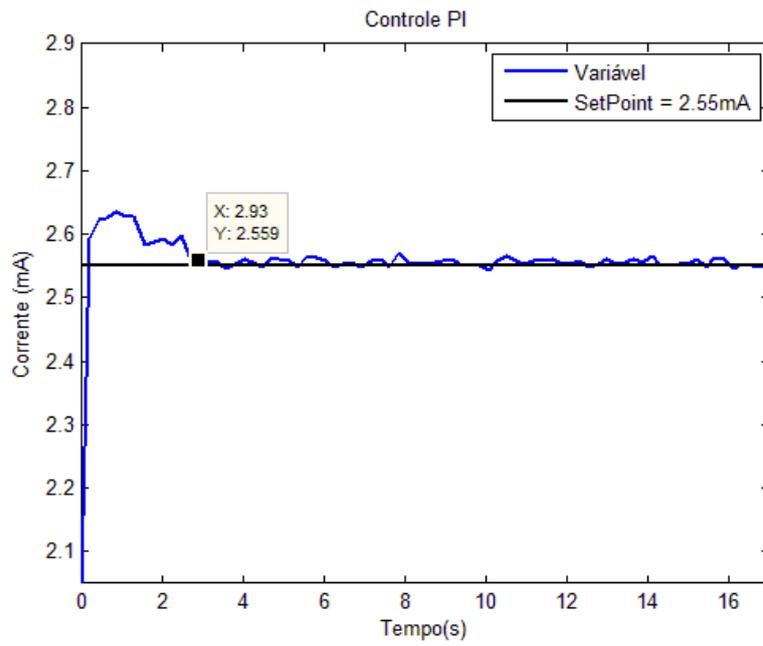
Teste (Kp-Ki-Kd)	Erro Estacionário	Tempo Estabilização (s)	Máximo Overshoot (mA)	Tempo de Subida (s)
1 - 0 - 0	1.95%	1.8	-	0.44
3 - 0 - 0	0.12%	0.88	1.1%	0.17
4 - 0 - 0	0.19%	0.66	8.5%	0.16

#### 4.5.2. Controle proporcional integral

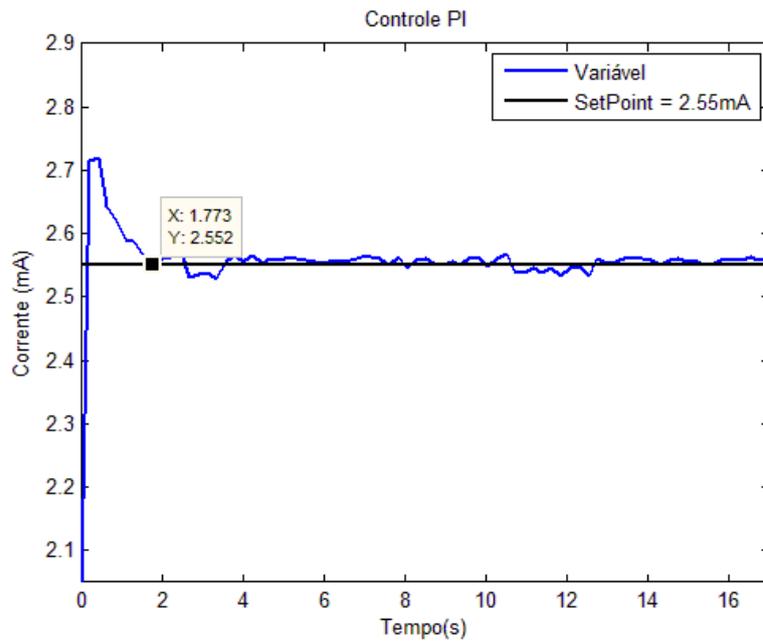
As Figuras 37 – 39 mostram os testes realizados utilizando controle proporcional integral com ajuste manual dos ganhos. A metodologia adotada foi a mesma do controle proporcional descrito anteriormente.



**Figura 37** – Controle proporcional integral ( $K_p = 2.5$ ,  $K_i = 0.5$  e  $K_d = 0$ ).

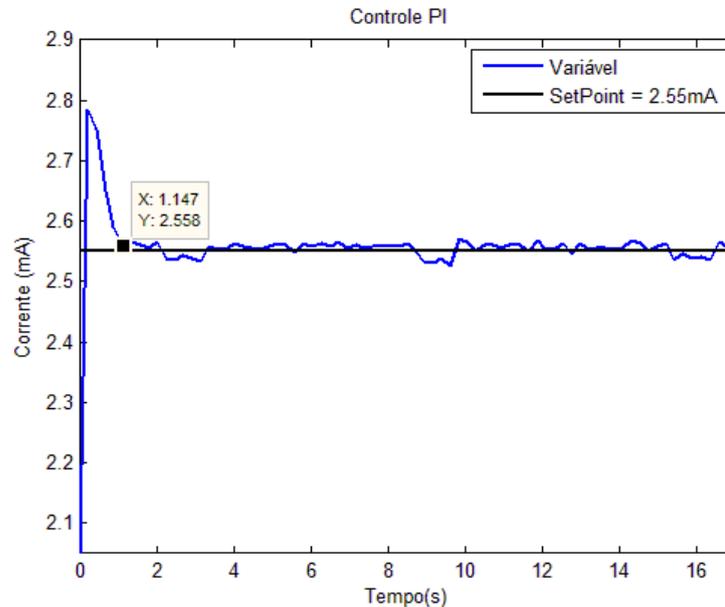


**Figura 38** – Controle proporcional integral ( $K_p = 2.5$ ,  $K_i = 2$  e  $K_d = 0$ ).



**Figura 39** – Controle proporcional integral ( $K_p = 2.5$ ,  $K_i = 5$  e  $K_d = 0$ ).

A Figura 40 apresenta o controle proporcional integral pelo método de Ziegler-Nichols. Os valores dos ganhos foram calculados segundo a Tabela 1, tendo o ganho crítico ( $K_{cr}$ ) obtido experimentalmente no controle proporcional.



**Figura 40** – Controle proporcional integral ( $K_p = 2.475$ ,  $K_i = 6.45$  e  $K_d = 0$ ), com ajuste dos ganhos pelo método de Ziegler-Nichols.

As Figuras 37 – 39 indicam que, no geral, o desempenho da resposta do sistema por controle proporcional integral foi inferior em relação ao controle proporcional, a não ser pela resposta obtida com  $K_p = 2.5$  e  $K_i = 0.5$  (Figura 37). Neste teste, pode-se observar o melhor desempenho do controle PI, superando o controle P em tempo de estabilização, erro estacionário e máximo *overshoot*.

Em contrapartida, ajustando os ganhos segundo o método de Ziegler-Nichols (Figura 40), a onda de resposta do sistema não atingiu os parâmetros de desempenho aceitáveis, sendo o ajuste manual mais efetivo. Vale ressaltar que devido à frequência de iterações de controle (5 Hz), a identificação do período crítico ( $P_{cr}$ ) corresponde às oscilações da resposta com ganho crítico ( $K_{cr}$ ) não pôde ser realizada de forma precisa, dificultando assim os cálculos utilizados na estimativa dos ganhos por este método.

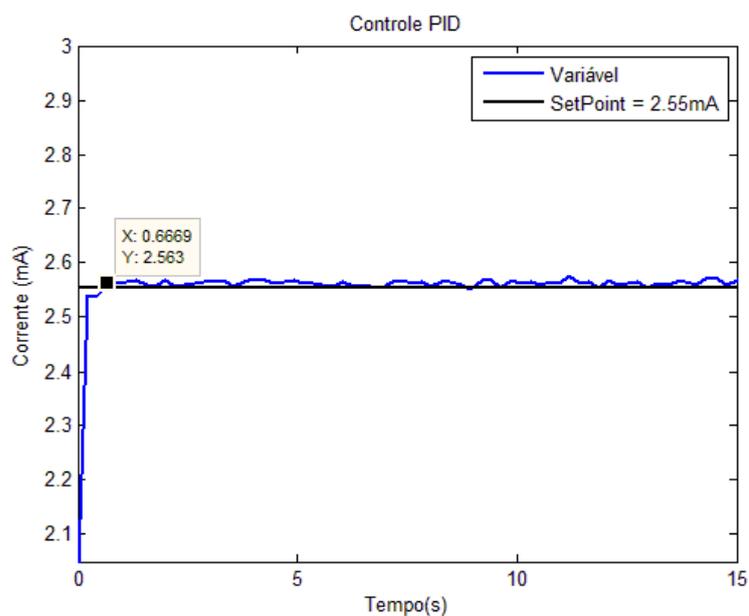
A Tabela 4 resume os parâmetros de desempenho dos controladores proporcionais integrais testados.

**Tabela 4** – Parâmetros de desempenho controle PI (SetPoint = 2.55 mA).

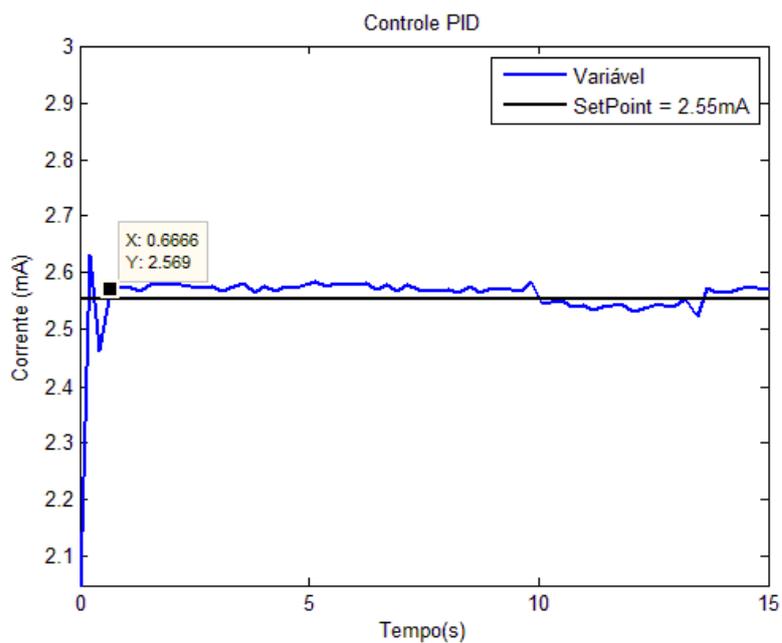
Teste (Kp-Ki-Kd)	Erro Estacionário	Tempo Estabilização (s)	Máximo Overshoot (mA)	Tempo de Subida (s)
2.5 - 0.5 - 0	0.12%	0.66	0.08%	0.16
2.5 - 2 - 0	0.19%	2.93	3.1%	0.15
2.5 - 5 - 0	0.13%	1.773	6.4%	0.13
2.475 - 6.45 - 0	0.15%	1.14	9.0%	0.13

### 4.5.3. Controle proporcional integral derivativo (PID)

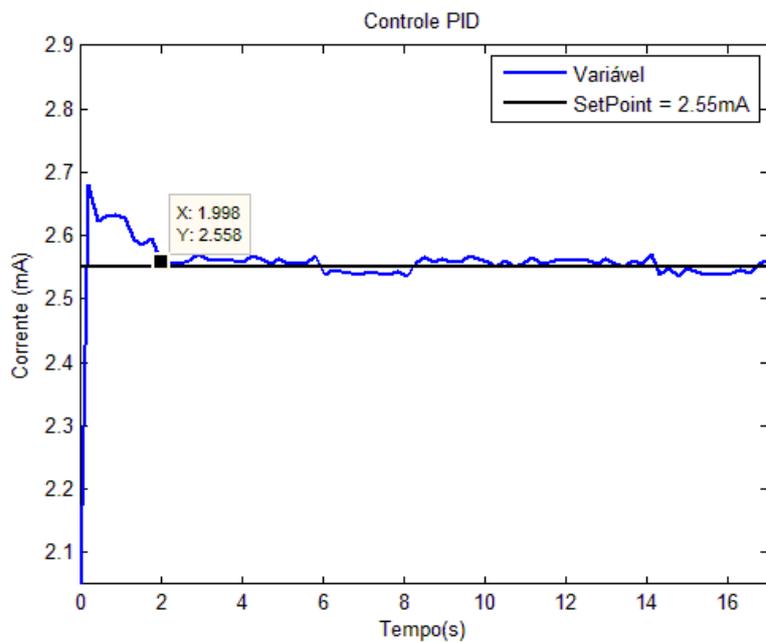
As Figuras 41 – 45 mostram os testes realizados utilizando controle PID com ajuste manual dos ganhos. A metodologia adotada foi a mesma dos controles descritos anteriormente.



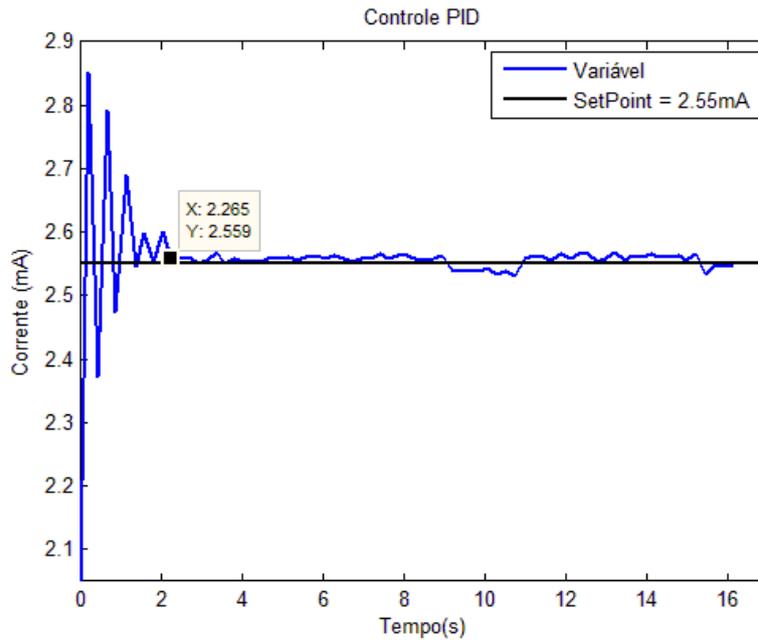
**Figura 41** – Controle proporcional integral derivativo ( $K_p = 2.5$ ,  $K_i = 0.5$  e  $K_d = 0.7$ ).



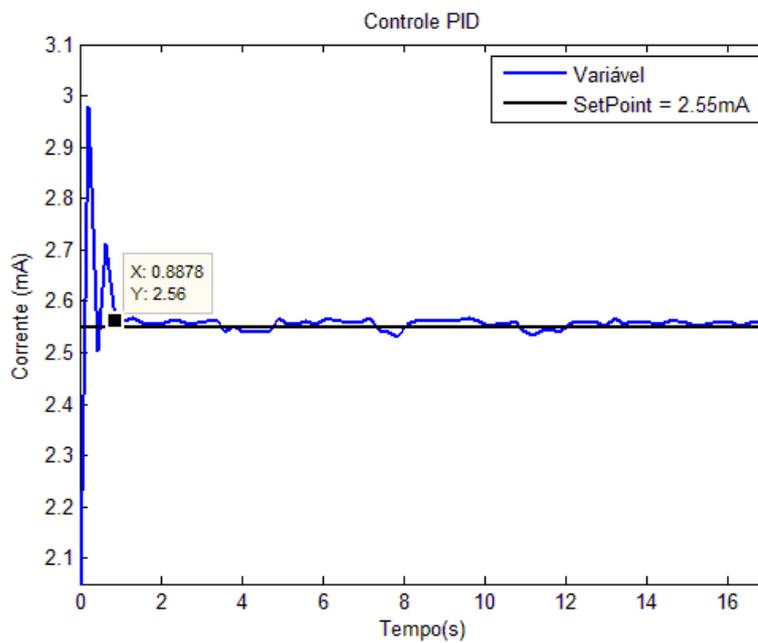
**Figura 42** – Controle proporcional integral derivativo ( $K_p = 2.5$ ,  $K_i = 0.5$  e  $K_d = 3$ ).



**Figura 43** – Controle proporcional integral derivativo ( $K_p = 2.5$ ,  $K_i = 3$  e  $K_d = 1$ ).

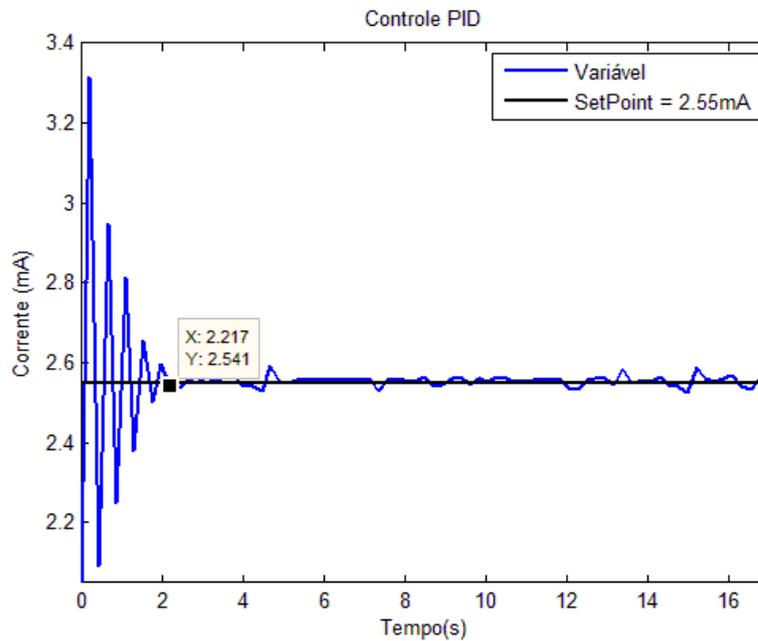


**Figura 44** – Controle proporcional integral derivativo ( $K_p = 2.5$ ,  $K_i = 3$  e  $K_d = 4$ ).



**Figura 45** – Controle proporcional integral derivativo ( $K_p = 2.5$ ,  $K_i = 8$  e  $K_d = 2$ ).

A Figura 46 apresenta o controle proporcional integral derivativo pelo método de Ziegler-Nichols. Os valores dos ganhos foram calculados segundo a Tabela 1.



**Figura 46** – Controle proporcional integral derivativo ( $K_p = 3.3$ ,  $K_i = 14.3$  e  $K_d = 0.189$ ), com ajuste dos ganhos pelo método de Ziegler-Nichols.

As Figuras 41 – 46 mostram que o controle PID pode resultar em respostas bem diferentes dependendo dos valores de ganhos utilizados.

Foi possível observar que conforme o ganho derivativo aumentou, a oscilação inicial do sistema também cresceu, levando mais tempo para o sistema estabilizar. Portanto, a escolha da configuração mais adequada, seguindo os critérios de desempenho estabelecidos anteriormente, indicam que tanto a Figura 41 ( $K_p = 2.5$ ,  $K_i = 0.5$  e  $K_d = 0.7$ ) – menor tempo de estabilização - como a Figura 43 ( $K_p = 2.5$ ,  $K_i = 3$  e  $K_d = 1$ ) – menor erro estacionário - apresentam desempenhos aceitáveis.

A Tabela 5 resume os parâmetros de desempenho dos controladores proporcionais integrais derivativos testados.

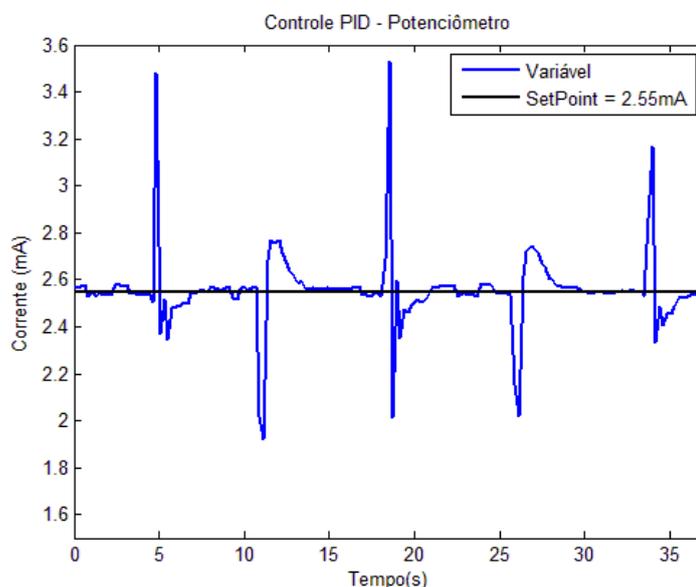
**Tabela 5** – Parâmetros de desempenho controle PID (SetPoint = 2.55 mA).

Teste (Kp-Ki-Kd)	Erro Estacionário	Tempo Estabilização (s)	Máximo Overshoot (mA)	Tempo de Subida (s)
2.5 - 0.5 - 0.7	0.13%	0.66	-	0.15
2.5 - 0.5 - 3	0.31%	0.66	3.0%	0.15
2.5 - 3 - 1	0.12%	2.044	4.9%	0.13
2.5 - 3 - 4	0.13%	2.265	11.5%	0.13
2.5 - 8 - 2	0.23%	0.88	16.6%	0.12
3.3 - 14.3 - 0.189	0.19%	2.217	29.7%	0.11

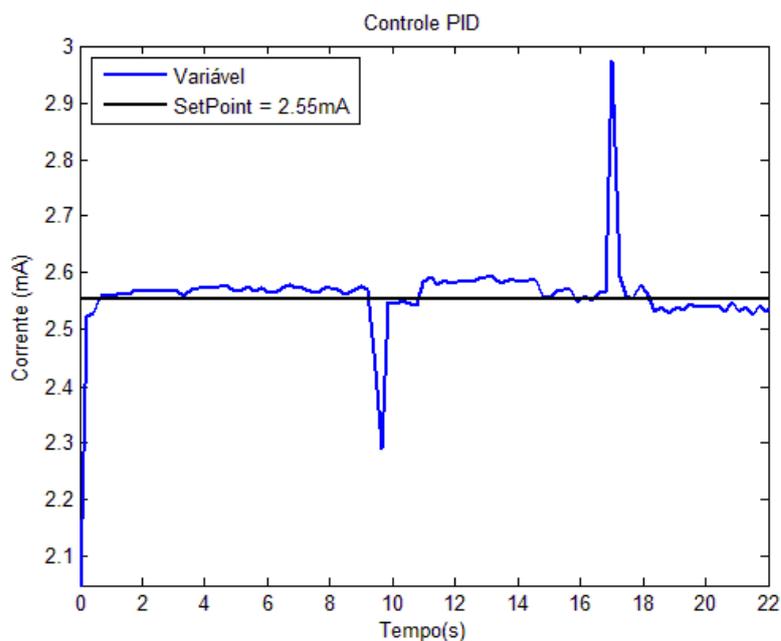
#### 4.5.4. Controle com variações sucessivas da impedância torácica

O esquema elétrico indicado na Figura 6, novamente, foi utilizado para os testes de controle PID, porém, o resistor correspondente à impedância torácica do paciente (ZL) foi substituído por um potenciômetro analógico de 1 k $\Omega$ . Os ganhos Kp, Ki e Kd foram determinados conforme os resultados dos testes do controle PID obedecendo o critério em termos de menor tempo de estabilização e menor erro estacionário.

Desta maneira, foi possível observar a resposta do sistema de controle a sucessivas mudanças de impedância torácica pela variação manual do potenciômetro analógico.



**Figura 47** – Controle PID com variação de impedância torácica (Kp = 2.5, Ki = 3 e Kd = 1).



**Figura 48** – Controle PID com variação de impedância torácica ( $K_p = 2.5$ ,  $K_i = 0.5$  e  $K_d = 0.7$ ).

As Figuras 47 e 48 apresentam diferentes respostas do sistema de controle devido a variações da carga correspondente à impedância torácica do paciente pelo potenciômetro analógico.

É possível observar maior *overshoot* na Figura 47 e maior tempo de estabilização, porém, o erro estacionário é reduzido devido aos ganhos integral e derivativo. Já na Figura 48, há ausência de *overshoot*, o tempo de estabilização também é menor, entretanto, o erro estacionário é maior pois a atuação dos ganhos integral e derivativo é mais demorada devido aos valores reduzidos.

Portanto, é possível afirmar a validação dos resultados de controle da corrente pelo controle PID, em especial, o controle com os ganhos:  $K_p = 2.5$ ,  $K_i = 0.5$  e  $K_d = 0.7$ , sendo este o mais adequado segundo os parâmetros de desempenho aceitáveis determinados.

## **5. Conclusão**

### **5.1. Considerações finais**

Os resultados apresentados indicam que a utilização de uma fonte de corrente controlada por um microprocessador através da atuação de um potenciômetro digital é viável em um sistema de TIE. Mesmo utilizando-se apenas de componentes de baixo custo, foi possível observar desempenhos da resposta de controle dentro dos parâmetros aceitáveis estipulados para este projeto.

Porém, é possível identificar pontos em que este sistema pode ser aprimorado. O processo de demodulação necessita de otimização do tempo de processamento, uma vez que isto resultaria em uma maior frequência de atuação do sistema de controle. O potenciômetro digital também deve ser escolhido visando o melhor desempenho com sinais senoidais, além de que idealmente deve possuir no mínimo 10-bits.

Desta maneira, este tipo de fonte de corrente, futuramente, pode ser implementado a um tomógrafo por impedância elétrica, resultando em um maior controle da corrente elétrica por todo o sistema de TIE.

### **5.2. Trabalhos futuros**

Apesar do resultado satisfatório no controle da corrente através do microprocessador BeagleBone Black, é possível identificar pontos que poderiam ser melhorados para aumentar o desempenho do algoritmo de controle em futuros trabalhos.

O potenciômetro digital utilizado (AD5220) possui muitas limitações ao se utilizar entrada AC, não se comportando como observado para potenciais DC, o que dificultou a implementação de um circuito mais adequado para a fonte de corrente proposta. Outra dificuldade foi o fato dele possuir 7-bits, ou seja, apenas 128 diferentes valores de resistência eram possíveis de serem ajustados, limitando o desempenho do controle.

Um potenciômetro digital mais robusto de 10-bits e que apresente comportamento linear para entradas AC seria fundamental para que todo o sistema

da fonte proposta atue de forma mais eficaz e coerente. Outro recurso importante seria o acionamento deste potenciômetro por *clock* externo, não dependendo assim da velocidade limitada dos pinos GPIO.

O processo de demodulação do sinal senoidal de entrada, do modo como está implementado, consome muito tempo de processamento a cada iteração, resultando em um mecanismo de controle que atua a uma frequência de 5 Hz. Considerando que o ciclo respiratório possui duração de aproximadamente 3 segundos, o ideal seria o controle atuar com uma frequência de no mínimo 10 Hz para garantir a estabilização da corrente durante todo o procedimento.

Para isto, uma alternativa seria a implementação de um sistema FPGA para os cálculos da demodulação. Por se tratar de um sistema constituído por portas lógicas, todos os cálculos seriam feitos de forma muito rápida, maximizando assim a frequência de trabalho do controlador.

O algoritmo de aquisição de dados também pode ser otimizado, pois apesar de utilizar de mecanismos de alta velocidade (PRU), o tempo gasto para conversão dos dados armazenados na memória para um *array* a ser processado na demodulação também consome tempo de processamento. O ideal seria maximizar esta performance editando os algoritmos PRU do BeagleBone Black, ou ainda, tentar utilizá-lo em código C.

Múltiplos estágios de amplificação também podem ser implementados para que a fonte de corrente possa funcionar com cargas entre 1 k $\Omega$  e 5k $\Omega$ , além de possibilitar a utilização da teoria de controle no tempo discreto para implementar o controlador PID.

Por fim, o sinal gerado pelo CI ICL8038 não é um sinal senoidal puro, apresentando harmônicas quando realizada a sua FFT. Com isso, a implementação de um filtro que elimine os ruídos e harmônicas deste sinal seria uma otimização importante para este sistema.

## 6. Cronograma

Metas	Ago	Set	Out	Nov	Dez	Jan	Fev	Mar	Abr
Revisão Bibliográfica	X								
Determinação dos componentes necessários	X	X							
Implementação do circuito gerador de corrente	X	X	X						
Familiarização com a linguagem de programação	X	X	X						
Relatório Parcial				X	X				
Estudo do comportamento do microprocessador em resposta a altas frequências					X	X			
Implementação do circuito com o microprocessador						X	X		
Otimização do circuito com o microprocessador							X	X	
Validação dos Resultados							X	X	
Relatório Final								X	X
Apresentação									X

## Apêndice

- Demodulação - Matriz Pseudo-Inversa

element14 BeagleBone Black – BBONE-BLACK-4G

Python 2.7.3 (default, Mar 14 2014, 17:55:54) - [GCC 4.6.3] on linux2

```
import numpy as np
import numpy.fft as fft
import math
import cmath
from numpy import *
import os

fs = 110000 #Freq. de Amostragem
pontos = 50 #Pontos a serem analisados
f = 10000 #Freq. do Sinal

step = float(1)/fs
t = np.arange(0, 0.9091, step)

s = np.sin(2*math.pi*f*t[range(0,pontos)])
c = np.cos(2*math.pi*f*t[range(0,pontos)])
s_matrix = np.matrix(s)
c_matrix = np.matrix(c)

E1 = concatenate((s_matrix.transpose(),c_matrix.transpose()),axis=1)
E2 = concatenate((E1,np.ones((n_amostras, 1))),axis=1)
E_matrix = np.matrix(E2)

piE = np.linalg.pinv(E_matrix)

np.savetxt("piE.txt", piE, fmt='%16f', delimiter=' ')
```

- **Aquisição de dados + Demodulação + Controle PID**

element14 BeagleBone Black – BBONE-BLACK-4G

Python 2.7.3 (default, Mar 14 2014, 17:55:54) - [GCC 4.6.3] on linux2

```
import numpy.fft as fft
import math
import cmath
from numpy import *
import os
import numpy as np
import Adafruit_BBIO.GPIO as GPIO
import beaglebone_pru_adc as adc
import time

#Arquivo .txt PID
text_file = open("Analise_PID_AC.txt", "w")
instante = 0

#Propriedades Controle PID
GPIO.setup("P8_10", GPIO.OUT)
GPIO.setup("P8_12", GPIO.OUT)

kP = 2.5
kI = 0.5
kD = 0.7

P = 0
I = 0
D = 0

StepDigipot = 78.125 #10k/128
Vin = 0.5
R1 = 10000.0
RS = 47.0
RL = 100.0
Corrente_SetPoint = 0.002555
DpInicial = 4700
last_erro_resistencia = 0

#Inicio Loop
while True:

    lastProcess = time.time()

#####
##Amostragem

#Propriedades Amostragem
    data = []
    numsamples = 100 # how many samples to capture
```

```

capture = adc.Capture()
capture.encoder0_pin = 0
capture.encoder0_delay = 100
capture.encoder0_threshold = 5000
capture.oscilloscope_init(adc.OFF_ENCO_VALUES, numsamples)
capture.cap_delay = 100

capture.start()

for _ in range(120000):
    if capture.oscilloscope_is_complete():
        break

capture.stop()
capture.wait()

#Saving oscilloscope values to data.txt
for x in capture.oscilloscope_data(numsamples):
    tensao = ("%0.6f" % ((x*1.8)/4096))
    tensao = float(tensao)
    data.append(tensao)

data = np.asarray(data)

capture.close()

#####
##Demodulacao

data = data[:, np.newaxis]
n_amostras = 75 #Pontos analisados no arquivo piE.py

piE = np.loadtxt('piE.txt')

resp = piE.dot(data[range(1,n_amostras+1)])

amplitude = math.sqrt(pow(resp[0,0],2)+pow(resp[1,0],2))
phase = math.atan(resp[1,0]/resp[0,0])
offset = resp[2,0]

#####
##Controle PID

Amplitude_Medida = amplitude
Corrente_Medida = Amplitude_Medida/RS
erro_corrente = Corrente_SetPoint - Corrente_Medida
erro_tensao = erro_corrente*RS
erro_resistencia = ((erro_tensao*R1)/Vin)

deltaTime = time.time() - lastProcess

```

```

#P
P = erro_resistencia *kP

#I
I = I + (erro_resistencia *kI) * deltaTime

#D
D = (last_erro_resistencia - erro_resistencia) * -1* kD * deltaTime
last_erro_resistencia = erro_resistencia

#PID
PID = P + I + D

Niteracoes = int (PID/StepDigipot) #StepDigipot = 78.125

if Niteracoes < 0:
    Niteracoes = Niteracoes * -1

instante = instante + deltaTime

text_file.write("%0.8f" %Corrente_Medida + " " + "%0.5f" %instante + "\n")

if PID > 0:
    for x in xrange(Niteracoes):
        GPIO.output("P8_10", GPIO.LOW)
        GPIO.output("P8_12", GPIO.HIGH)
        GPIO.output("P8_12", GPIO.LOW)

if PID < 0:
    for x in xrange(Niteracoes):
        GPIO.output("P8_10", GPIO.HIGH)
        GPIO.output("P8_12", GPIO.HIGH)
        GPIO.output("P8_12", GPIO.LOW)

text_file.close()

```

## Referências

- [1] AGUILAR, J. C. Z. **Estudos numéricos para o problema da tomografia por impedância elétrica**. 2009. Tese (Doutorado em Matemática Aplicada) - Instituto de Matemática e Estatística, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/45/45132/tde-08042009-150929/>>. Acesso em: 2015-03-28.
- [2] DE LIMA, C.R. **Estudo da obtenção de imagens de tomografia de impedância elétrica do pulmão pelo método de otimização topológica**. 2006. Tese de Doutorado - Universidade de São Paulo (USP). Escola Politécnica São Paulo.
- [3] MENIN, O. H. **Método dos elementos de contorno para tomografia de impedância elétrica**. 2009. Dissertação (Mestrado em Física Aplicada à Medicina e Biologia) - Faculdade de Filosofia, Ciências e Letras de Ribeirão Preto, Universidade de São Paulo, Ribeirão Preto, 2009. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/59/59135/tde-31102009-085546/>>. Acesso em: 2015-03-28.
- [4] WOO, E. J., SEO, J. K., & LEE, S. Y. **Magnetic resonance electrical impedance tomography (MREIT) Electrical Impedance Tomography: Methods, History and Applications** ed D Holder (Bristol, UK." (2005).
- [5] SILVA, O. L. **Detecção da contração muscular através da tomografia de impedância elétrica**. 2012. Tese (Doutorado em Engenharia de Controle e Automação Mecânica) - Escola Politécnica, Université de São Paulo, São Paulo, 2012. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3152/tde-18072013-154905/>>. Acesso em: 2015-03-28.
- [6] Texas Instruments. **LM741 Operational Amplifier**. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>> Acesso em: 2016-06-22
- [7] Analog Devices. **Incremente/Decrement Digital Potentiometer AD5220**. Disponível em: <<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5220.pdf>> Acesso em: 2016-04-23

- [8] SANTOS, T. B. R. **Sistema de triagem de pericárdio bovino para manufatura de válvulas cardíacas por tomografia de impedância elétrica.** Dissertação de Mestrado, Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo. 2015. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3152/tde-07032016-114749/>> Acesso em: 2016-07-10
- [9] Intersil. **ICL8038-Precision Waveform Generator/Voltage Controlled Oscillator.** Disponível em: <<https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/icl8/icl8038.pdf>> Acesso em: 2016-05-17
- [10] Fairchild. **LM78XX / LM78XXA 3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator.** Disponível em: <<https://www.fairchildsemi.com/datasheets/LM/LM7808.pdf>> Acesso em: 2016-06-12
- [11] Fairchild. **LM79XX 3-Terminal 1 A Negative Voltage Regulator.** Disponível em: <<https://www.fairchildsemi.com/datasheets/LM/LM7908.pdf>> Acesso em: 2016-06-11
- [12] BISHOP, R. H., & DORF, R. C. **Sistemas de controle modernos.** Rio de Janeiro, LTC. 2001.
- [13] OGATA, K., & LEONARDI, F. **Engenharia de controle moderno.** Prentice Hall. 2003
- [14] General Eletrics – Ge Lighting. **Interference Caused by Fluorescent Lighting Systems using Electronic Ballasts.** Disponível em: <[http://www.gelighting.com/LightingWeb/na/images/GE-EMI-from-Electronic-Ballasts-Whitepaper\\_tcm201-78523.pdf](http://www.gelighting.com/LightingWeb/na/images/GE-EMI-from-Electronic-Ballasts-Whitepaper_tcm201-78523.pdf)> Acesso em: 2016-07-11