

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE GOIÁS**  
**CAMPUS ITUMBIARA/GO**  
**BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**NATHAN RAMOS CRUZ**

**CONTROLE DIGITAL BANG-BANG E PI APLICADO AO CONVERSOR CC-CC**  
**BUCK-BOOST: DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE**  
**DIGITAL RETROALIMENTADO PARA TRATAMENTO DE ÁGUA EM SISTEMA**  
**RAS VIA ELETRÓLISE AQUOSA.**

**ITUMBIARA/GO**

**2024**



**INSTITUTO FEDERAL**  
Goiás

**MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO**  
**SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA**  
**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA**  
**PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO**  
**SISTEMA INTEGRADO DE BIBLIOTECAS**

**TERMO DE AUTORIZAÇÃO PARA DISPONIBILIZAÇÃO  
NO REPOSITÓRIO DIGITAL DO IFG - ReDi IFG**

Com base no disposto na Lei Federal nº 9.610/98, AUTORIZO o Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, a disponibilizar gratuitamente o documento no Repositório Digital (ReDi IFG), sem ressarcimento de direitos autorais, conforme permissão assinada abaixo, em formato digital para fins de leitura, download e impressão, a título de divulgação da produção técnico-científica no IFG.

**Identificação da Produção Técnico-Científica**

- |                                                                      |                                                         |
|----------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------|
| <input type="checkbox"/> Tese                                        | <input type="checkbox"/> Artigo Científico              |
| <input type="checkbox"/> Dissertação                                 | <input type="checkbox"/> Capítulo de Livro              |
| <input type="checkbox"/> Monografia – Especialização                 | <input type="checkbox"/> Livro                          |
| <input checked="" type="checkbox"/> TCC - Graduação                  | <input type="checkbox"/> Trabalho Apresentado em Evento |
| <input type="checkbox"/> Produto Técnico e Educacional - Tipo: _____ |                                                         |

Nome Completo do Autor: Nathan Ramos Cruz.

Matrícula: 20142040070183

Título do Trabalho: Controle Digital Bang-Bang e PI Aplicado ao Conversor CC-CC Buck-Boost: Desenvolvimento e Implementação de Controle Digital Retroalimentado para Tratamento de Água em Sistema RAS via Eletrolise Aquosa.

**Autorização - Marque uma das opções**

- ☒ Autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG (acesso aberto);
- ☐ Autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG somente após a data \_\_\_\_/\_\_\_\_/\_\_\_\_ (Embargo);
- ☐ Não autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG (acesso restrito).

Ao indicar a opção **2** ou **3**, marque a justificativa:

- ☐ O documento está sujeito a registro de patente.  
☐ O documento pode vir a ser publicado como livro, capítulo de livro ou artigo.  
☐ Outra justificativa: \_\_\_\_\_

**DECLARAÇÃO DE DISTRIBUIÇÃO NÃO-EXCLUSIVA**

O/A referido/a autor/a declara que:

- o documento é seu trabalho original, detém os direitos autorais da produção técnico-científica e não infringe os direitos de qualquer outra pessoa ou entidade;
- obteve autorização de quaisquer materiais inclusos no documento do qual não detém os direitos de autor/a, para conceder ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás os direitos requeridos e que este material cujos direitos autorais são de terceiros, estão claramente identificados e reconhecidos no texto ou conteúdo do documento entregue;
- cumpriu quaisquer obrigações exigidas por contrato ou acordo, caso o documento entregue seja baseado em trabalho financiado ou apoiado por outra instituição que não o Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás.

Itumbiara-GO, 27/03/24.  
Local Data

Assinatura do Autor e/ou Detentor dos Direitos Autorais

**NATHAN RAMOS CRUZ**

**CONTROLE DIGITAL BANG-BANG E PI APLICADO AO CONVERSOR CC-CC  
BUCK-BOOST: DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE  
DIGITAL RETROALIMENTADO PARA TRATAMENTO DE ÁGUA EM SISTEMA  
RAS VIA ELETRÓLISE AQUOSA.**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica, do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás - Campus Itumbiara/IFG, como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Eric Nery Chaves.

**ITUMBIARA/GO**

**2024**

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)**

C957c Cruz, Nathan Ramos

Controle digital bang-bang e pi aplicado ao conversor cc-cc buck-boost: desenvolvimento e implementação de controle digital retroalimentado para tratamento de água em sistema ras via eletrólise aquosa./Nathan Ramos Cruz.-- Itumbiara, 2024.

173 p. : il. color.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, Câmpus Itumbiara, 2024.

Orientador: Prof. Dr. Eric Nery Chaves.

1. Água - Eletrólise. 2. Sistemas de controle digital. 3. Eletrônica de potência. I. Título. II. Chaves, Eric Nery. III. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás.

CDD 621.381

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás  
Biblioteca Maria Gabriela Pacheco Pardey / Câmpus Itumbiara  
Bibliotecário: Eduardo Pereira Resende CRB1/3266





**INSTITUTO FEDERAL**  
Goiás

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA  
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE GOIÁS  
CÂMPUS ITUMBIARA

### **Termo de Aprovação**

NATHAN RAMOS CRUZ

### **CONTROLE DIGITAL BANG-BANG E PI APLICADO AO CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST: DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE DIGITAL RETROALIMENTADO PARA TRATAMENTO DE ÁGUA EM SISTEMA RAS VIA ELETRÓLISE AQUOSA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás – Câmpus Itumbiara, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado, em 22 de março de 2024, pela banca examinadora constituída pelos seguintes membros:

#### **BANCA EXAMINADORA**

Prof. Dr. Eric Nery Chaves - Orientador

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara.

*(Assinado Eletronicamente).*

Prof. Giovani Aud Lourenço - membro interno

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara.

*(Assinado Eletronicamente).*

Prof. Dr. Marcelo Escobar de Oliveira - membro interno

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara.

*(Assinado Eletronicamente).*

Documento assinado eletronicamente por:

- **Marcelo Escobar de Oliveira**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 25/03/2024 17:48:34.
- **Giovani Aud Lourenco**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 25/03/2024 10:35:07.
- **Eric Nery Chaves**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 25/03/2024 10:12:29.

Este documento foi emitido pelo SUAP em 25/03/2024. Para comprovar sua autenticidade, faça a leitura do QRCode ao lado ou acesse <https://suap.ifg.edu.br/autenticar-documento/> e forneça os dados abaixo:

Código Verificador: 522020

Código de Autenticação: 96abbf95f1



**Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás**  
Avenida Furnas, nº 55, None, Bairro Village Imperial, ITUMBIARA / GO, CEP 75524-010  
(64) 2103-5612 (ramal: 5612)

*Dedico este trabalho a todas as pessoas que não desistem dos sonhos tangíveis e que diante das adversidades da vida, persistem no caminho para alcançá-lo; a todas as pessoas que acreditam no conhecimento como chave da transformação; a todas as pessoas que acreditam no poder transformador social oriundo do compartilhamento do aprendizado adquirido.*

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a Deus por guiar-me em todos os momentos onde a escolha não parece evidente; pelos acertos que me trazem tamanha felicidade e que permitem o meu crescimento; pelos erros que desenvolvem a minha sabedoria; pelo discernimento do essencial; sobretudo, pela dádiva da vida.

Agradeço aos meus pais Adeir Gonçalves Cruz e Nilza Maria Ramos Cruz pelos ensinamentos, tornando sólidos meus pensamentos acerca da importância da educação e conhecimento proveniente dos estudos; pelo apoio moral nas escolhas que tangem à educação.

Agradeço ao meu irmão Wallyson Ramos Cruz por lembrar-me e apoiar-me constantemente nas escolhas que levam a construção do conhecimento; por aconselhar-me nos demais assuntos da vida.

Agradeço à minha querida noiva Isabela Batista Cavalcante por todo apoio e carinho, estando ativamente presente nas decisões difíceis; por toda compreensão diante das minhas dificuldades; por todo incentivo motivacional que fortalece meu desenvolvimento educacional e profissional; por viver bons momentos e estar felizmente presente nas minhas conquistas.

Agradeço pelo cuidado e toda hospitalidade, garantidos pela Sônia Batista Cavalcante e Robson da Cruz no período em Itumbiara para estar presente nos laboratórios do IFG.

Agradeço fortemente ao meu professor/orientador Eric Nery Chaves por toda a paciência durante o processo deste trabalho, principalmente pelos momentos em que não tive sabedoria para entender o trajeto; por acreditar na minha capacidade e pelos conselhos em momentos fundamentais.

Agradeço aos colegas do IF-Maker por toda a prestatividade, cedendo os laboratórios onde pude instalar-me para desenvolver parte do trabalho.

Agradeço a todo o corpo docente do IFG campus Itumbiara por todo conhecimento adquirido ao longo dos anos; por todos conselhos pessoais e profissionais; lembrando da importância do trabalho de cada um de vocês.

Agradeço a todas as pessoas que contribuíram e contribuem diretamente ou indiretamente para minha formação pessoal e profissional.

## RESUMO

A tecnologia possui papel transformador, visto sua capacidade de auxiliar nos diversos fins associados a melhoria da qualidade de vida do ser humano. Visto a importância da água para o desenvolvimento da vida, torna-se importante o estudo de recursos que buscam alternativas para eficiência deste consumo, tendo em mente a possibilidade de escassez dos recursos naturais. Dentre estas, as diversas formas de tratamento de água são exemplos concretos de tal preocupação. Neste sentido, as diversas ciências possuem papel imprescindível nas contribuições que permitem o avanço tecnológico e desenvolvimento humano. O presente trabalho consiste na abordagem e desenvolvimento de uma plataforma experimental para eletrólise aquosa, utilizando de técnicas e meios pertencentes ao escopo de eletrônica de potência e controle digital. Por meio desta abordagem, a plataforma experimental consistirá de um conversor cc-cc buck-boost com modelagem no espaço de estados através da análise de pequenos sinais e controle da corrente média no indutor pelas técnicas bang-bang e proporcional integral, posteriormente associado ao controle digital via microcontrolador com disposição de interface gráfica ao usuário para manipulação de parâmetros. Ademais, são realizados experimentos de eletrólise aquosa na ausência e presença de sais, monitorando os parâmetros de qualidade da água, tal como: TDS, condutividade, pH e ORP; durante o processo desencadeado pelo eletrolisador.

**Palavras-chave:** eletrólise aquosa, conversor cc-cc buck-boost, controle bang-bang, controle proporcional-integral, controle digital e interface gráfica.

## ABSTRACT

Technology plays a transformative role, given its capacity to assist in various endeavors associated with improving human life quality. Considering the importance of water for life development, studying resources that seek alternatives for its efficient use becomes crucial, bearing in mind the possibility of natural resource scarcity. Among these, the various forms of water treatment are concrete examples of such concern. In this sense, the various sciences play an indispensable role in contributions that enable technological advancement and human development. This work consists of the approach and development of an experimental platform for aqueous electrolysis, using techniques and means within the scope of power electronics and digital control. Through this approach, the experimental platform will consist of a buck-boost dc-dc converter with state-space modeling through small-signal analysis and control of the average current in the inductor by bang-bang and proportional-integral techniques, later associated with digital control via a microcontroller with a graphical user interface for parameter manipulation. Furthermore, experiments are carried out on aqueous electrolysis in the absence and presence of salts, monitoring water quality parameters such as TDS, conductivity, pH, and ORP; during the process triggered by the electrolyzer.

**Keywords:** aqueous electrolysis, buck-boost dc-dc converter, bang-bang control, proportional-integral control, digital control and graphical interface.



## LISTA DE FIGURAS

|                                                                            |    |
|----------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 1 – Átomo.....                                                      | 32 |
| Figura 2 - Equilíbrio da Reação.....                                       | 33 |
| Figura 3 - Estado sólido da matéria.....                                   | 35 |
| Figura 4 - Estado líquido da matéria.....                                  | 35 |
| Figura 5 - Estado gasoso da matéria.....                                   | 36 |
| Figura 6 - Diagrama de Fases.....                                          | 36 |
| Figura 7 - Transformação Isotérmica.....                                   | 37 |
| Figura 8 - Transformação Isobárica.....                                    | 37 |
| Figura 9 - Transformação Isovolumétrica.....                               | 37 |
| Figura 10 - Eletrólise Ígnea de NaCl.....                                  | 45 |
| Figura 11 - Ordem de Descarga de Íons.....                                 | 46 |
| Figura 12 - Eletrólise Aquosa de NaCl.....                                 | 47 |
| Figura 13 - Classificação dos Conversores CC-CC.....                       | 49 |
| Figura 14 - Conversor CC-CC Buck-Boost.....                                | 50 |
| Figura 15 - Conversor CC-CC Buck-Boost Chave Aberta.....                   | 50 |
| Figura 16 - Conversor CC-CC Buck-Boost Chave Fechada.....                  | 51 |
| Figura 17 - Gráfico de Operação Conversor CC-CC Buck-Boost.....            | 52 |
| Figura 18 - Circuito de potência.....                                      | 57 |
| Figura 19 - Circuito de controle em malha aberta para tensão de saída..... | 57 |
| Figura 20 - Tensão Portadora (vermelho) e Tensão Modulante (azul).....     | 58 |
| Figura 21 - PWM Resultante.....                                            | 58 |
| Figura 22 - Tensão de Entrada.....                                         | 59 |
| Figura 23 - Tensão de Saída.....                                           | 59 |
| Figura 24 - Ripple Tensão de Saída.....                                    | 59 |
| Figura 25 - Corrente no Indutor.....                                       | 59 |
| Figura 26 - Ripple Corrente no Indutor.....                                | 60 |
| Figura 27 - Tensão Portadora (vermelho) e Tensão Modulante (azul).....     | 60 |
| Figura 28 - PWM Resultante.....                                            | 60 |
| Figura 29 - Tensão de Entrada.....                                         | 61 |
| Figura 30 - Tensão de Saída.....                                           | 61 |
| Figura 31 - Ripple Tensão de Saída.....                                    | 61 |
| Figura 32 - Corrente no Indutor.....                                       | 61 |
| Figura 33 - Ripple no Indutor.....                                         | 62 |
| Figura 34 - Tensão Portadora (vermelho) e Tensão Modulante (azul).....     | 62 |
| Figura 35 - PWM Resultante.....                                            | 62 |
| Figura 36 - Tensão de Entrada.....                                         | 63 |
| Figura 37 - Tensão de Saída.....                                           | 63 |

|                                                                                          |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 38 - Ripple Tensão de Saída.....                                                  | 63 |
| Figura 39 - Corrente no Indutor.....                                                     | 63 |
| Figura 40 - Ripple no Indutor.....                                                       | 64 |
| Figura 41 - Conversor CC-CC Buck-Boost.....                                              | 65 |
| Figura 42 - Conversor CC-CC Buck-Boost, chave fechada.....                               | 65 |
| Figura 43 - Conversor CC-CC Buck-Boost, chave aberta.....                                | 66 |
| Figura 44 - Ciclo de chaveamento.....                                                    | 68 |
| Figura 45 - Laço de histerese para controle ON-OFF.....                                  | 72 |
| Figura 46 - LGR da função transferência em malha aberta.....                             | 74 |
| Figura 47 - LGR função transferência com integrador de percurso direto.....              | 75 |
| Figura 48 - LGR função transferência com compensador PI.....                             | 75 |
| Figura 49 - Função transferência do compensador PI discretizado (Matlab).....            | 77 |
| Figura 50 - Compensador digital.....                                                     | 77 |
| Figura 51 - Fluxograma do compensador digital.....                                       | 78 |
| Figura 52 - Circuito de Controle Histerético.....                                        | 80 |
| Figura 53 - Circuito de Acionamento da Chave em Frequência Fixa de PWM.....              | 80 |
| Figura 54 - PWM em frequência fixa e 40% de ciclo ativo.....                             | 80 |
| Figura 55 - Corrente no indutor, resultante do controle por histerese.....               | 81 |
| Figura 56 - Corrente RMS no indutor.....                                                 | 81 |
| Figura 57 - PWM em frequência fixa e 50% de ciclo ativo.....                             | 81 |
| Figura 58 - Corrente no indutor, resultante do controle por histerese.....               | 82 |
| Figura 59 - Corrente RMS no indutor.....                                                 | 82 |
| Figura 60 - PWM em frequência fixa e 75% de ciclo ativo.....                             | 82 |
| Figura 61 - Corrente no indutor, resultante do controle por histerese.....               | 83 |
| Figura 62 - Corrente RMS no indutor.....                                                 | 83 |
| Figura 63 - Resposta do sistema em malha aberta ao degrau unitário.....                  | 84 |
| Figura 64 - Resposta do sistema em malha fechada ao degrau unitário sem compensador..... | 84 |
| Figura 65 - Resposta ao degrau da planta com compensador PI.....                         | 85 |
| Figura 66 - Diagrama de Bode para margem de ganho.....                                   | 86 |
| Figura 67 - Diagrama de Bode para margem de fase.....                                    | 86 |
| Figura 68 - Resposta ao degrau sem compensador, simulação 1.....                         | 86 |
| Figura 69 - Resposta ao degrau com compensador, simulação 1.....                         | 87 |
| Figura 70 - Resposta ao degrau sem compensador, simulação 2.....                         | 87 |
| Figura 71 - Resposta ao degrau com compensador, simulação 2.....                         | 88 |
| Figura 72 - Resposta ao degrau sem compensador, simulação 3.....                         | 88 |
| Figura 73 - Resposta ao degrau com compensador, simulação 3.....                         | 89 |
| Figura 74 - Esquemático de controle em malha fechada p/ corrente média no indutor.....   | 89 |
| Figura 75 - Esquemático para o atuador do sinal de controle em malha fechada.....        | 90 |
| Figura 76 - Respostas do sistema sem compensador em malha fechada.....                   | 90 |

|                                                                                                                |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 77 - Esquemático de controle em malha fechada p/ corrente média no indutor c/ compensador.              | 91  |
| Figura 78 - Respostas do sistema com compensador PI em malha fechada.                                          | 91  |
| Figura 79 - Sistema compensado: Corrente RMS Indutor X Corrente Setpoint.                                      | 92  |
| Figura 80 - Esquemático de controle em malha fechada p/ corrente média no indutor c/ compensador discretizado. | 92  |
| Figura 81 - Resposta do sistema com compensador PI discreto em malha fechada.                                  | 93  |
| Figura 82 - Sistema compensado discreto: Corrente RMS Indutor X Corrente Setpoint.                             | 93  |
| Figura 83 - Diagrama de Blocos do Eletrolisador Implementado.                                                  | 96  |
| Figura 84 - Fluxograma de Operação da Aplicação.                                                               | 97  |
| Figura 85 - Fonte de tensão regulada e simétrica.                                                              | 98  |
| Figura 86 - Fonte de tensão regulada e simétrica experimental.                                                 | 98  |
| Figura 87 - Microcontrolador ATmega2560: esquemático das E/S utilizadas em projeto.                            | 100 |
| Figura 88 - Placa microcontrolada ArduinoMega2560: circuito implementado, vistas laterais.                     | 101 |
| Figura 89 - Esquemático do adaptador de níveis de tensão: +5V/+15V, +15V/+5V.                                  | 102 |
| Figura 90 - Adaptador de níveis de tensão.                                                                     | 103 |
| Figura 91 - Fonte chaveada isolada DS320-08A.                                                                  | 104 |
| Figura 92 - Fonte chaveada isolada.                                                                            | 104 |
| Figura 93 - Driver isolado simples DRO100S25A.                                                                 | 105 |
| Figura 94 - Driver isolado simples.                                                                            | 106 |
| Figura 95 - Esquemático conversor cc-cc buck-boost.                                                            | 107 |
| Figura 96 - Conversor CC-CC Buck-Boost.                                                                        | 107 |
| Figura 97 - Transdutor de Sinais.                                                                              | 108 |
| Figura 98 - Transdutor de sinais.                                                                              | 109 |
| Figura 99 - Calibração do offset da placa de transdução de sinais e ensaio.                                    | 110 |
| Figura 100 - Gráfico linearizado do sinal de corrente em função do sinal de tensão.                            | 111 |
| Figura 101 - Equipamento vista anterior e posterior.                                                           | 112 |
| Figura 102 - Equipamento vistas laterais.                                                                      | 112 |
| Figura 103 - Equipamento vista de topo.                                                                        | 113 |
| Figura 104 - Eletrodos de Titânio.                                                                             | 113 |
| Figura 105 - Medidor YY-400.                                                                                   | 114 |
| Figura 106 - Medidor TDS&EC.                                                                                   | 114 |
| Figura 107 - Reservatório de água.                                                                             | 115 |
| Figura 108 - Bomba Submersa SBMini C.                                                                          | 115 |
| Figura 109 - Sistema de supervisão e aquisição de dados, supervisório.                                         | 116 |
| Figura 110 - Experimento 1: Conversor CC-CC Buck Boost: 20% duty cycle.                                        | 118 |
| Figura 111 - Experimento 1: Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo.                        | 119 |
| Figura 112 - Experimento 1: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisório e resultados.                             | 119 |
| Figura 113 - Experimento 2: Conversor CC-CC Buck Boost: 30% duty cycle.                                        | 120 |
| Figura 114 - Experimento 2: Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo.                        | 121 |

|                                                                                                                                                   |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 115 - Experimento 2: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisorio e resultados. ....                                                           | 121 |
| Figura 116 - Experimento 3: Conversor CC-CC Buck Boost: 45% duty cycle. ....                                                                      | 122 |
| Figura 117 - Experimento 3: Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo. ....                                                      | 123 |
| Figura 118 - Experimento 3: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisorio e resultados. ....                                                           | 123 |
| Figura 119 - Experimento 4: Conversor CC-CC Buck Boost: 54% duty cycle. ....                                                                      | 124 |
| Figura 120 - Experimento 4, Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo. ....                                                      | 125 |
| Figura 121 - Experimento 4: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisorio e resultados. ....                                                           | 125 |
| Figura 122 - Experimento 5: Conversor CC-CC Buck Boost: 60% duty cycle. ....                                                                      | 126 |
| Figura 123 - Experimento 5: Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo. ....                                                      | 127 |
| Figura 124 - Experimento 5: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisorio e resultados. ....                                                           | 127 |
| Figura 125 - Experimento 6: Conversor CC-CC Buck Boost: 70% duty cycle. ....                                                                      | 128 |
| Figura 126 - Experimento 6: Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo. ....                                                      | 129 |
| Figura 127 - Experimento 6: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisorio e resultados. ....                                                           | 129 |
| Figura 128 - Experimento 7: Conversor CC-CC Buck Boost: 80% duty cycle. ....                                                                      | 130 |
| Figura 129 - Experimento 7: Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo. ....                                                      | 131 |
| Figura 130 - Experimento 7: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisorio e resultados. ....                                                           | 131 |
| Figura 131 - Experimento 8: controle em malha fechada via técnica de histerese; SP = 239mA;<br>227mA<Corrente Limite<251mA. ....                  | 132 |
| Figura 132 - Experimento 9: controle em malha fechada via técnica de histerese; SP = 152mA;<br>144mA<Corrente Limite<160mA. ....                  | 133 |
| Figura 133 - Experimento 10: controle em malha fechada via técnica de histerese; SP = 404mA;<br>384mA<Corrente Limite<424mA. ....                 | 134 |
| Figura 134 - Experimento 11: controle em malha fechada via técnica PI (proporcional-integral); SP =<br>239mA. ....                                | 135 |
| Figura 135 - Experimento 12: controle em malha fechada via técnica PI (proporcional-integral); SP =<br>152mA. ....                                | 136 |
| Figura 136 - Experimento 13: controle em malha fechada via técnica PI (proporcional-integral); SP =<br>404mA. ....                                | 137 |
| Figura 137 - Conversor CC-CC Buck-Boost aplicado a eletrólise aquosa em sistema com circulação<br>de água via eletrodos em malha de titânio. .... | 138 |
| Figura 138 - Experimento 01: Eletrólise Aquosa. ....                                                                                              | 141 |
| Figura 139 - Experimento 02: Eletrólise Aquosa. ....                                                                                              | 142 |
| Figura 140 - Experimento 03: Eletrólise Aquosa. ....                                                                                              | 142 |
| Figura 141 - Experimento 04: Eletrólise Aquosa. ....                                                                                              | 142 |
| Figura 142 - Experimento 05: Eletrólise Aquosa. ....                                                                                              | 143 |
| Figura 143 - Experimento 06: Eletrólise Aquosa. ....                                                                                              | 143 |
| Figura 144 - Experimento 07: Eletrólise Aquosa. ....                                                                                              | 143 |
| Figura 145 - Resultados Experimentais: Corrente Elétrica. ....                                                                                    | 144 |
| Figura 146 - Resultados Experimentais: TDS (Concentração de Sais Dissolvidos [ppm]). ....                                                         | 145 |
| Figura 147 - Resultados Experimentais: Condutividade ([mV]). ....                                                                                 | 145 |

|                                                         |     |
|---------------------------------------------------------|-----|
| Figura 148 - Resultados Experimentais: pH. ....         | 146 |
| Figura 149 - Resultados Experimentais: ORP ([mV]). .... | 147 |

## LISTA DE TABELAS

|                                                                                                    |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Tabela 1 - Projeto: conversor cc-cc buck-boost. ....                                               | 56  |
| Tabela 2 - Características do conversor cc-cc buck-boost. ....                                     | 57  |
| Tabela 3 - Limites de histerese para controle em malha fechada do conversor cc-cc buck-boost. .... | 73  |
| Tabela 4 - Componentes das fontes de tensão implementadas. ....                                    | 97  |
| Tabela 5 - Características da placa microcontrolada ATMEGA2560. ....                               | 99  |
| Tabela 6 - Componentes implementados na placa microcontrolada. ....                                | 101 |
| Tabela 7 - Componentes do conversor cc-cc buck-boost implementado. ....                            | 106 |
| Tabela 8 - Características do sensor de corrente implementado. ....                                | 109 |
| Tabela 9 - Valores ensaiados em bancada para placa de transdução. ....                             | 110 |
| Tabela 10 - Eletrólise Aquosa: experimentos. ....                                                  | 138 |

## LISTA DE ABREVIATURAS OU SIGLAS

CC – Corrente Contínua.  
CA – Corrente Alternada.  
GND – Ground.  
VS – Voltage Supply.  
TBJ – Transistor de Junção Bipolar.  
JFET – Junction Field Effect Transistor.  
MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.  
LED – Light Emitting Diode.  
LTK – Lei das Tensões de Kirchhoff.  
LCK – Lei das Correntes de Kirchhoff.  
PWM – Pulse Width Modulation.  
MCC – Modo de Condução Contínua.  
MCD – Modo de Condução Descontínua.  
LGR – Lugar Geométrico das Raízes.  
ZOH – Zero Order Hold.  
MargSup – Margem Superior.  
MargInf – Margem Inferior.  
SP – Setpoint.  
Bang-Bang – Intervalo Diferencial ou Histerese.  
PI – Proporcional-Integral.  
FIR - Finite Impulse Response.  
GUI – Graphical User Interface.  
IHM – Interface Homem Máquina.  
CI – Circuito Integrado.  
CMOS – Complementary Metal Oxide Semiconductor.  
TTL – Transistor Transistor Logic.  
DTL – Diode Transistor Logic.  
TDS – Total Dissolved Solids.  
ORP – Oxydation Reduction Potential.  
pH – Potencial Hidrogeniônico.  
RAS – Recirculation Aquaculture System.

## SUMÁRIO

|                                                                                                       |           |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>CAPÍTULO I – INTRODUÇÃO .....</b>                                                                  | <b>18</b> |
| <b>CAPÍTULO II – A ÁGUA .....</b>                                                                     | <b>20</b> |
| 2.1. TRATAMENTO DE ÁGUA .....                                                                         | 20        |
| 2.1.1. AERAÇÃO .....                                                                                  | 22        |
| 2.1.2. COAGULAÇÃO E FLOCULAÇÃO .....                                                                  | 23        |
| 2.1.3. SEDIMENTAÇÃO E DECANTAÇÃO .....                                                                | 25        |
| 2.1.4. FILTRAÇÃO .....                                                                                | 26        |
| 2.1.5. DESINFECÇÃO .....                                                                              | 27        |
| 2.1.6. PH .....                                                                                       | 28        |
| 2.1.7. ORP .....                                                                                      | 29        |
| 2.1.8. SISTEMA DE RECIRCULAÇÃO AQUÍCOLA (RAS) .....                                                   | 30        |
| <b>CAPÍTULO III – FUNDAMENTOS, CONCEITOS E GENERALIDADES DA FÍSICO-<br/>QUÍMICA: ELETRÓLISE .....</b> | <b>32</b> |
| 3.1. ÁTOMO .....                                                                                      | 32        |
| 3.2. CRITÉRIOS DE EQUILÍBRIO E ESTADO DAS SUBSTÂNCIAS .....                                           | 33        |
| 3.3. ELETROQUÍMICA .....                                                                              | 38        |
| 3.4. ELETRÓLISE .....                                                                                 | 39        |
| 3.4.1. ELETRÓLISE ÍGNEA .....                                                                         | 44        |
| 3.4.2. ELETRÓLISE AQUOSA .....                                                                        | 45        |
| <b>CAPÍTULO IV – CONVERSORES CC-CC .....</b>                                                          | <b>48</b> |
| 4.1. BUCK-BOOST .....                                                                                 | 49        |
| <b>CAPÍTULO V – SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO CONVERSOR BUCK-<br/>BOOST .....</b>                        | <b>55</b> |
| 5.1. PROJETO DO CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST .....                                                      | 55        |
| <b>CAPÍTULO VI – SISTEMA DE CONTROLE .....</b>                                                        | <b>65</b> |
| 6.1. MODELAGEM NO ESPAÇO DE ESTADO .....                                                              | 65        |
| 6.2. CONTROLE EM MALHA ABERTA .....                                                                   | 71        |
| 6.3. CONTROLE EM MALHA FECHADA .....                                                                  | 72        |



|                                                                                                                                          |            |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 6.3.1. INTERVALO DIFERENCIAL (HISTERESE).....                                                                                            | 72         |
| 6.3.2. COMPENSADOR PI.....                                                                                                               | 73         |
| 6.4. CONTROLE DIGITAL .....                                                                                                              | 76         |
| <b>CAPÍTULO VII: SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO CONTROLE EM MALHADA FECHADA PARA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR DO CONVERSOR BUCK-BOOST .....</b> | <b>79</b>  |
| 7.1. CONTROLE POR HISTERESE DA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR.....                                                                            | 79         |
| 7.2. CONTROLE PI (PROPORCIONAL INTEGRAL) DA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR .....                                                              | 83         |
| 7.3. CONTROLE PI (PROPORCIONAL INTEGRAL) DIGITAL DA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR .....                                                      | 92         |
| <b>CAPÍTULO VIII – SISTEMA EMBARCADO .....</b>                                                                                           | <b>94</b>  |
| 8.1. FILTRO MÉDIA MÓVEL .....                                                                                                            | 95         |
| <b>CAPÍTULO IX – MATERIAIS, MÉTODOS E APLICAÇÃO .....</b>                                                                                | <b>96</b>  |
| 9.1. FONTE DE TENSÃO REGULADA E SIMÉTRICA.....                                                                                           | 97         |
| 9.2. MICRONCONTROLADOR .....                                                                                                             | 99         |
| 9.3. PLACA MICROCONTROLADA.....                                                                                                          | 100        |
| 9.4. CONDICIONADOR DE SINAIS.....                                                                                                        | 101        |
| 9.5. FONTE CHAVEADA ISOLADA E DRIVER ISOLADO .....                                                                                       | 103        |
| 9.6. CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST .....                                                                                                    | 106        |
| 9.7. TRANSDUTOR DE SINAIS.....                                                                                                           | 107        |
| 9.8. HARDWARE INTEGRADO .....                                                                                                            | 112        |
| 9.9. ELETRODOS EM MALHA DE TITÂNIO .....                                                                                                 | 113        |
| 9.10. INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO .....                                                                                                      | 114        |
| 9.11. RESERVATÓRIO DE ÁGUA .....                                                                                                         | 114        |
| 9.12. BOMBA SUBMERSA .....                                                                                                               | 115        |
| 9.13. INTERFACE GRÁFICA DO UTILIZADOR (GUI) .....                                                                                        | 115        |
| <b>CAPÍTULO X – RESULTADOS E COMPARAÇÕES .....</b>                                                                                       | <b>117</b> |
| 10.1. EXPERIMENTO 1: CONTROLE EM MALHAABERTA.....                                                                                        | 118        |
| 10.2. EXPERIMENTO 2: CONTROLE EM MALHAABERTA.....                                                                                        | 120        |
| 10.3. EXPERIMENTO 3: CONTROLE EM MALHAABERTA.....                                                                                        | 122        |

|                                                                                                                  |            |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 10.4. EXPERIMENTO 4: CONTROLE EM MALHAABERTA.....                                                                | 124        |
| 10.5. EXPERIMENTO 5: CONTROLE EM MALHAABERTA.....                                                                | 126        |
| 10.6. EXPERIMENTO 6: CONTROLE EM MALHAABERTA.....                                                                | 128        |
| 10.7. EXPERIMENTO 7: CONTROLE EM MALHAABERTA.....                                                                | 130        |
| 10.8. EXPERIMENTO 8: CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE<br>MÉDIA NO INDUTOR VIA TÉCNICA DE HISTERESE.....   | 132        |
| 10.9. EXPERIMENTO 9: CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE<br>MÉDIA NO INDUTOR VIA TÉCNICA DE HISTERESE.....   | 133        |
| 10.10. EXPERIMENTO 10: CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE<br>MÉDIA NO INDUTOR VIA TÉCNICA DE HISTERESE..... | 134        |
| 10.11. EXPERIMENTO 11: CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE<br>MÉDIA NO INDUTOR VIA TÉCNICA PI. ....          | 135        |
| 10.12. EXPERIMENTO 12: CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE<br>MÉDIA NO INDUTOR VIA TÉCNICA PI. ....          | 136        |
| 10.13. EXPERIMENTO 13: CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE<br>MÉDIA NO INDUTOR VIA TÉCNICA PI. ....          | 137        |
| 10.14. EXPERIMENTOS DE ELETRÓLISE AQUOSA.....                                                                    | 138        |
| <b>CAPÍTULO XI - CONCLUSÕES .....</b>                                                                            | <b>148</b> |
| <b>SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS.....</b>                                                                      | <b>151</b> |
| <b>REFERÊNCIAS.....</b>                                                                                          | <b>152</b> |
| <b>APÊNDICE A – ALGORITMO IDE ARDUINO .....</b>                                                                  | <b>154</b> |
| <b>APÊNDICE B – ALGORITMO IDE VISUAL STUDIO .....</b>                                                            | <b>163</b> |
| <b>APÊNDICE C – ALGORITMO DE PROJETO DO CONVERSOR CC-CC BUCK-<br/>BOOST E CONTROLE PI EM MATLAB.....</b>         | <b>169</b> |

## **CAPÍTULO I – INTRODUÇÃO**

O advento tecnológico, cada vez mais, tem propiciado a gestão eficiente dos recursos naturais, através do emprego de tecnologias para o controle de variáveis que possuem impacto direto no desenvolvimento humano. Para isso, se faz necessário atender aos padrões de qualidade, eficiência, confiabilidade e segurança determinados pelos órgãos a que competem tais atribuições.

Sendo assim, torna-se de fundamental importância o tratamento dos insumos destinados à sobrevivência e auxílio nas atividades humanas, tais como: água, minério, biodiversidade, madeira, solo, etc. Os produtos finais, advindos dessas atividades, possuem papel determinante no processo de subsistência macro da agricultura, pecuária, extrativismo, indústria, dentre outras atividades principais na contribuição da economia e cadeia produtiva global.

De forma intrínseca, estão relacionados a grandes impactos ambientais gerados no processo produtivo massificado das mais diversas cadeias. Portanto, imprescindivelmente, torna-se foco para minimizar as consequências inerentes das atividades humanas, o estabelecimento de regulamentos que preservem o meio ambiente e que garantam a sustentabilidade.

A busca pelo tratamento eficiente e seguro dos recursos, de modo a garantir as melhores condições para o desenvolvimento da vida, mesmo frente às constantes adaptações, torna-se foco no estudo e emprego de tecnologias que atendam essas demandas.

De acordo com Richter, et. al. (1991), o tratamento de água é destinado para o atendimento de várias demandas. Porém é central em toda e qualquer demanda, em relação ao uso da água, o foco na higiene, o qual consiste, basicamente, na remoção de bactérias, protozoários, vírus e outros micro-organismos, de substâncias venenosas ou nocivas, redução do excesso de impurezas e dos teores elevados de compostos orgânicos.

O tratamento da água, cujo processo está vinculado ao controle de seus parâmetros, busca estabelecer a sua boa qualidade. Este fim, está relacionado desde aplicações industriais, agricultura e pecuária.

Segundo Otenio (2008), durante um tratamento eletrolítico, as reações eletroquímicas transformam quimicamente substâncias não biodegradáveis que

compõem os poluentes, reduz a concentração iônica, aumenta a taxa de mortalidade de microorganismos e produz substâncias desinfetantes.

Wiendl (1985) relata que o processo eletrolítico aplicado ao tratamento de água permite tornar as instalações compactas, possui fácil operabilidade e demonstra-se com potencial para automatização e fracionamento do sistema.

Objetivando o desenvolvimento de tecnologias voltadas a garantir a qualidade da água aos seus diversos fins de utilização, nota-se a relevância no desenvolvimento de procedimentos, técnicas e equipamentos para o controle de seus parâmetros.

O presente trabalho consiste no desenvolvimento de uma plataforma experimental para tratamento de água via eletrólise em sistema com circulação de água, através da construção de um conversor cc-cc buck-boost, sendo este controlado pelas técnicas de bang-bang e proporcional-integral com retroalimentação negativa do sistema para a corrente média no indutor.

A estrutura da monografia consiste na abordagem de tratamentos típicos para água, conceituação do fenômeno de eletrólise, generalidades dos componentes eletrônicos comumente usados na construção de conversores cc-cc buck-boost, modelagem no espaço de estado do sistema considerando a análise de pequenos sinais, desenvolvimento de controle digital auxiliado por microcontrolador, desenvolvimento de interface gráfica ao operador e monitoramento das variáveis associadas a água mediante a alteração de parâmetros em experimentos.

## **CAPÍTULO II – A ÁGUA**

A água e sua fundamental importância para a vida no planeta é alvo de inúmeros estudos científicos desde tempos remotos. Estima-se que os primeiros seres vivos surgiram a 3,5 bilhões de anos em mares e oceanos. A formação da célula é composta em sua maior parcela por este fluido, assim como o transporte de sais minerais em um organismo também é assegurado por meio de soluções aquosas.

Este recurso natural demonstra-se importante para hidratação das espécies, equilíbrio da biodiversidade e auxílio de diversas atividades inerentes do processo da evolução humana.

A água em seu estado puro é inodora, insípida, incolor e transparente. Porém, devida sua característica de solvente, comumente é encontrada com várias impurezas. O ambiente ao qual a água pertence, natureza e solo, determinam as impurezas que nela são apresentadas. Dentre as mais comuns: algas, protozoários, areia, silte, bactérias, vírus, sílica, substâncias de origem vegetal e mineral.

A composição física, química e biológica determina a qualidade da água. Dentre estas, definidas pelas seguintes características: cor; turbidez; pH; sabor e odor; condutividade elétrica; alcalinidade; dureza; ferro e manganês; cloretos, sulfatos e sólidos totais; impurezas orgânicas e nitratos; oxigênio dissolvido; fenóis e detergentes; substâncias tóxicas; total de bactérias; coliformes; hidrobiologia; pesticidas.

### **2.1. TRATAMENTO DE ÁGUA**

O tratamento da água, cujo processo está vinculado ao controle de seus parâmetros, busca estabelecer a sua boa qualidade ao atendimento de diversos fins. Entre estes: higiênicos, estéticos e econômicos.

- Higiênicos: extração de micro-organismos e substâncias nocivas, redução do excesso de impurezas e compostos orgânicos.

- Estéticos: alteração de cor, odor e sabor.
- Econômicos: redução da corrosividade, turbidez, dureza, manganês e ferro.

As águas que mais frequentemente dispensam tratamento são provenientes de fontes, de poços profundos bem protegidos, de galerias de infiltração e de bacias de captação ou de acumulação. Para que o tratamento seja evitado, essas águas deverão ser moles, pouco coloridas, apresentar pouca turbidez, baixos teores de ferro e de outras substâncias prejudiciais e, sobretudo, ser de boa qualidade bacteriológica (Richter, Carlos A., 1991, p. 8).

Dessa forma, a qualidade da água torna-se objeto de interesse para uso doméstico, aplicações industriais, agricultura e pecuária.

Para a piscicultura e aquicultura, o local deve oferecer meios para um bom controle da temperatura da água, níveis de oxigênio, gás carbônico, pH, amônia e turbidez, já que, a qualidade da água é o fator mais importante na criação de peixes.

São inúmeras as impurezas que se apresentam nas águas naturais, várias delas inócuas, poucas desejáveis e algumas extremamente perigosas. Entre as impurezas nocivas encontram-se vírus, bactérias, parasitas, substâncias tóxicas e, até mesmo, elementos radioativos (Richter, Carlos A., 1991, p. 1).

“A qualidade da água varia com o tempo, exigindo para o seu controle a realização de análises em diferentes épocas do ano, e só sua repetição poderá reduzir o efeito da variação dos resultados” (Richter, Carlos A., 1991, p. 7).

A água utilizada na criação de peixes possui restrições quanto a alguns elementos. Geralmente, torna-se foco o controle do cloro, metais pesados e compostos nitrogenados, já que, a má qualidade da água aumenta a geração de resíduos orgânicos. Sendo assim, para os piscicultores e aquicultores, o tipo de água a ser empregada para suas criações integram seus interesses, uma vez que o tipo de tratamento causa variabilidade financeira no projeto.

Segundo Júlio Queiroz e Mariana Silveira (2006, p. 2), a baixa qualidade da água nos efluentes dos viveiros que contém água de baixa qualidade geralmente

apresentam uma concentração reduzida de oxigênio dissolvido e altas concentrações de nutrientes, matéria orgânica e sólidos em suspensão.

Dentre os tipos de tratamento de água estão: aeração, coagulação, floculação, decantação, filtração, desinfecção, fluoretação e correção de pH; assim como para qualidade da água emprega-se técnicas como a inserção de cloro, salinização e ozonizador.

O tratamento mínimo necessário para água corresponde ao tipo de água constatada, sendo esta, subterrânea ou superficial; de bacias protegidas ou não protegidas; consideradas suas classificações: tipo A, tipo B, tipo C e tipo D.

Para águas classificadas como tipo A se faz necessária a desinfecção e correção do pH; águas do tipo B necessitam de desinfecção, correção do pH, decantação e filtração; águas do tipo C necessitam de coagulação, decantação, filtração, desinfecção e correção de pH; águas do tipo D necessitam do tratamento tipo C e complementar conforme cada caso.

Logo, instrumentos para a medição da qualidade da água nos processos e técnicas empregadas são imprescindíveis para permitir tais realizações.

### **2.1.1. AERAÇÃO**

A aeração é o processo caracterizado pelo contato entre água e uma fase gasosa (normalmente o ar) objetivando a transferência de substâncias voláteis ao gás envolvido e as substâncias solúveis à água, assim como garantir a manutenibilidade do equilíbrio entre ambos.

A água natural comumente apresenta gases dissolvidos, ressaltando aqueles presentes no ar atmosférico, tais como: nitrogênio, gás carbônico e oxigênio. Logo, a presença de teores elevados, inviabilizam o consumo e traz consigo, a necessidade de tratamento.

A aeração tem como objetivo a redução de teores elevados de gás carbônico, ácido sulfídrico, substâncias aromáticas, cloro e metano, assim como a oxidação de compostos ferrosos ou maganosos, e, aumento do oxigênio e nitrogênio em dissolução.

A transferência entre substâncias apresenta dependência de fatores físicos e químicos, logo, característica da matéria, temperatura, resistência específica, pressão parcial, turbulência, tempo e dimensão, cuja variação implica nos valores de saturação da água e solubilidade do gás. Sendo a velocidade de transferência do gás determinada pela equação (2.1.1):

$$\frac{\partial C}{\partial t} = K_L \frac{A}{V} (C_s - C) = (C_s - C) = (C_s - C_0) e^{-K_L \frac{A}{V}} \quad (2.1.1)$$

$C_0$ : concentração inicial do gás.

$C_s$ : concentração de saturação.

$C$ : concentração no instante  $t$ .

$K_L$ : coeficiente de transferência.

$A$ : área que ocorre a transferência.

$V$ : volume de água.

A aeração para o tratamento de água acontece através da aplicação de aeradores. Dentre os principais tipos:

- Aeradores cascata;
- Aeradores tabuleiros;
- Aeradores repuxo;
- Aeradores borbulhamento.

### 2.1.2. COAGULAÇÃO E FLOCULAÇÃO

A coagulação pode ser definida como o processo responsável por manter as partículas em suspensão, proveniente da redução das forças através de coagulantes adicionados à água.

Outrossim, a floculação pode ser definida como o processo responsável por aglomerar as partículas durante o transporte da água, causando a sedimentação através da gravidade das partículas maiores.

Considerando estas afirmações, pode-se separar estes por meio dos processos de mistura. Dentre estes: mistura rápida e mistura lenta.

A mistura rápida tem como papel fundamental difundir o coagulante à água, objetivando a homogeneidade em velocidade elevada. Estando vinculada ao



processo de coagulação, cuja eficiência deste possui dependência direta das condições do fluido e o ponto de contato no ponto instantâneo. Sendo assim, a reação chamada de hidrólise desestabiliza os coloides, considerando a aplicação do coagulante em região de grande turbulência. Contudo, a mistura lenta está associada ao processo de floculação.

O conceito de gradiente de velocidade, aplicado particularmente às operações unitárias de mistura rápida e floculação, teve origem nas primeiras teorias sobre a conjunção de partículas, devidas a Von Smoluchowski (1917), que demonstrou que a taxa de colisão entre partículas é resultado do movimento do fluido e, portanto, controlável (Richter, Carlos A., 1991, p. 54).

Considerando a teoria de Von Smoluchowski obtém-se o seguinte equacionamento (2.1.2) para determinar o número de colisões entre as partículas:

$$J_{ij} = \frac{4}{3} n_i n_j Y_{ij}^3 \frac{dv}{dy} \quad (2.1.2)$$

$J_{ij}$ : número de colisões entre as partículas “i” e “j” por unidade de tempo.

$n_i$  e  $n_j$ : concentração das partículas “i” e “j”.

$Y_{ij}$ : distância de colisão considerando a soma do raio das partículas.

$\frac{dv}{dy}$ : gradiente da velocidade.

O melhor instante da mistura rápida dependerá principalmente do tempo, da concentração e do gradiente da velocidade.

Dentre os tipos de mistura rápida comumente empregadas, vale ressaltar as dispostas a seguir:

- Mistura rápida hidráulica;
- Mistura rápida mecânica.

A floculação pode ser determinada em sua forma mais geral considerando duas funções. Sendo estas, função de agregação e função de quebra, conforme equação (2.1.3):

$$\frac{dN}{dt} = -K_A N G + K_B N_0 G^2 \quad (2.1.3)$$

$K_A$ : coeficiente de agregação.

$N$ : concentração de partículas primárias [ $m^{-3}$ ].

$G$ : gradiente de velocidade [ $s^{-1}$ ].

$K_B$ : coeficiente de quebra.

$N_0$ : concentração inicial de partículas primárias ao entrar no floculador [ $m^{-3}$ ].

Segundo Bratby et al (1977) uma relação equivalente pode ser estabelecida para um ensaio de coagulação. Equacionando (2.1.4) as variáveis tem-se que:

$$\frac{N_0}{N} = \left[ \frac{K_B}{K_A} G + \left( 1 - \frac{K_B}{K_A} G \right) e^{-K_A G T} \right]^{-1} \quad (2.1.4)$$

Sendo  $K_A$  e  $K_B$  determinados experimentalmente por meio das curvas de tempo ótimo de floculação a gradientes constantes.

Dentre os tipos de floculadores têm-se: floculadores mecânicos e floculadores hidráulicos.

### 2.1.3. SEDIMENTAÇÃO E DECANTAÇÃO

A sedimentação consiste no processo de separação entre sólido-líquido e sólido-gás, através das forças gravitacionais que agem sobre as matérias heterogêneas separando-as por meio de suas densidades.

A decantação por sua vez, consiste no processo de separação das fases sólido-líquido e líquido-líquido através das forças gravitacionais e densidade das matérias, separando-as espontaneamente, dada sua heterogeneidade.

Posteriormente a separação das fases nos processos de sedimentação e decantação, as partículas de densidade superior são depositadas em uma superfície ou zona de armazenamento.

Considerando a água e suas características físicas, esta possui materiais finamente divididos em solução e não são possíveis de remoção por sedimentação simples. Logo, em sistema para tratamento de água são adicionados coagulantes para formação de flocos passíveis de sedimentação, sendo este processo de sedimentação comumente denominado decantação.

De acordo com a teoria de Hazen (1904) as condições adequadas para sedimentação pressupõem as condições a seguir:

- Regime de fluxo laminar na zona de sedimentação;

- Fluxo perfeitamente uniforme na zona de sedimentação;
- Concentração de partículas uniforme;
- Suspensão de sólidos sedimentados inexistente.

Para tanto, ao generalizar a equação para movimento laminar, Yao (1940) a descreve (2.1.5) considerando um sistema de decantação tubular como:

$$V_{cs} = \frac{SV_0}{\text{sen}\theta + L(1 - 0,058 V_0 \cdot d)\cos\theta} \quad (2.1.5)$$

$V_{cs}$ : velocidade da partícula sedimentada.

$V_0$ : velocidade de escoamento da água.

$\theta$ : inclinação do elemento tubular.

S: fator de eficiência.

L: comprimento do elemento.

d: diâmetro do elemento.

Haja vista a aplicabilidade do processo de decantação, dois são os sistemas em destaque para tal finalidade: decantador de fluxo horizontal (sistema clássico) e decantador tubular (sistema moderno).

#### 2.1.4. FILTRAÇÃO

A filtração é o processo utilizado para remoção de impurezas provenientes de matérias em estado sólido e líquido. Empregada com a finalidade de purificação da água, este processo torna-se possível uma vez que haja escoamento do fluido em meio poroso a uma velocidade que caracteriza o tipo de sistema. Dessa forma, as velocidades os definem em: filtros lentos e filtros rápidos.

Segundo Di Bernardo, L., Brandão, C. C. S., & Heller, L. (1999), a filtração é um processo imprescindível para a produção contínua e segura de água potável, e pode ser rápida ou lenta, dependendo da taxa de filtração.

Durante o processo de filtragem a taxa de variação é decrescente inerente da perda de carga decorrente das impurezas que o saturam. A vazão resultante de um filtro em uma tubulação pode ser calculada conforme a equação (2.1.6):

$$Q = C_d S \sqrt{2gH} \quad (2.1.6)$$

Q: vazão na tubulação de um filtro.

$C_d$ : coeficiente de descarga.

S: seção da tubulação.

H: carga de água disponível.

Dentre os tipos de sistemas filtrantes comumente encontrados destacam-se dois, sendo estes: filtros simples e filtros duplos.

### 2.1.5. DESINFECÇÃO

A desinfecção da água consiste no processo de eliminar parcialmente ou totalmente um grupo de organismos patogênicos, tais como: vírus, vermes, bactérias e protozoários. Vários são os desinfetantes empregados na água para esta finalidade, dentre estes, os mais comuns, cloro e ozônio.

Nesse sentido, ao considerar a importância da desinfecção da água, torna-se válido ressaltar a teoria da desinfecção, ao qual vincula-se a natureza do produto empregado assim como o organismo que deve ser inativado. Logo, representativamente é possível determinar a velocidade de destruição dos microrganismos através da equação (2.1.7):

$$\frac{dN}{dt} = -KN \quad (2.1.7)$$

K: taxa de mortalidade.

N: número de organismos vivos em dado instante.

Ainda assim, a desinfecção da água é afetada por algumas variáveis que se tornam objetos de controle, tal como: concentração do meio, temperatura e pH.

Vale ressaltar que as temperaturas elevadas contribuem para o crescimento da taxa de destruição dos organismos patogênicos, assim como o controle para pH menos alcalino (mais ácido).

### 2.1.6. PH

O pH refere-se a identificação numérica simplificada de concentrações hidrogeniônicas para determinar o estado ao qual se encontra a solução, seja ácido ou básico.

A análise quantitativa é realizada através do logaritmo da concentração hidrogeniônica, tal como demonstrado na equação (2.1.8):

$$pH = -\log[H^+] \quad (2.1.8)$$

Uma solução neutra é identificada quando o potencial hidrogeniônico é equivalente a 7 unidades. Assim sendo, a seguinte relação é estabelecida:

- Solução básica,  $7 < pH < 14$ ;
- Solução ácida,  $0 < pH < 7$ .

A correção de pH está associada a alcalinidade da água, cuja propriedade apresenta grande importância para determinação de boa qualidade da água. Logo, a alcalinidade é a capacidade de neutralizar a sua acidez, visto que nesta em seu estado natural possui impurezas minerais.

Para tanto, a aplicação de álcali é realizada geralmente antes da distribuição de água tratada para que seja eliminado o gás carbônico, haja vista sua agressividade e, portanto, reduzindo a corrosividade e controlando as incrustações.

Empregando-se a fórmula de Tillman, ao qual relaciona a quantidade de gás carbônico e alcalinidade da água ao potencial hidrogeniônico, quantifica-se o pH conforme a equação (2.1.9):

$$pH = \log \left( \frac{\text{alcalin.} \cdot 0,20310^7}{CO_2} \right) \quad (2.1.9)$$

alcalin: alcalinidade em ppm.

CO<sub>2</sub>: CO<sub>2</sub> em ppm.

### 2.1.7. ORP

O potencial de oxirredução ou ORP é usado para mensurar a capacidade de oxidação ou redução de substâncias, através das reações químicas presentes em um sistema.

As reações químicas de oxidação num sistema estão associadas às perdas de elétrons das substâncias. Por outro lado, as de redução estão associadas aos ganhos de elétrons das substâncias.

Os ganhos e perdas de elétrons das substâncias são associadas aos íons presentes em um sistema e vinculadas as reações químicas desencadeadas, podendo estas reações serem excitadas por adição de novas substâncias, decomposição, substituição, combustão ou oxirredução.

Uma das formas possíveis de excitar uma reação química é a eletrólise, que consiste na injeção de energia ao sistema por meio de corrente elétrica, promovendo a transferência de elétrons entre as substâncias. Sendo assim, oxidando ou reduzindo os compostos presentes.

Diante da importância de se medir a capacidade de oxidar ou reduzir substâncias em um sistema, visto o interesse para processos químicos, tais como: tratamento de água, materiais, dentre outros; o ORP é amplamente empregado para monitorar as reações químicas redox, afim de permitir um controle adequado.

O cálculo do potencial de oxirredução é realizado através da diferença de potencial medida entre dois eletrodos imersos em uma solução, cuja unidade de medida é o milivolts [mV].

Considerando valores obtidos de leituras de ORP para uma faixa típica de medidores eletrônicos, do qual compreende-se entre -1200 [mV] e 1200 [mV], valores altos indicam um ambiente mais oxidante, enquanto valores mais baixos indicam ambiente mais redutor. Sendo assim, tipicamente usado para indicar ambiente com menor presença de matéria orgânica e microrganismos (ORP mais alto), controle de formação de produtos químicos (ORP específico) e qualidade da água (ORP estável). Assim, as aplicações para os empregos típicos citados, relacionam-se com os processos de industriais, tratamento de água, agricultura e pecuária.

### 2.1.8. SISTEMA DE RECIRCULAÇÃO AQUÍCOLA (RAS)

Os sistemas de recirculação aquícola (RAS) possuem como principal preocupação a reutilização da água do cultivo, visto sua pouca disponibilidade, minimização da poluição de mananciais e disponibilidade das bacias hidrográficas.

Considerando o cultivo de espécies aquáticas, os sistemas RAS são recomendados para regimes de alta densidade, afim de melhorar a qualidade da água, visto que, sua configuração de sistema fechado, garante melhor controle dos parâmetros e permite melhor manutenibilidade do sistema.

Os Sistemas de Recirculação Aquícola visam o reuso da água de cultivo após seu devido tratamento. Seu potencial vem sendo aplicado a cultivos de diversas espécies e em diversas fases de crescimento pelo mundo a mais de 40 anos (TIMMONS E EBELING, 2013).

Sendo assim, o sistema fechado para recirculação de água permite maior produtividade, minimização do uso de captação da água (até 90%), redução dos carbonos gerados pelo cultivo aquícola, controle total sobre a água de cultivo, além de apresentar-se como método sustentável para criação de peixes, geração de menor volume de efluentes com possibilidade de tratamento e controle de doenças entre as espécies.

“A capacidade de carga de um tanque é influenciada pela troca de água, taxa de alimentação, consumo de oxigênio e produção de resíduos” (Losordo and Westers, 1994).

A necessidade exigida de sustentabilidade para um sistema de recirculação aquícola, depende principalmente da compreensão da tecnologia necessária empregada mediante aos fatores limitantes físicos, ambientais, sociais e produtivos.

Dado que os RAS desempenharão um papel importante no futuro da aquicultura, é necessário melhorá-los. As prioridades são: a necessidade de melhorar o desempenho dos equipamentos, através da investigação à escala comercial e de trabalhos adicionais sobre as melhores combinações de dispositivos para cada situação particular (Badiola, M., Mendiola, D., & Bostock, J., 2012).

Considerando a importância da melhoria dos sistemas RAS no que tange aos equipamentos empregados neste processo, uma das alternativas disponíveis é o emprego do eletrolisador para o tratamento de água.

O eletrolisador apresenta-se como dispositivo compacto, visto que seu funcionamento básico consiste no emprego de dois eletrodos percorridos por uma corrente elétrica que desencadeia reações químicas (redox) que permitirão a decomposição de uma solução em gases. Com isso, considerando a água potável, há decomposição de gás hidrogênio e oxigênio. Para a água salinizada (NaCl), além destes, tem-se liberação de gás cloro.

Os eletrolisadores ou reatores eletroquímicos são empregados desde tempos remotos, utilizados para produzir coagulantes e microbolhas que promovem a flotação de material sólido, processo este conhecido por eletrocoagulação e eletroflotação.

Segundo Lin (2005), o tratamento eletroquímico é rápido, compacto e não necessita da adição de coagulantes.

O controle de qualidade da água por eletrólise e suas consequentes reações químicas, permite a redução da matéria decomposta, assim como, o controle dos níveis de oxigenação, acidez e alcalinidade, e como parte do processo de higienização, a turbulência causada pela mudança de estado do hidrogênio e oxigênio, permite a desincrustação e remoção de resíduos do ambiente controlado. Sendo assim, de acordo com Gorzeman (2007), uma maior turbulência promove uma melhor remoção dos resíduos no processo de filtração.

Segundo Wiendl (1998), a meados da década de 80, houve, de forma significativa, estudos voltados ao tratamento de efluentes por eletrólise, propondo o baixo custo de instalação e propensão para destinar a massa líquida resultante para fertirrigação.



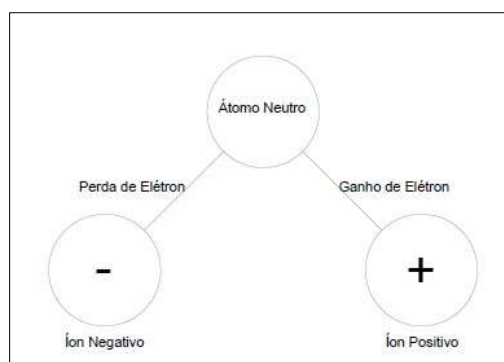
## CAPÍTULO III – FUNDAMENTOS, CONCEITOS E GENERALIDADES DA FÍSICO-QUÍMICA: ELETRÓLISE.

### 3.1. ÁTOMO

A estrutura atômica de um átomo é composta por prótons, nêutrons e elétrons (partículas elementares), sendo eletricamente neutro quando o número de prótons é igual ao número de elétrons.

Um íon é um átomo que apresenta número de prótons ( $Z$ ) e elétrons diferentes em si. Quando apresentado um número maior de elétrons este íon é negativo e denominado por ânion. De forma análoga, quando apresenta número maior de prótons este íon é positivo e denominado por cátion. Conforme representado na Figura 1:

Figura 1 – Átomo.



Fonte: Autor.

Os átomos de elementos químicos são representados pelo número atômico ( $Z$ ) e sua respectiva massa ( $A$ ).

A fórmula molecular dos compostos químicos é dada pela quantidade de átomos de um ou mais elementos que formam uma determinada molécula. Logo, as moléculas podem ser formadas por átomos de mesmo elemento ou elementos diferentes, unidos por ligação covalente pelos átomos que possuem maior afinidade em receber elétrons (alta eletroafinidade).

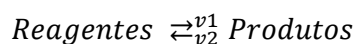
As moléculas são diferentes de compostos iônicos ou metálicos. Estes são feitos de ligações iônicas ou metálicas.

### 3.2. CRITÉRIOS DE EQUILÍBRIO E ESTADO DAS SUBSTÂNCIAS

O equilíbrio de um sistema corresponde ao estado em que mudanças significativas não acontecem quando mantidas as excitações internas ou externas do mesmo. As reações químicas permanecem estáveis e os reagentes gastos no sentido direto para obter-se produtos são regenerados no sentido inverso.

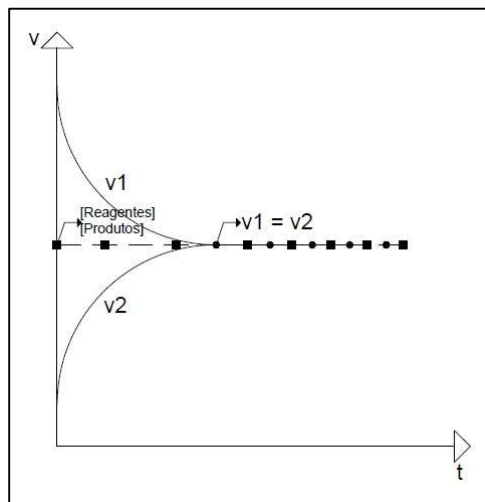
Todas as transformações que ocorrem na natureza são decorrentes da tendência de uma parte do sistema em encontrar uma condição de estabilidade máxima, sendo esta dimensionada de acordo com o estado de cada sistema (RODRIGUES, Elizabeth Maria Soares et al. Físico-química. 2011).

O equilíbrio dinâmico de uma reação é encontrado através das velocidades no sentido direto e inverso, tal como abaixo:



O equilíbrio estático de uma reação é encontrado quando a concentração se torna constante. Tal como representado na Figura 2:

**Figura 2 - Equilíbrio da Reação.**



Fonte: Autor.

Dentre os critérios termodinâmicos mais relevantes para solução das reações químicas, considerando o equilíbrio, podem ser destacados: energia interna (E), entalpia (H), entropia (S), energia livre de Helmholtz (A) e energia livre de Gibbs (G).

A taxa de variação dos critérios que regem um sistema em equilíbrio quando equacionadas são nulas, indicando a reversibilidade da reação. Para os pontos em que essa condição não é verdadeira, demonstra a irreversibilidade da reação e o desequilíbrio do sistema. Sendo assim, são demonstrados os equacionamentos para os dois tipos de reações (irreversível e reversível), através das equações (3.2.1, 3.2.2, 3.2.3, 3.2.4, 3.2.5, 3.2.6, 3.2.7, 3.2.8, 3.2.9, 3.2.10 e 3.2.11).

- Energia Interna:

$$dE \leq 0 (S, V; \text{constantes}) \quad (3.2.1)$$

$$dE = 0 (S, V; \text{constantes}) \quad (3.2.2)$$

- Entalpia:

$$dH \leq 0 (S, P; \text{constantes}) \quad (3.2.3)$$

$$dH = 0 (S, P; \text{constantes}) \quad (3.2.4)$$

- Entropia:

$$dS \geq 0 (E, V; \text{constantes}) \quad (3.2.5)$$

$$dS \geq 0 (H, P; \text{constantes}) \quad (3.2.6)$$

$$dS = 0 (H, P; \text{constantes}) \quad (3.2.7)$$

- Energia Livre de Helmholtz:

$$dA \leq 0 (T, V; \text{constantes}) \quad (3.2.8)$$

$$dA = 0 (T, V; \text{constantes}) \quad (3.2.9)$$

- Energia Livre de Gibbs:

$$dG \leq 0 (T, P; \text{constantes}) \quad (3.2.10)$$

$$dG = 0 (T, P; \text{constantes}) \quad (3.2.11)$$

S: entropia.

H: entalpia (quantidade de energia das substâncias).

E: energia interna.

A: energia livre de Helmholtz.

G: energia livre de Gibbs.

P: pressão.

T: temperatura.

q: carga.

V: volume.

A entropia de um sistema está intrinsicamente relacionada com a espontaneidade de uma reação ou transformação química. Equacionando tem-se que a condição de espontaneidade para uma transformação irreversível e real é dada pela equação (3.2.12):

$$TdS \geq dq \quad (3.2.12)$$

O nível ou variação entrópica de um sistema também define a reversibilidade e não-espontaneidade de uma transformação química em condição de equilíbrio, tal como representado pela equação (3.2.1):

$$TdS = dq \quad (3.2.13)$$

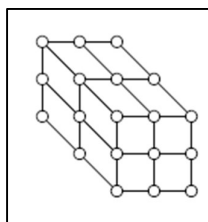
As variáveis termodinâmicas combinadas com relações de Mawell definem o estado das substâncias, consequentemente a forma que as moléculas ou átomos estão organizados. Considerando o nível de entropia de um sistema a seguinte tendência é esperada:

$\downarrow dS \rightarrow \text{estado sólido}$

$\uparrow dS \rightarrow \text{estado gasoso}$

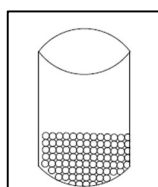
As Figuras 3, 4 e 5, ilustram o nível de organização dos átomos e os respectivos estados da matéria:

**Figura 3 - Estado sólido da matéria.**

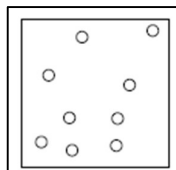


Fonte: Autor.

**Figura 4 - Estado líquido da matéria.**



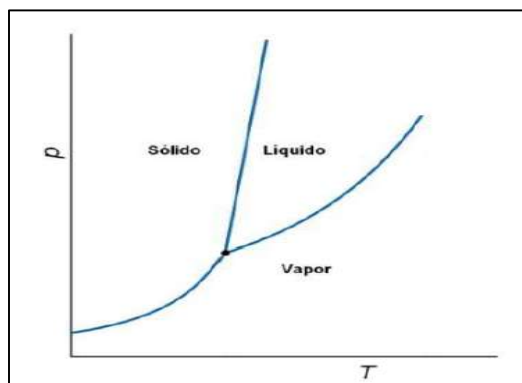
Fonte: Autor.

**Figura 5 - Estado gasoso da matéria.**

Fonte: Autor.

O estado gasoso da matéria não possui forma ou volume definido, adquirindo sempre o espaço total do recipiente ocupado, visto que as moléculas se encontram separadas entre si por grande espaço. Ainda assim, estas apresentam movimentos desordenados e aleatórios, onde as colisões originadas pelas moléculas nas paredes do recipiente originam pressão e o seu grau de agitação está diretamente relacionado a temperatura.

O diagrama de fases da Figura 6 relaciona o estado da matéria com as variáveis de pressão e temperatura.

**Figura 6 - Diagrama de Fases.**

Fonte adaptada: ATKINS, 1999.

A figura do diagrama de fases representa as condições de pressão e temperatura ao qual a matéria está submetida em seus pontos estáveis para cada região.

A teoria geral dos gases relaciona principalmente quatro variáveis para interesse ao estudo do comportamento da matéria em um sistema cuja quantidade de matéria ocupa um volume na presença de pressão e temperatura. Sendo assim, definidas três transformações termodinâmicas: isotérmica, isobárica e isovolumétrica; e, podem ser representadas pela equação (3.2.14):

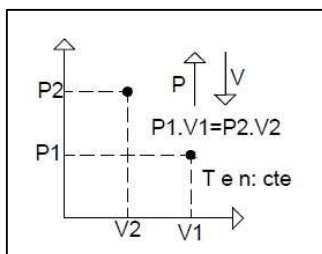
$$PV = nRT \quad (3.2.14)$$

n: quantidade de matéria.

R: constante geral dos gases.

O sistema submetido a temperatura e quantidade de matéria constante apresentará o comportamento representado pela Figura 7:

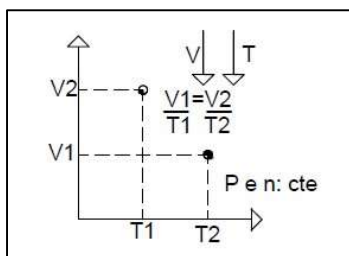
**Figura 7 - Transformação Isotérmica.**



Fonte: Autor.

O sistema submetido a pressão e quantidade de matéria constante apresentará o comportamento da Figura 8:

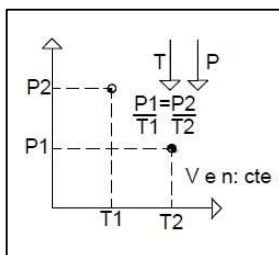
**Figura 8 - Transformação Isobárica.**



Fonte: Autor.

O sistema submetido a um volume e quantidade de matéria constante apresentará o comportamento da Figura 9:

**Figura 9 - Transformação Isovolumétrica.**



Fonte: Autor.

### 3.3. ELETROQUÍMICA

A taxa de variação de carga elétrica em reações químicas, razão entre carga elétrica movida num determinado intervalo de tempo desencadeada mediante a uma excitação interna entre produtos e reagentes, conceitua um sistema eletroquímico.

O sistema composto por uma célula eletroquímica é minimamente definido por condutores de elétrons em contato com o meio condutor iônico.

Eletrodos quando em contato com soluções eletrolíticas, aquelas que na presença de eletrólitos dissolvidos (substâncias com capacidade de conduzir corrente elétrica) são capazes de conduzir corrente, possuem tal capacidade e compõem um sistema eletroquímico.

Dentre os eletrólitos fortes estão todos os sais inorgânicos, hidróxidos alcalinos e alcalinos terrosos, além de alguns ácidos minerais (ácido clorídrico, nítrico, sulfúrico, iodídrico, bromídrico e perclórico). Contudo, eletrólitos fracos são representados por ácidos orgânicos (ácido acético, propiônico e benzóico), ácidos inorgânicos (ácidos carbônicos, sulfídrico, cianídrico, bórico e hipocloroso) e bases (hidróxidos de amônio, zinco e chumbo).

Neste arranjo mínimo é possível que ocorra uma reação global de oxiredução espontânea entre as espécies em solução e os eletrodos, sendo então o sistema classificado como célula galvânica ou pilha, ou pode-se forçar a ocorrência de uma reação de oxi-redução não-espontânea através da imposição de um potencial elétrico, de uma fonte externa, sobre os eletrodos, neste caso o sistema é chamado de célula eletrolítica. (RODRIGUES, Elizabeth Maria Soares et al. Físico-química. 2011).

As reações eletroquímicas possuem classificações importantes. Sendo estas: reações de oxiredução, reações espontâneas e não-espontâneas.

Nas reações de oxiredução acontece a transferência de elétrons entre espécies químicas. Para tanto, reações espontâneas permitem a liberação de energia para execução de trabalho elétrico (produção de eletricidade), enquanto as não-espontâneas necessitam de corrente elétrica de excitação externa para que a reação possa acontecer (absorção de eletricidade).

O estado de oxidação demonstra a condição real de uma espécie com um dado número de oxidação (reação com oxigênio – perda de elétrons) que determina a transferência de elétrons entre estas. O processo inverso é caracterizado pela redução (reação com hidrogênio, carvão ou monóxidos de carbono – ganho de elétrons).

### 3.4. ELETRÓLISE

O processo químico não-espontâneo provocado por corrente elétrica onde há transformação de energia elétrica em energia química, eletrólise, gera amplo interesse quando se necessita produzir hidrogênio, cloro, hidróxido de sódio, extração e purificação de metais, proteção de metais/ligas ou recobrimento de objetos.

Esta reação química entre íons ou moléculas contidas na solução eletrolítica e os elétrons fornecidos por um gerador externo de corrente é classificada pelo seu meio condutor: eletrólise ígnea e eletrólise aquosa.

O circuito externo possui uma força responsável por impulsionar os elétrons, força eletromotriz. Dessa forma implicando em reações químicas de oxirredução nos eletrodos. A célula eletroquímica possui um potencial (potencial de célula), sendo este, conceituado por força eletromotriz.

O potencial de uma célula é representado pelos potenciais de redução do catodo e anodo, conforme a equação (3.4.1):

$$E^0 = E_{red(catodo)}^0 - E_{red(anodo)}^0 \quad (3.4.1)$$

$E^0$ : potencial de célula.

$E_{red(catodo)}^0$ : potencial de redução do catodo.

$E_{red(anodo)}^0$ : potencial de redução do anodo.

Os potenciais de redução possuem papel importante para análise da reação. Quando positivos indicam um processo espontâneo, assim como, negativos o processo não-espontâneo. Quanto maior o potencial de redução, maior será a força do agente oxidante, contudo, o seu decréscimo irá fortalecer o agente redutor.



A medida termodinâmica capaz de mensurar a espontaneidade de um processo que ocorre a temperatura e pressão constantes é definida por variação de energia livre e pode ser representada pela equação (3.4.2):

$$\Delta G = -nFE \quad (3.4.2)$$

$\Delta G$ : variação de energia livre.

n: quantidade de matéria de elétrons transferidos.

F: constante de Faraday  $\left(1F = \frac{96500C}{mol}\right)$ .

E: fem da célula.

A força eletromotriz gerada em condições não-padrão é representada pelas equações (3.4.3 e 3.4.4) de Nernst:

$$\Delta G = \Delta G^0 + R \cdot T \cdot \ln Q \quad (3.4.3)$$

$$E = E^0 - \frac{RT}{nF} \ln Q \quad (3.4.4)$$

R: constante dos gases ideais  $\left(0,082 \frac{\text{atm} \cdot \text{L}}{\text{mol} \cdot \text{K}}\right)$ .

K: temperatura em Kelvin.

$\Delta G^0$ : variação de energia livre padrão.

Q: razão entre a concentração molar de produtos sobre reagentes.

Considerando a força eletromotriz no equilíbrio da reação é possível determinar a constante de equilíbrio igualando-a à razão entre a concentração molar de produtos sobre reagentes, conforme representado pela equação (3.4.5):

$$\log K_{eq} = \frac{nE^0}{0,0592} \quad (3.4.5)$$

$K_{eq}$ : constante de equilíbrio.

A relação entre a quantidade de eletricidade transportada durante a eletrólise e as massas dos produtos formados nos eletrodos é regida pelas “Leis de Faraday da Eletrólise”.

A Primeira Lei de Faraday define que a massa de um produto formado na eletrólise é proporcional à quantidade de eletricidade transportada. Logo, os elétrons não são perdidos em uma reação, tal como representado pela equação (3.4.6):

$$m = kit \quad (3.4.6)$$

m: massa.

k: constante de proporcionalidade do produto formado.

i: corrente.

t: tempo.

O produto corrente pelo tempo relaciona-se a carga elétrica, pois o fluxo de elétrons ou taxa de variação destes a compõem.

A Segunda Lei de Faraday define que as massas de diferentes produtos formados na eletrólise pelo transporte de uma carga elétrica, guardam entre si, a mesma proporção que as respectivas massas equivalentes, ou seja, a quantidade de cada elemento presente no início da reação é igual a quantidade de elemento presente ao seu final. Sendo assim, representa pela equação (3.4.7):

$$m_1 : m_2 \dots = M_{q1} : M_{q2} \dots \quad (3.4.7)$$

M: massa equivalente.

m: massa molecular.

Equacionando a massa equivalente tem-se (3.4.8):

$$M = \frac{m}{K} \quad (3.4.8)$$

K: número de elétrons compartilhados.

Considerando a estequiometria de uma reação, cada mol de elétron de uma substância produz a massa de produto igual ao equivalente grama, sendo esta a razão da massa molar pela valência ou carga do íon.

Ao produzir mols de substância em um eletrodo é necessária uma carga de equivalente ao produto do número de elétrons da reação pela constante de Faraday. Sendo a carga determinada pelo produto da corrente elétrica pelo tempo de aplicação, tal como representado na equação (3.4.9):

$$n = \frac{it}{zF} \quad (3.4.9)$$

n: número de mols.

F: constante de Faraday (96485,3 Cmol<sup>-1</sup>).

z: número de cargas.

i: corrente elétrica.

t: tempo.

O processamento das reações de eletrólise é afetado pela natureza das espécies químicas, concentração, natureza do eletrodo e temperatura. Um potencial de descarga mínimo é requerido para sua inicialização, sendo que os íons com menor potencial reagem primeiro no eletrodo até que a concentração do íon se estabilize, permitindo a descarga de outro.

Na descarga de íons os cátions recebem elétrons, sofrendo redução, enquanto os ânions cedem elétrons sofrendo oxidação, considerando a presença de íons livres.

Para a análise de uma reação provocada por eletrólise deve ser distinguidas as manifestações de neutralização e migração. A neutralização dos íons juntos aos eletrodos caracteriza uma reação eletrolítica, cujas espécies iônicas, cátions e ânions não participam igualmente do transporte de corrente, tal como observado no fenômeno de migração dos cátions e dos ânions em sentidos opostos no seio da solução.

Quando um Faraday de carga atravessa um plano normal ao fluxo da corrente,  $N_A$  cargas positivas são neutralizadas no catodo e  $N_A$  cargas negativas são neutralizadas no anodo. Todavia, a variação de concentração do eletrólito, nas zonas catódicas e anódicas, por efeito da eletrólise, não é a mesma (RODRIGUES, Elizabeth Maria Soares et al. Físico-química. 2011).

Considerando uma corrente fluindo em solução eletrolítica, a associação dos íons transportados (positivos e negativos) é dada pela equação (3.4.10):

$$I = I_+ + I_- \quad (3.4.10)$$

$I_+$ : cátions.

$I_-$ : ânions.

O número de transporte dos íons em dada solução eletrolítica é determinado pelas equações (3.4.11, 3.4.12, 3.4.13 e 3.4.14):

$$t_+ = \frac{I_+}{I} \quad (3.4.11)$$

$$t_- = \frac{I_-}{I} \quad (3.4.12)$$

$$\frac{t_+}{t_-} = \frac{I_+}{I_-} \quad (3.4.13)$$

$$t_+ + t_- = 1 \quad (3.4.14)$$

$t$ : número de transporte.

A mobilidade dos íons é definida pela razão entre a velocidade e um gradiente de potencial aplicado, conforme as equações (3.4.15 e 3.4.16):

$$u_+ = \frac{v_+}{E} \quad (3.4.15)$$

$$u_- = \frac{v_-}{E} \quad (3.4.16)$$

u: mobilidade iônica.

v: velocidade iônica.

E: gradiente de potencial.

Sabendo que a corrente é determinada pelo movimento das cargas elétricas em determinado intervalo de tempo, assim como as cargas são determinadas pelos íons presentes e que seu meio condutor é preenchido pelo volume destes, é possível associar a corrente elétrica ao produto da densidade de cargas elétricas e a velocidade ao qual atravessa-se a seção transversal da solução. Tal como mostrado nas equações (3.4.17, 3.4.18 e 3.4.19):

$$I = ze \frac{z}{V} v \quad (3.4.17)$$

$$n = \frac{z}{V} \quad (3.4.18)$$

$$I = zenv \quad (3.4.19)$$

V: volume.

e: carga elementar.

n: número total de íons por unidade de volume.

Considerando a eletroneutralidade representada pela equação (3.4.22), se estabelece a equivalência entre os cátions e ânions:

$$I_+ = I_- \quad (3.4.22)$$

Para o cálculo da corrente proveniente dos cátions e ânions são estabelecidas as equações (3.4.23 e 3.4.24):

$$I_+ = z_+ en_+ v_+ \quad (3.4.23)$$

$$I_- = z_- en_- v_- \quad (3.4.24)$$

Rearranjando os termos da equação (3.4.15) e (3.4.16) para velocidade dos íons, introduzindo-as na equação (3.4.10), assim como as equações (3.4.23) e (3.4.24), obtém-se a equação (3.4.25):

$$I = n_+ z_+ e E (u_+ + u_-) \quad (3.4.25)$$

De posse das equações (3.4.11), (3.4.12) e (3.4.25) tem-se que o número de transporte é proporcional a mobilidade iônica, tal como demonstrado nas equações (3.4.26) e (3.4.27):

$$t_+ = \frac{u_+}{u_+ + u_-} \quad (3.4.26)$$

$$t_- = \frac{u_-}{u_+ + u_-} \quad (3.4.27)$$

O número de transporte pode ser determinado pelo método de Hittorf, visto que, a concentração medida (zona anódica ou catódica) quando percorrida por um fluxo de corrente elétrica e considerando o balanço, determina a concentração final obtida devido a migração do número de mols entre os eletrodos (negativo e positivo). Esta relação é demonstrada nas equações (3.4.28) e (3.4.29):

$$n_m = n_i - n_f + n_t \quad (3.4.28)$$

$$t_+ = \frac{n_m}{n_t} \quad (3.4.29)$$

$n_m$ : número de mol de migração.

$n_i$ : número de mol da concentração inicial.

$n_f$ : número de mol da concentração final.

$n_t$ : número total de mol produzido.

O deslocamento da fronteira entre duas soluções iônicas, deslocam os íons e permite a definição do método da fronteira móvel. Sendo considerado o volume, a concentração e as respectivas cargas dos íons, tem-se a equação (3.4.30):

$$t_+ = \frac{VC}{q/z_+F} \quad (3.4.30)$$

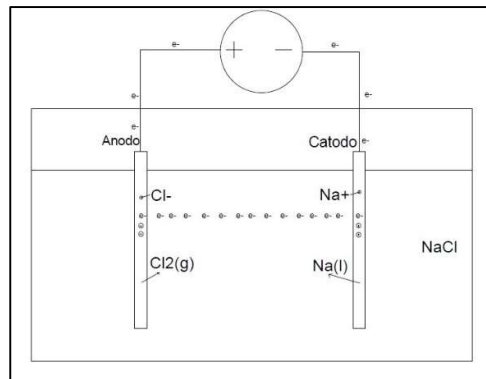
### 3.4.1. ELETRÓLISE ÍGNEA

A eletrólise ígnea é caracterizada pela fundição de uma substância para que íons livres surjam e ocorra a reação eletroquímica. Esta promovida pela ação de uma fonte de corrente contínua e eletrodos inertes em uma cuba eletrolítica.

Considerando a equação global da reação uma dissociação ocorrerá, podendo segregar em semi-reações, sendo estas: catódica e anódica.

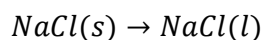
A eletrólise ígnea de NaCl é demonstrada na Figura 10:

**Figura 10 - Eletrólise Ígnea de NaCl.**

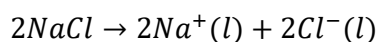


Fonte: Autor.

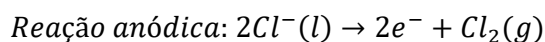
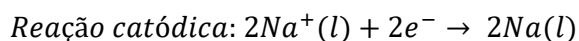
Fundição do material:



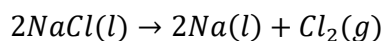
Considerando a dissociação:



Segregando em semi-reações:



A reação global da eletrólise:



A reação no cátodo é caracterizada por redução, já que os íons da solução que se depositam por meio da migração deixam-no mais eletronegativo. Contudo, os íons livres do ânodo através de migração por meio da solução são transportados e lacunas surgem, caracterizando a oxidação do mesmo.

### 3.4.2. ELETRÓLISE AQUOSA

A eletrólise em meio aquoso é realizada através de fonte de tensão contínua aplicada a eletrodos inertes. Contudo, sabendo que a reação promoverá a descarga de íons, este elemento deve ser considerado na análise da mesma.

Dessa forma, se faz necessário conhecer a ordem de descarga dos íons para montar a eletrólise em meio aquoso. A estruturação das equações da eletrólise em

meio aquoso deve considerar os íons presentes no sistema, assim como inserir as moléculas de água presentes, sendo estas:  $H^+$  e  $OH^-$ .

Considerando a eletrólise em meio aquoso, mediante a excitação da reação através de corrente elétrica provida de uma fonte externa de eletricidade, implica a decomposição da água em gás hidrogênio e gás oxigênio quando na ausência de adição de sais. Na presença de sais, tal como cloreto de sódio (NaCl), há produção de  $Cl_2$ ,  $H_2$  e  $NaOH$ .

Segundo Zoulias, et. al. (2004), o núcleo de uma unidade de eletrólise aquosa é uma célula eletroquímica, preenchida com água e dotada de dois eletrodos ligados a uma fonte de alimentação externa que ao receber uma tensão crítica, em ambos eletrodos, estes começam a produzir gás hidrogênio no eletrodo polarizado negativamente e gás oxigênio no eletrodo polarizado positivamente. A quantidade de gás produzido por unidade de tempo é diretamente proporcional a corrente que atravessa a célula eletroquímica.

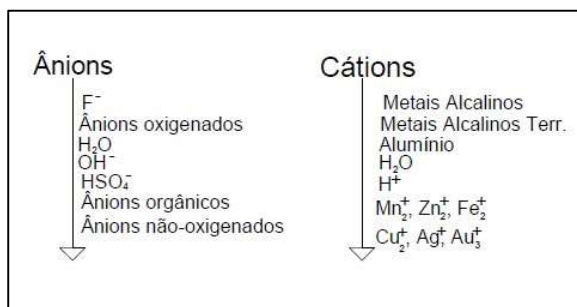
Considerando a natureza dos elementos para a solução aquosa, especificamente os seus potenciais de descarga, íons de metais alcalinos, alcalinos terrosos e  $Al^{3+}$ , apresentam superioridade ao íon de  $H_3O^+$  e uma redução acontece formando o produto  $H_2(g)$ .

Os ânions oxigenados não se descarregam no anodo, promovendo a descarga de  $OH^-$  formando o produto de  $O_2(g)$ .

Para a eletrólise de sais em meio aquoso é promovida a produção de  $H_2(g)$  no eletrodo negativo (catodo) e  $O_2(g)$  no eletrodo positivo (anodo), sendo que para alguns compostos deve ser considerada a concentração na análise dos produtos e descargas.

A ilustração para ordem de descarga de íons segue na Figura 11:

**Figura 11 - Ordem de Descarga de Íons.**

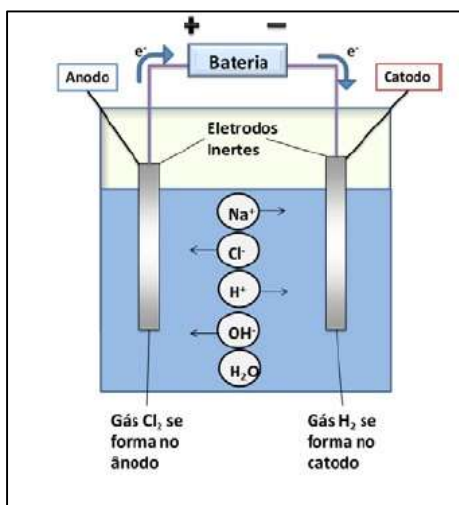


Fonte: Autor.

Em uma reação de eletrólise em meio aquoso, diz-se que os eletrodos são ativos quando estes participam da reação. Este processo é comum em reações cujo objetivo é a eletrodeposição, este ao qual deposita eletroliticamente uma camada fina de metal sobre um objeto.

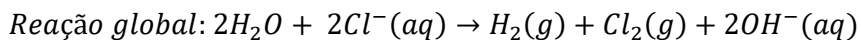
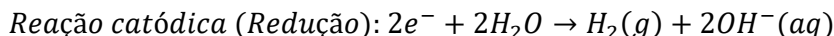
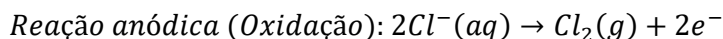
Na Figura 12 segue a demonstração de uma reação de eletrólise em meio aquoso:

**Figura 12 - Eletrólise Aquosa de NaCl.**



Fonte: BROWN; LEMAY; BURSTEIN, 2005.

Para a eletrólise aquosa do sal cloreto de sódio e ausência de participação dos eletrodos na reação tem-se a produção de  $Cl_2(g)$  no anodo e  $H_2(g)$  no respectivo catodo. Sendo assim:



Durante a equação redox há o deslocamento do equilíbrio da água, visto que a concentração de  $H_2O$  é maior que os íons  $H^+$ , assim como o gás cloro é produzido no anodo, o gás hidrogênio é produzido no catodo.

A quantidade de material obtido de uma reação não-espontânea, ocorrida por eletrólise depende da corrente aplicada e o tempo de deposição, conforme demonstrado na equação (3.4.31). Portanto o fluxo de corrente (elétrons deslocados no tempo) determinara a quantidade de material depositado, conforme a equação (3.4.6).

$$Q = it \quad (3.4.31)$$



## CAPÍTULO IV – CONVERSORES CC-CC

Os conversores CC-CC são sistemas que objetivam a estabilização ou controle da potência de alimentação de uma carga, logo, conhecidos como conversores estabilizadores (auto-oscilantes) ou conversores pulsados (comutação). Constituídos de elementos passivos e ativos de circuito, dentre estes: resistores, capacitores, indutores, diodos, transistores e transformadores.

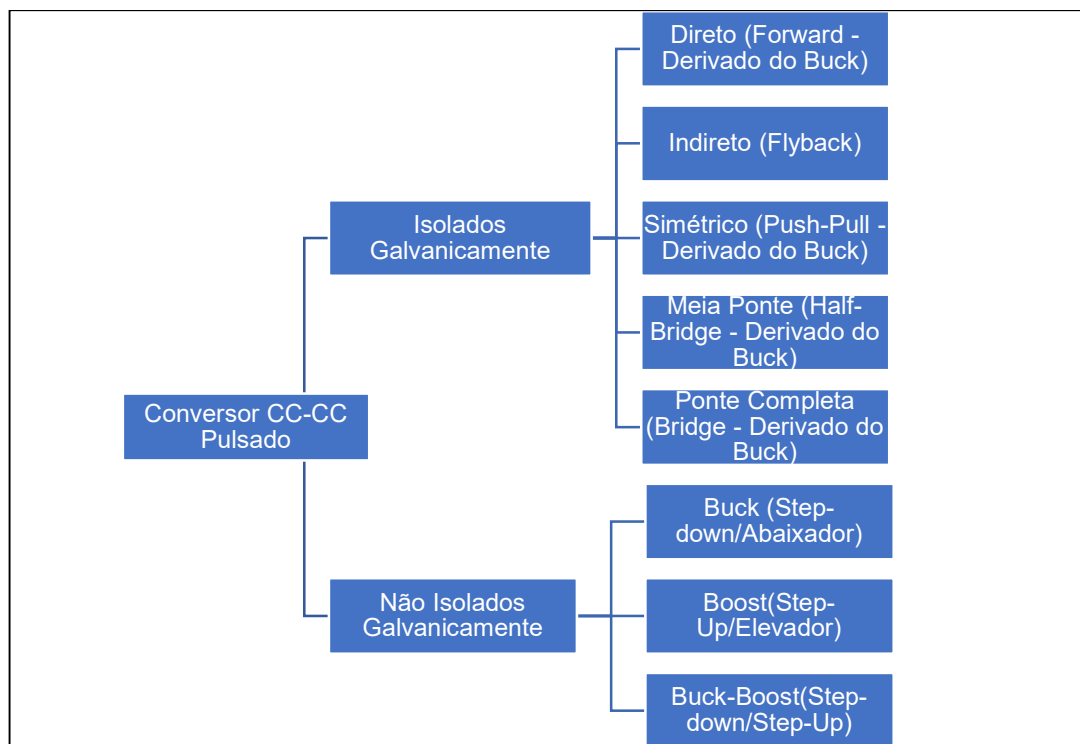
Segundo Rashid (2017), a conversão de energia realizada pelos circuitos eletrônicos de potência visa principalmente a conversão da tensão de entrada em uma tensão de saída, minimizar a oscilação de tensão na carga, reduzir as ondulações de tensão (*ripple*) inerentes da retificação do circuito CA ao circuito CC, fornecer o isolamento galvânico à carga, assim como proteção contra interferências eletromagnéticas (EMI).

Os conversores estabilizadores ou auto-oscilantes contínuos são empregados para manter a tensão constante na carga, sendo controlada pela realimentação negativa do sistema de controle e atuação do transistor, porém, sendo limitados a circuitos de baixa potência devido a sua baixa eficiência, já que existe uma parcela de excesso de energia dissipada no circuito de controle.

Os conversores pulsados ou de comutação contínuos são empregados em alta potência ou ainda quando deseja-se melhor eficiência do circuito de potência, devido a sua técnica de modulação por largura de pulso (PWM), variando o tempo de ciclo ativo das chaves e mantendo a frequência de chaveamento constante. Divididos em conversores com isolação galvânica e sem isolação galvânica e subdivididos em conversores diretos (forward), indiretos (flyback), simétrico (push-pull) e Cuk, conforme apresentado na Figura (13).

As vantagens dos conversores PWM incluem baixa contagem de componentes, alta eficiência, operação em frequência constante, controle relativamente simples e disponibilidade comercial de controladores de circuito integrado e capacidade de atingir altas taxas de conversão para aplicações elevadoras e redutoras. (RASHID, Muhammad H. (Ed.). Power electronics handbook. Butterworth-heinemann, 2017).

**Figura 13 - Classificação dos Conversores CC-CC.**



Fonte: Autor.

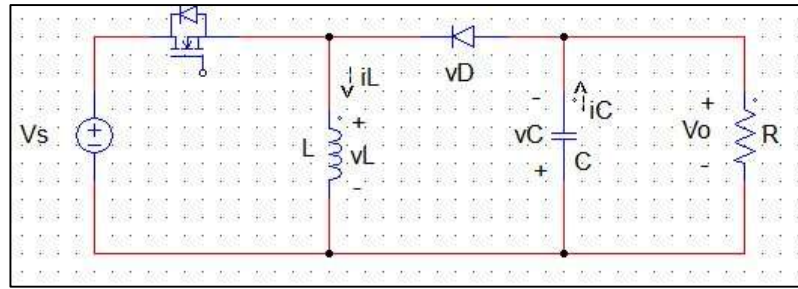
#### 4.1. BUCK-BOOST

O conversor CC-CC Buck-Boost, regulador inversor ou regulador de terceiro tipo, consiste em uma configuração de elementos de circuito que proporciona tensões superiores ou inferiores a tensão de entrada, possibilitando versatilidade nos ganhos estáticos do mesmo.

Outrossim, para estes conversores a tensão de saída não deve ser elevada pelo ganho estático sem precedentes, visto que há degradação na alimentação da carga. Assim como, tensão aplicada a cargas baixas causa descontinuidade da corrente no circuito de entrada e no filtro suavizador.

A seguir é ilustrado a configuração e arranjo dos elementos de circuito que caracterizam um regulador inversor (buck-boost):

**Figura 14 - Conversor CC-CC Buck-Boost.**

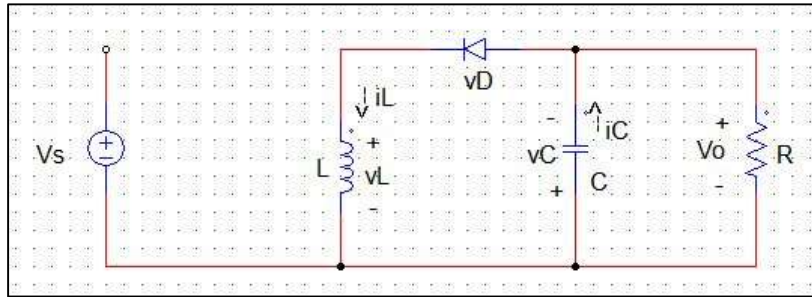


Fonte: Autor.

O arranjo é composto por fonte de entrada e respectiva chave controlada em série, além de, indutor armazenador, diodo retificador, capacitor de filtro e carga.

Abaixo é representado o estado de não comutação da chave controlada:

**Figura 15 - Conversor CC-CC Buck-Boost Chave Aberta.**



Fonte: Autor.

Realizando a análise das malhas para o ciclo de chave aberta, obtém-se:

$$-v_L - v_D - V_o = 0 \quad (4.1.1)$$

Assumindo a idealidade do diodo semicondutor:

$$v_D = 0 \quad (4.1.2)$$

Logo, a tensão de saída do conversor (na carga) neste período é igual à presente no indutor durante a desmagnetização,

$$v_L = -V_o \quad (4.1.3)$$

A corrente circulante à malha da carga é igual a corrente produzida pelos elementos passivos:

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v_L dt + i_{L\text{máx}} \quad (4.1.4)$$

$$i_D = i_L \quad (4.1.5)$$

Considerando o período inicial:

$$t_0 = DT_s \quad (4.1.6)$$

Portanto,

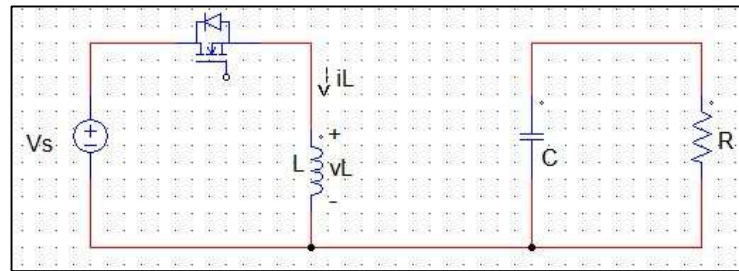
$$i_L = \frac{1}{L} \int_{DTs}^t -V_o \cdot dt + i_{Lm\acute{a}x} \quad (4.1.7)$$

$$i_L = \frac{-V_o}{L} (t - DTs) + i_{Lm\acute{a}x} \quad (4.1.8)$$

Durante o período de chave aberta, o diodo estabelece o circuito fechado e garante o fluxo de corrente ao circuito, assim como o capacitor e o indutor garante a energia à carga.

A seguir é disposto o estado de comutação da chave controlada:

**Figura 16 - Conversor CC-CC Buck-Boost Chave Fechada.**



Fonte: Autor.

Realizando a análise das malhas respectivas ao circuito e considerando a idealidade da chave de controle, assim como a polarização reversa do diodo:

$$-V_s - v_D - V_o = 0 \quad (4.1.9)$$

$$v_D = -V_s - V_o \quad (4.1.10)$$

$$i_D = 0 \quad (4.1.11)$$

Analisando as variáveis inerentes ao indutor:

$$-V_s + v_L = 0 \quad (4.1.12)$$

$$v_L = V_s \quad (4.1.13)$$

A corrente do indutor:

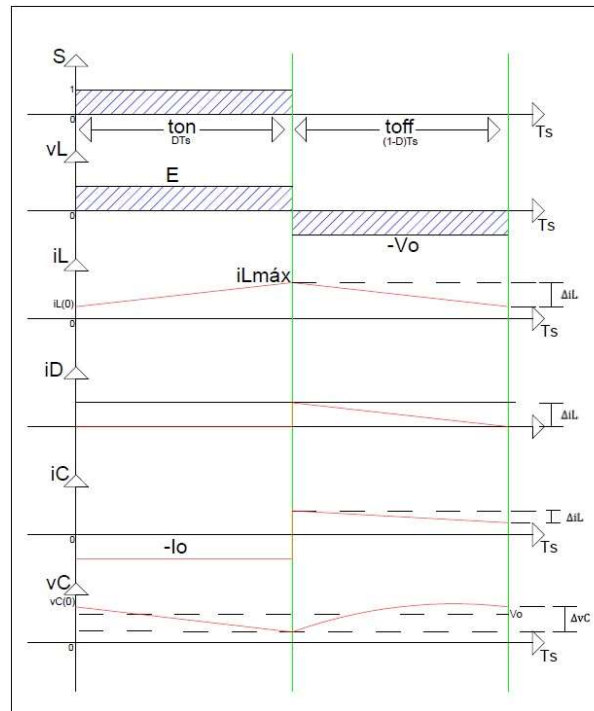
$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v_L \cdot dt + i_L(t_0) \quad (4.1.14)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t V_s \cdot dt + i_L(t_0) \quad (4.1.15)$$

$$i_L = \frac{V_s}{L} t + i_L(t_0) \quad (4.1.16)$$

O comportamento do circuito para o modo de condução contínua:

**Figura 17 - Gráfico de Operação Conversor CC-CC Buck-Boost.**



Fonte: Autor.

Durante o ciclo de operação do conversor ao considerar o comportamento dos elementos do circuito, encontra-se a tensão média no indutor conforme disposto abaixo:

$$v_{Lméd} = \frac{V_s D T_s - V_o (1 - D) T_s}{T_s} = 0 \quad (4.1.17)$$

$$v_{Lméd} = V_s \frac{D}{(1 - D)} \quad (4.1.18)$$

Para determinar o valor da indutância do filtro de suavização que define o limite entre o modo de condução contínua (MCC) e descontínua (MCD), tem-se:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \cong L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (4.1.19)$$

Através da análise de circuito:

$$v_L = V_s \quad (4.1.20)$$

$$\Delta t = D T_s \quad (4.1.21)$$

Logo,

$$L = \frac{V_s D T_s}{\Delta i_L} \quad (4.1.22)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_s D T_s}{L} \quad (4.1.23)$$

A indutância mínima de projeto que determina o limite de operação entre o modo de condução contínua e modo de condução descontínua é:

$$\Delta iL = \frac{2I_o}{(1-D)} \quad (4.1.24)$$

$$\frac{2I_o}{(1-D)} = \frac{V_s D T_s}{L} \quad (4.1.25)$$

$$L = \frac{(1-D)^2 R}{2f_s} \quad (4.1.26)$$

Para determinar o valor do capacitor do filtro de suavização que limita o *ripple* de tensão na carga é necessário considerar a corrente resultante do intervalo de operação do capacitor, sendo assim, tem-se:

$$i_C = i_D - I_o \quad (4.1.27)$$

Considerando o ciclo de operação do capacitor e a influência na corrente devido ao diodo semicondutor, tem-se que:

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} \cong C \frac{\Delta v_C}{\Delta t} \quad (4.1.28)$$

$$i_D \cong 0 \quad (4.1.29)$$

Logo, a capacitância mínima para limitar a ondulação na carga é determinada por:

$$-I_o = C \frac{(-\Delta v_C)}{D T_s} \quad (4.1.30)$$

$$C = I_o \frac{D T_s}{\Delta v_C} \quad (4.1.31)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (4.1.32)$$

$$\Delta v_C = V_{ripple} = V_r \quad (4.1.33)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (4.1.34)$$

$$C = \frac{D V_o}{V_r R f_s} \quad (4.1.35)$$

Considerando a comutação do gate do transistor de potência, a corrente do indutor aumenta, uma vez que energia está sendo armazenada na forma de campo magnético e parte do circuito é aberto mediante a polarização reversa do diodo retificador.

Seu ganho estático é determinado pela função de transferência ( $G_v$ ), dada pela razão entre as tensões contínuas de entrada e saída, considerando o ciclo de chaveamento:

$$G_v = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{D}{(1-D)} \quad (4.1.36)$$

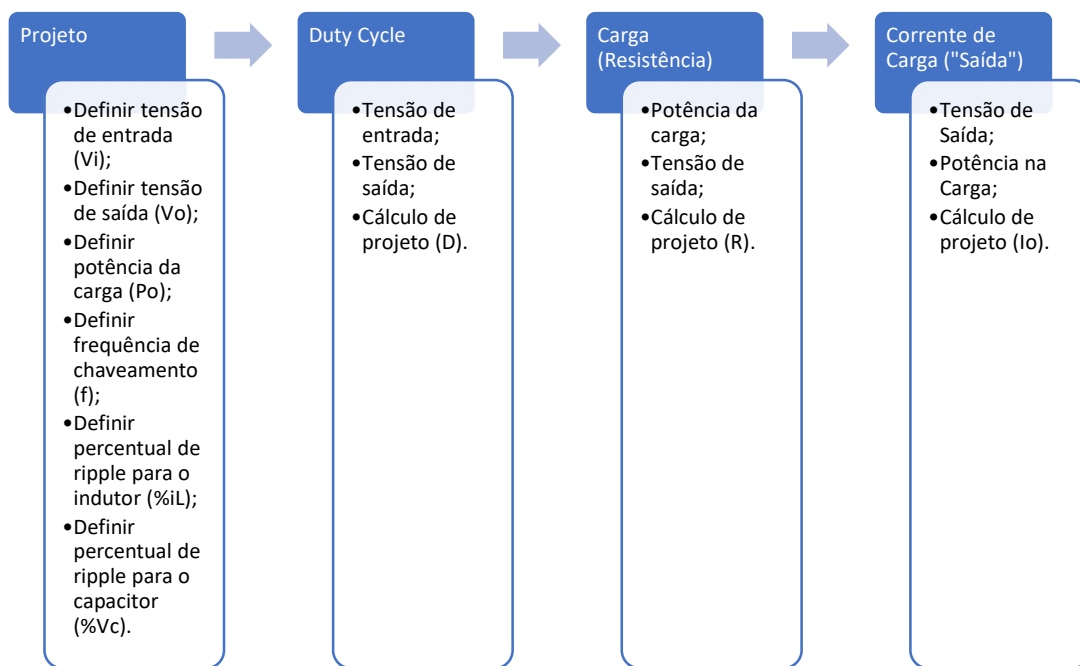
Este conversor possui tensão de saída regulada através do ciclo de trabalho (*duty cycle*), podendo ser superior ou inferior à tensão de entrada, porém, devido a possibilidade do comportamento descontínuo da corrente não se recomenda a elevação demasiada.

## CAPÍTULO V – SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO CONVERSOR BUCK-BOOST

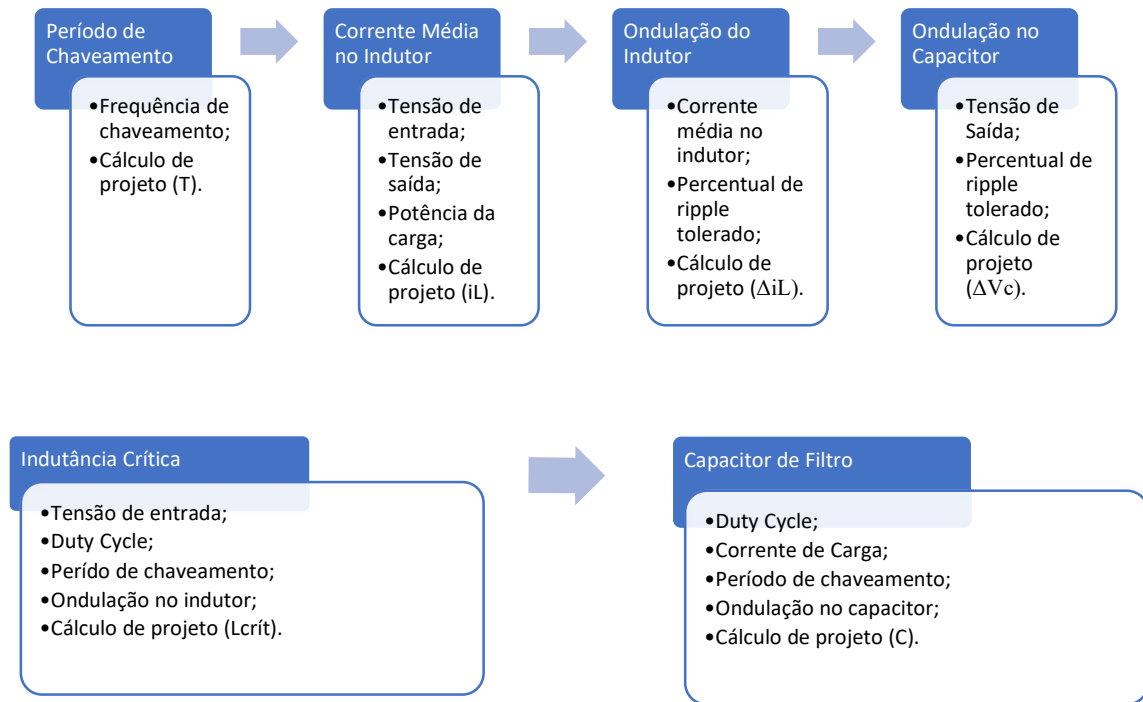
A simulação computacional foi utilizada como ferramenta para cálculo de componentes, análise do comportamento de sinais, resposta em regime transitório e permanente para o Conversor CC-CC Buck-Boost implementado experimentalmente, através dos seguintes softwares: *MATLAB*<sup>®</sup> e *PSIM*<sup>®</sup>.

### 5.1. PROJETO DO CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST

Considerando as equações desenvolvidas no item “4.1. Buck-Boost” e que os elementos de circuito se comportam como ideais, efetua-se os cálculos dos componentes essenciais para o controle da tensão de saída do conversor mediante a variação do ciclo de trabalho (*duty cycle*), de acordo com fluxograma apresentado abaixo:







Escolhendo os valores numéricos para o projeto, adotando a idealidade dos elementos para fins de simplificação e realizando os devidos cálculos, conforme apresentado no “apêndice C”, obtém-se os resultados apresentados na Tabela (1):

**Tabela 1 - Projeto: conversor cc-cc buck-boost.**

| Parâmetros de Projeto                | Resultados de Cálculo               |
|--------------------------------------|-------------------------------------|
| $V_i = 5 \text{ [V]}$                | $D = 0,75$                          |
| $V_o = 15 \text{ [V]}$               | $R = 45 \text{ [\Omega]}$           |
| $P_o = 5 \text{ [W]}$                | $I_o = 0,3333 \text{ [A]}$          |
| $f = 62,5 \text{ [kHz]}$             | $T = 1,6 \cdot 10^{-5} \text{ [s]}$ |
| $\%i_L = 10\% \cdot i_L \text{ [A]}$ | $i_L = 1,3333 \text{ [A]}$          |
| $\%V_c = 1\% \cdot V_c \text{ [V]}$  | $\Delta_{iL} = 0,1333 \text{ [A]}$  |
| $R_{on} = 0 \text{ [\Omega]}$        | $\Delta_{Vc} = 0,15 \text{ [V]}$    |
| $r_L = 0 \text{ [\Omega]}$           | $L_{crit} \geq 450 \text{ [\mu H]}$ |
| $v_D = 0 \text{ [V]}$                | $C \geq 26,667 \text{ [\mu F]}$     |

Fonte: Autor.

Assim sendo, para a operação do conversor cc-cc buck-boost em modo de condução contínua, deve-se respeitar a indutância crítica calculada, assim como, para a filtragem das ondulações a capacitância mínima calculada.

Realizando a simulação com os respectivos valores calculados e adotados no software *PSIM*® com intuito de validar a ação abaixadora e elevadora de tensão do conversor, consequente da variação do ciclo de trabalho da chave (*duty cycle*), os resultados apresentados na Tabela (2) são esperados:

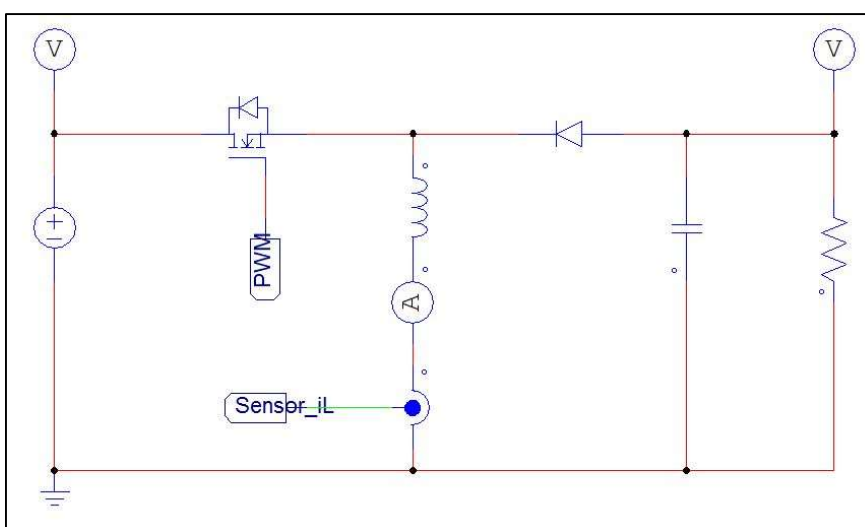
Tabela 2 - Características do conversor cc-cc buck-boost.

| Ação Buck   | Sem Ação    | Ação Boost  |
|-------------|-------------|-------------|
| $D < 0,5$   | $D = 0,5$   | $D > 0,5$   |
| $V_o < V_i$ | $V_o = V_i$ | $V_o > V_i$ |

Fonte: Autor.

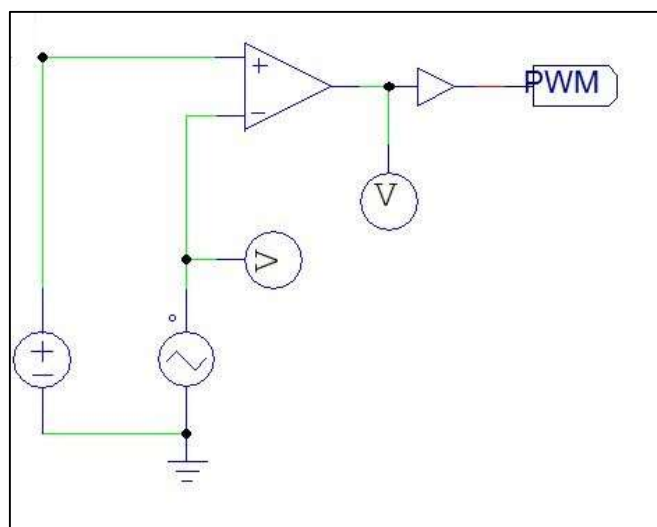
O circuito simulado é composto com os seguintes elementos: fonte de tensão contínua independente, fonte de tensão de onda triangular, transistor de potência MOSFET, indutor, diodo, capacitor, resistência e circuito comparador; conforme apresentados nas Figuras (18 e 19):

Figura 18 - Circuito de potência.



Fonte: Autor.

Figura 19 - Circuito de controle em malha aberta para tensão de saída.



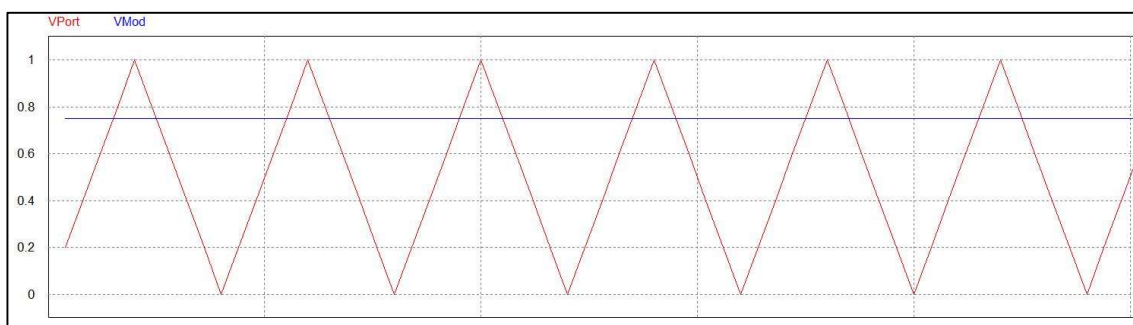
Fonte: Autor.

- Simulação para  $D = 0,75$ :

Analisando os gráficos apresentados nas Figuras (20, 21, 22, 23, 24, 25 e 26) relacionados a simulação do conversor cc-cc buck-boost para 75% de ciclo ativo valida-se os cálculos de projeto, já que por meio do circuito comparador, o sinal triangular da portadora e o sinal contínuo da moduladora, acarreta em uma modulação por largura de pulso (*PWM*) com o respectivo *duty cycle* desejado compreendido entre o período total de chaveamento.

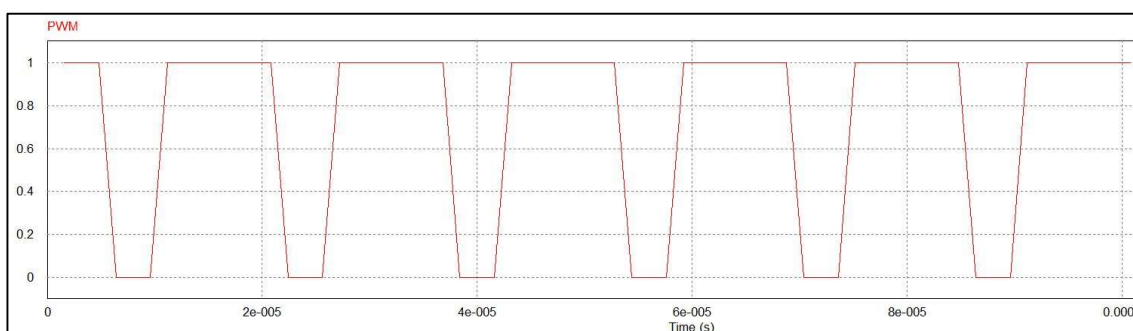
Logo, o comportamento do conversor implica em ação elevadora cujo ciclo ativo proporciona a tensão RMS conforme o cálculo executado, assim como ondulação de tensão (*ripple*) menor que 1%. A ondulação da corrente média no indutor (*ripple*) também se demonstra pertinente, visto que está abaixo de 10%.

**Figura 20 - Tensão Portadora (vermelho) e Tensão Modulante (azul).**

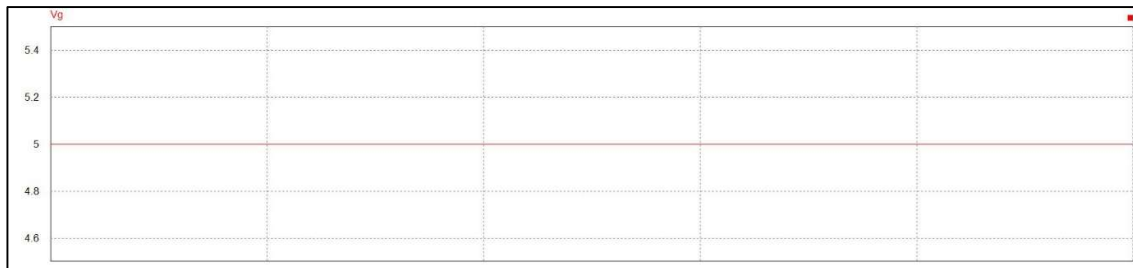


Fonte: Autor.

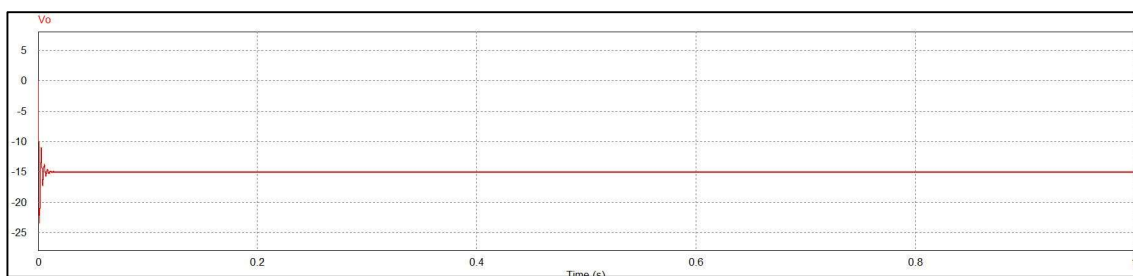
**Figura 21 - PWM Resultante.**



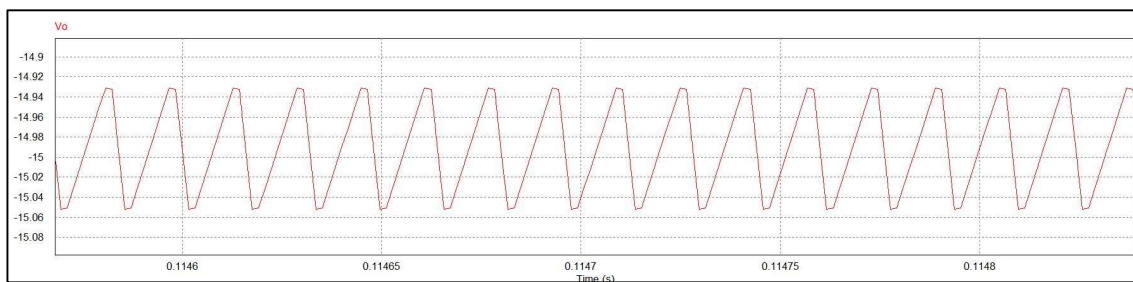
Fonte: Autor.

**Figura 22 - Tensão de Entrada.**

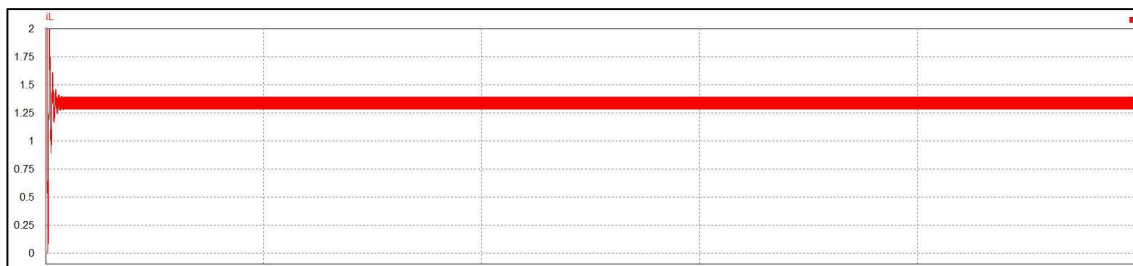
Fonte: Autor.

**Figura 23 - Tensão de Saída.**

Fonte: Autor.

**Figura 24 - Ripple Tensão de Saída.**

Fonte: Autor.

**Figura 25 - Corrente no Indutor.**

Fonte: Autor.

**Figura 26 - Ripple Corrente no Indutor.**



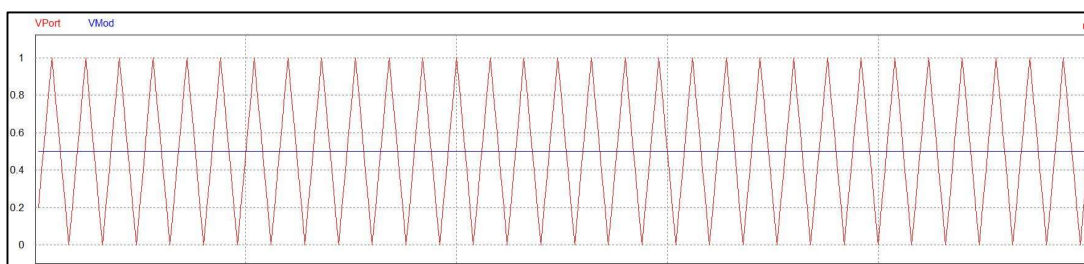
Fonte: Autor.

- Simulação para  $D = 0,5$ :

Analisando os gráficos apresentados nas Figuras (27, 28, 29, 30, 31, 32 e 33) relacionados a simulação do conversor cc-cc buck-boost para 50% de ciclo ativo valida-se os cálculos de projeto, já que por meio do circuito comparador, o sinal triangular da portadora e o sinal contínuo da moduladora, acarreta em uma modulação por largura de pulso (*PWM*) com o respectivo *duty cycle* desejado compreendido entre o período total de chaveamento.

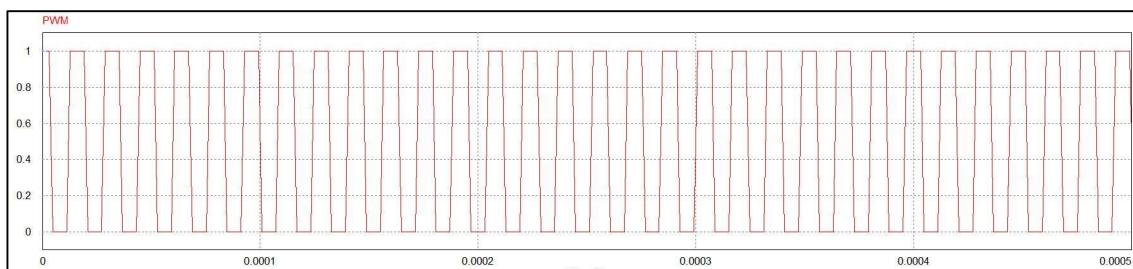
Logo, o comportamento do conversor implica na imposição da magnitude da tensão de entrada na saída, cujo ciclo ativo proporciona a tensão *RMS* conforme esperado, validando o cálculo de ganho estático, assim como ondulação de tensão (*ripple*) se apresenta menor que 1% e ondulação da corrente menor que 15%.

**Figura 27 - Tensão Portadora (vermelho) e Tensão Modulante (azul).**

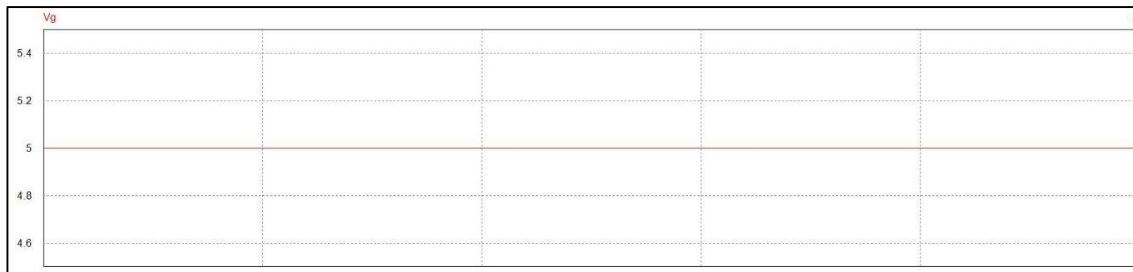


Fonte: Autor.

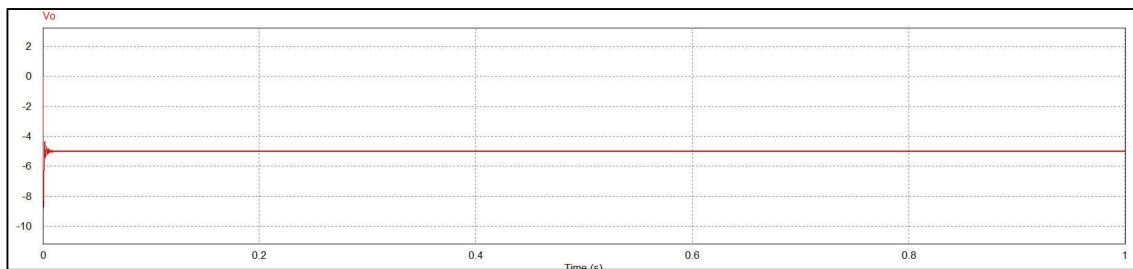
**Figura 28 - PWM Resultante.**



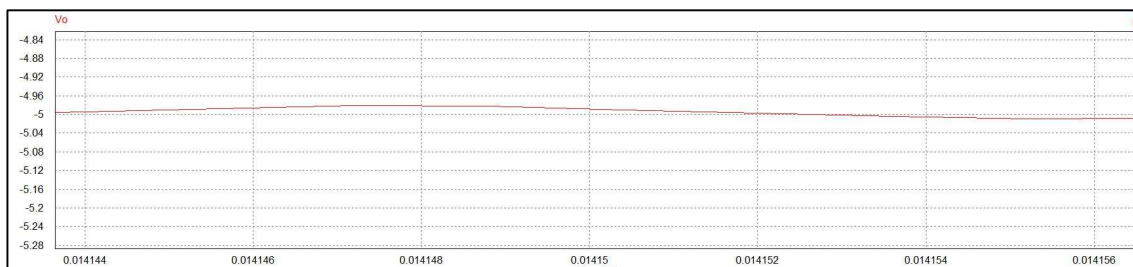
Fonte: Autor.

**Figura 29 - Tensão de Entrada.**

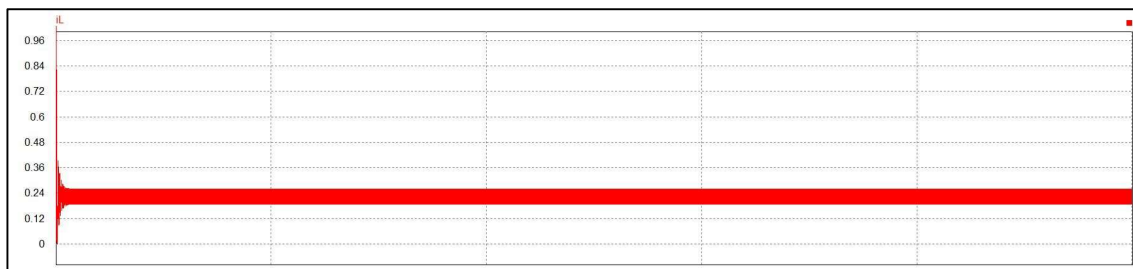
Fonte: Autor.

**Figura 30 - Tensão de Saída.**

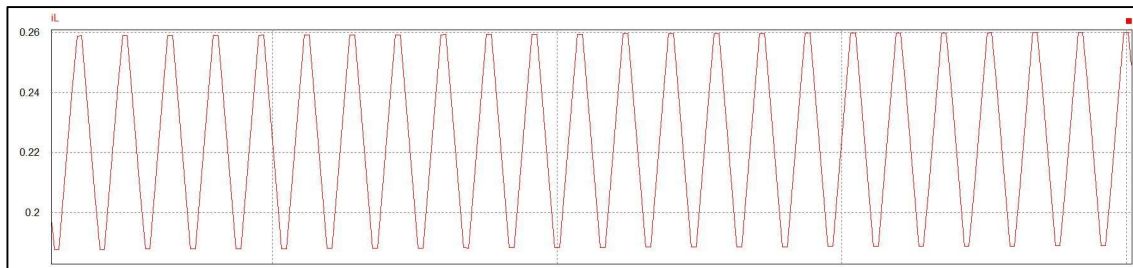
Fonte: Autor.

**Figura 31 - Ripple Tensão de Saída.**

Fonte: Autor.

**Figura 32 - Corrente no Indutor.**

Fonte: Autor.

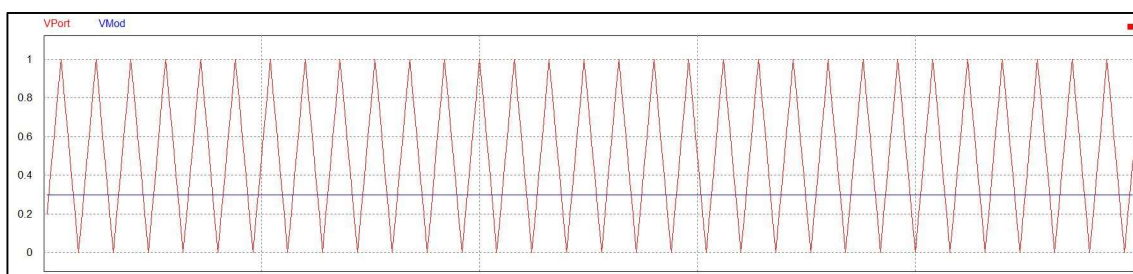
**Figura 33 - Ripple no Indutor.**

Fonte: Autor.

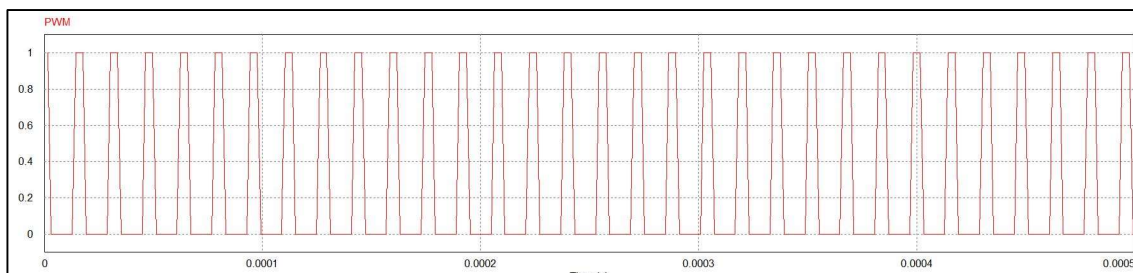
- Simulação para  $D = 0,3$ :

Analisando os gráficos apresentados nas Figuras (34, 35, 36, 37, 38, 39 e 40) relacionados a simulação do conversor cc-cc buck-boost para 30% de ciclo ativo valida-se os cálculos de projeto, já que por meio do circuito comparador, o sinal triangular da portadora e o sinal contínuo da moduladora, acarreta em uma modulação por largura de pulso (*PWM*) com o respectivo *duty cycle* desejado compreendido entre o período total de chaveamento.

Logo, o comportamento do conversor implica em ação abaixadora cujo ciclo ativo proporciona a tensão RMS conforme esperado, validando o cálculo de ganho estático, assim como ondulação de tensão (*ripple*) se apresenta menor que 1% e ondulação da corrente menor que 30%.

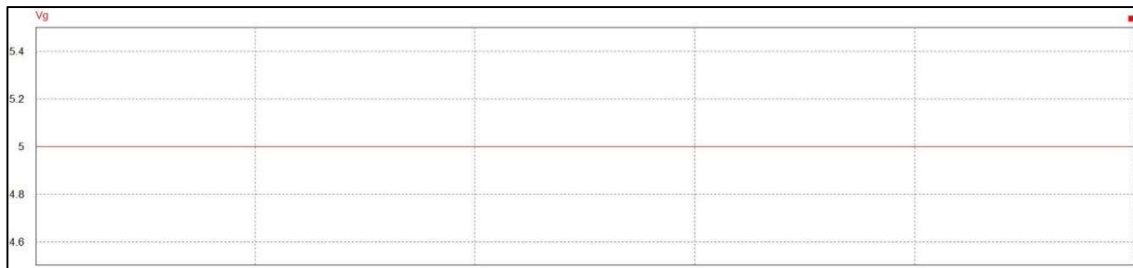
**Figura 34 - Tensão Portadora (vermelho) e Tensão Modulante (azul).**

Fonte: Autor.

**Figura 35 - PWM Resultante.**

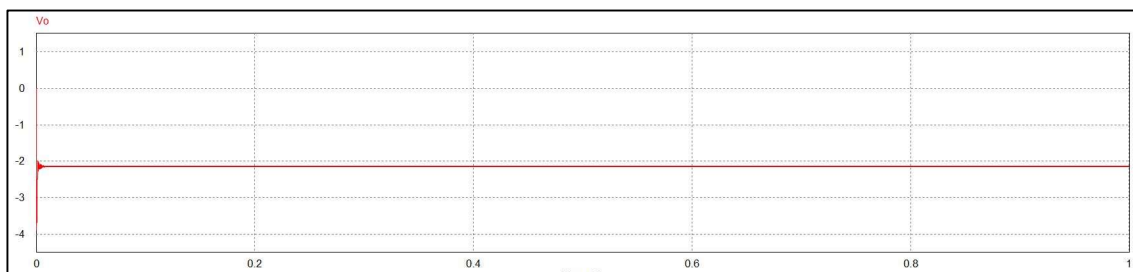
Fonte: Autor.

**Figura 36 - Tensão de Entrada.**



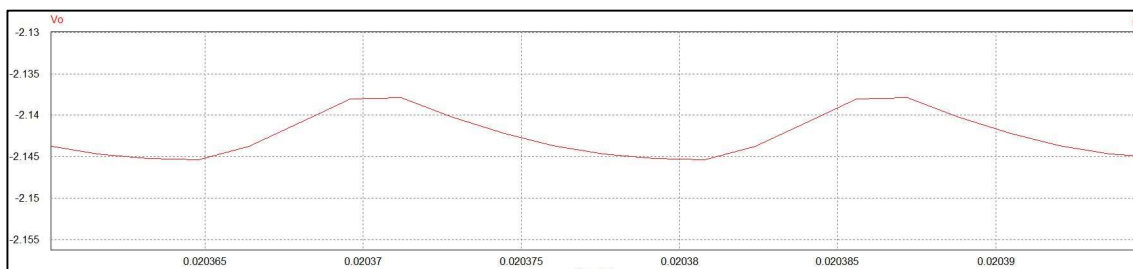
Fonte: Autor.

**Figura 37 - Tensão de Saída.**



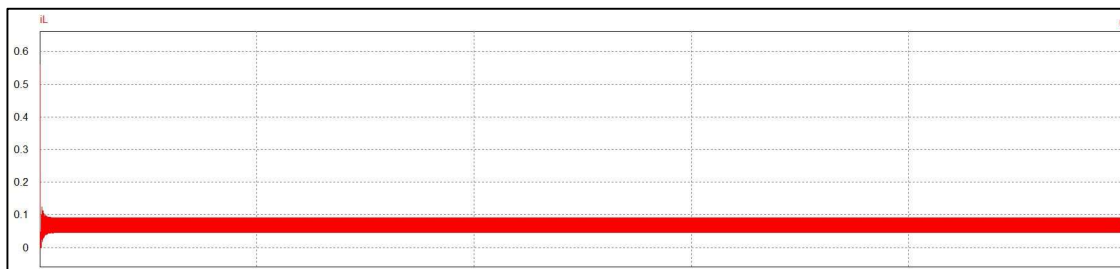
Fonte: Autor.

**Figura 38 - Ripple Tensão de Saída.**



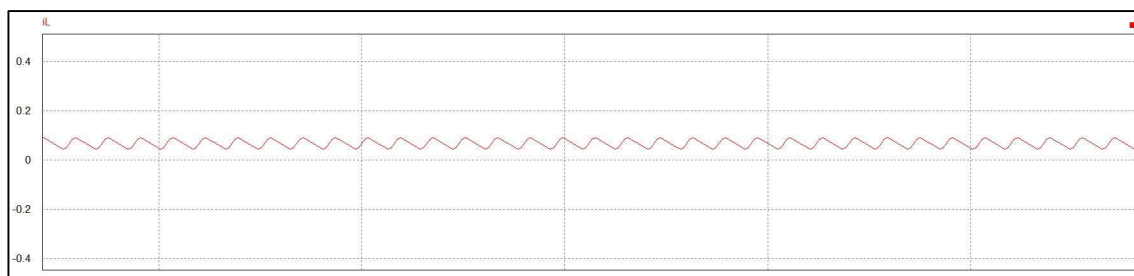
Fonte: Autor.

**Figura 39 - Corrente no Indutor.**



Fonte: Autor.



**Figura 40 - Ripple no Indutor.**

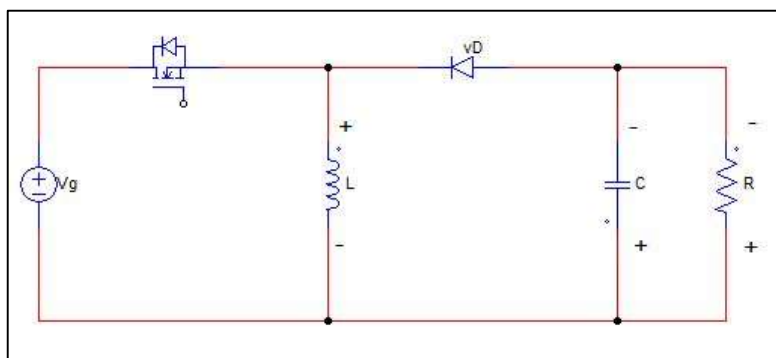
Fonte: Autor.

## CAPÍTULO VI – SISTEMA DE CONTROLE

### 6.1. MODELAGEM NO ESPAÇO DE ESTADO

A representação em espaço de estados é amplamente difundida para descrever um modelo, realizar análise e projetar diversos sistemas, possuindo capacidade de explorar sistemas não-lineares e condições iniciais não-nulas.

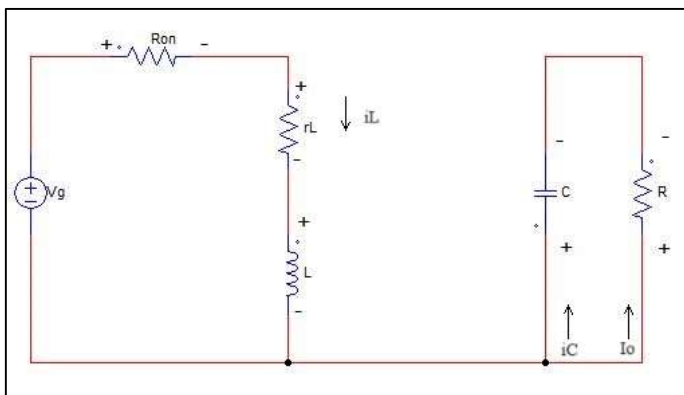
**Figura 41 - Conversor CC-CC Buck-Boost.**



Fonte: Autor.

É realizada a separação do circuito da Figura (41) em duas etapas de operação conforme os ciclos de chaveamento do transistor, além de, organizar as equações e aplicando a modelagem no espaço de estados médios com perdas para o conversor cc-cc buck-boost.

**Figura 42 - Conversor CC-CC Buck-Boost, chave fechada.**



Fonte: Autor.

Realizando a análise da primeira malha via LTK (Lei das tensões de Kirchhoff) do circuito apresentado na Figura (42):

$$V_g - i_L(R_{on} + r_L) - v_L = 0 \quad (6.1.1)$$

$$V_g - i_L(R_{on} + r_L) - L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (6.1.2)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-(R_{on} + r_L)}{L} i_L + \frac{V_g}{L} \quad (6.1.3)$$

Realizando a análise da segunda malha via LTK (Lei das tensões de Kirchhoff) do circuito apresentado na Figura (42):

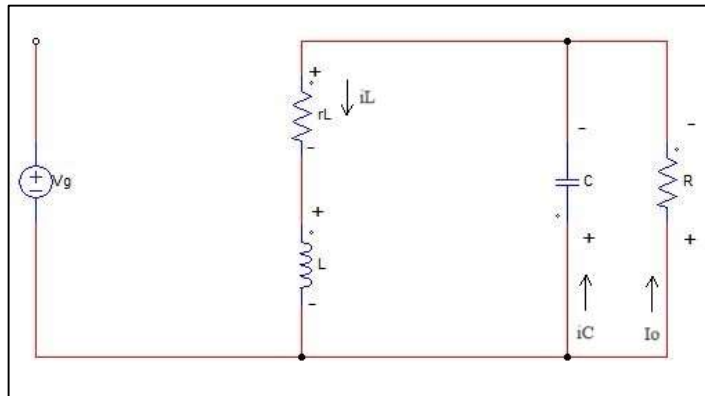
$$-v_C + I_o R = 0 \quad (6.1.4)$$

$$-v_C + (-I_c R) = 0 \quad (6.1.5)$$

$$-v_C - RC \frac{dv_C}{dt} = 0 \quad (6.1.6)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{RC} \quad (6.1.7)$$

**Figura 43 - Conversor CC-CC Buck-Boost, chave aberta.**



Fonte: Autor.

Realizando a análise da primeira malha via LTK (Lei das tensões de Kirchhoff) do circuito apresentado pela Figura (43):

$$-r_L i_L - v_L - R I_o = 0 \quad (6.1.8)$$

$$-r_L i_L - v_L - R(i_L - i_C) = 0 \quad (6.1.9)$$

$$-r_L i_L - v_L - R i_L + R i_C = 0 \quad (6.1.10)$$

$$-r_L i_L - L \frac{di_L}{dt} - R i_L + RC \frac{dv_C}{dt} = 0 \quad (6.1.11)$$

$$-r_L i_L - L \left( \frac{-r_L i_L}{L} - \frac{v_C}{L} \right) - R i_L + RC \frac{dv_C}{dt} = 0 \quad (6.1.12)$$

$$-r_L i_L + r_L i_L + v_C - R i_L + RC \frac{dv_C}{dt} = 0 \quad (6.1.13)$$

$$v_C - Ri_L + RC \frac{dv_C}{dt} = 0 \quad (6.1.14)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{R}{RC} i_L - \frac{v_C}{RC} \quad (6.1.15)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{RC} \quad (6.1.16)$$

Realizando a análise da segunda malha via LTK (Lei das tensões de Kirchhoff) do circuito apresentado na Figura (43):

$$-r_L i_L - v_L - v_C = 0 \quad (6.1.17)$$

$$-r_L i_L - L \frac{di_L}{dt} - v_C = 0 \quad (6.1.18)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L} i_L - \frac{v_C}{L} \quad (6.1.19)$$

Matrizes de estados da primeira etapa de operação:

$$\dot{X}_1 = A_1 x + B_1 U \quad (6.1.20)$$

$$y_1 = C_1 x \quad (6.1.21)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{on} + r_L}{L}\right) & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (6.1.22)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.1.23)$$

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad (6.1.24)$$

$$U = \begin{bmatrix} V_g \\ V_g \end{bmatrix} \quad (6.1.25)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.1.26)$$

Matrizes de estados da segunda etapa de operação:

$$\dot{X}_2 = A_2 x + B_2 U \quad (6.1.27)$$

$$y_2 = C_2 x \quad (6.1.28)$$

Tendo em vista as variáveis de estado descritas pela equação:

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (6.1.29)$$

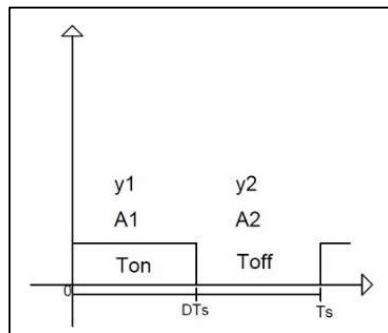
Admitindo o vetor de entrada apresentado na equação:

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.1.30)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.1.31)$$

O ciclo de chaveamento é representado pelos estados de comutação da chave, conforme apresentado na Figura (44).

**Figura 44 - Ciclo de chaveamento.**



Fonte: Autor.

Chave ligada:

$$T_{on} = DT_s \quad (6.1.32)$$

Chave desligada:

$$T_{off} = (1 - D)T_s \quad (6.1.33)$$

Aplicando o ciclo de chaveamento apresentado nas equações (6.1.32) e (6.1.33) as equações de estado tornam-se:

$$\dot{X}_1 = A_1 D x + B_1 D U \quad (6.1.34)$$

$$y_1 = C_1 D x \quad (6.1.35)$$

$$\dot{X}_2 = A_2 (1 - D) x + B_2 (1 - D) U \quad (6.1.36)$$

$$y_2 = C_2 (1 - D) x \quad (6.1.37)$$

Para o ciclo total de trabalho ( $T_{on} + T_{off}$ ):

$$\dot{X} = \dot{X}_1 + \dot{X}_2 \quad (6.1.38)$$

$$\dot{X} = [A_1 D + A_2 (1 - D)] x + [B_1 D + B_2 (1 - D)] U \quad (6.1.39)$$

$$y = y_1 + y_2 \quad (6.1.40)$$

$$y = [C_1 D + C_2 (1 - D)] x \quad (6.1.41)$$

Matrizes de estado para ciclo total de trabalho:

$$\dot{X} = A x + B U \quad (6.1.42)$$

$$A = A_1 D + A_2 (1 - D) \quad (6.1.43)$$

$$B = B_1 D + B_2 (1 - D) \quad (6.1.44)$$

$$C = C_1 D + C_2 (1 - D) \quad (6.1.45)$$

Considerando as perturbações de pequenos sinais:

$$U = u + \tilde{u} \quad (6.1.46)$$

$$V_o = V_o + \tilde{V}_o \quad (6.1.47)$$

$$D = D + \tilde{D} \quad (6.1.48)$$

$$x = x + \tilde{x} \quad (6.1.49)$$

Logo,

$$\dot{X} + \dot{\tilde{x}} = A_1(D + \tilde{d})(x + \tilde{x}) + B_1(D + \tilde{d})(U + \tilde{u}) + A_2(1 - D - \tilde{d})(x + \tilde{x}) + B_2(1 - D - \tilde{d})(U + \tilde{u}) \quad (6.1.50)$$

Sabendo que,

$$X = cte \quad (6.1.51)$$

e,

$$\dot{X} = 0 \quad (6.1.52)$$

resolvendo:

$$\dot{\tilde{x}} = [A_1(D + \tilde{d}) + A_2(1 - D - \tilde{d})](x + \tilde{x}) + [B_1(D + \tilde{d}) + B_2(1 - D - \tilde{d})](U + \tilde{u}) \quad (6.1.53)$$

Considerando que as perturbações são pequenos sinais, o produto destas tende a zero (sinal muito pequeno para contribuição no sistema),

$$\dot{\tilde{x}} = A_1(Dx + D\tilde{x} + \tilde{d}x) + A_2(x + \tilde{x} - Dx - D\tilde{x} - \tilde{d}x) + B_1(DU + D\tilde{u} + \tilde{d}U) + B_2(U + \tilde{u} - DU - D\tilde{u} - \tilde{d}U) \quad (6.1.54)$$

Por simplicidade de projeto e análise do *duty cycle* ( $\tilde{d}$ ) considera-se perturbação nula na entrada ( $\tilde{u}=0$ ). Sendo assim,

$$\dot{\tilde{x}} = A_1(Dx + D\tilde{x} + \tilde{d}x) + A_2(x + \tilde{x} - Dx - D\tilde{x} - \tilde{d}x) + B_1(DU + \tilde{d}U) + B_2(U - DU - \tilde{d}U) \quad (6.1.55)$$

$$\dot{\tilde{x}} = A_1[D(x + \tilde{x}) + \tilde{d}x] + A_2[(1 - D)(x + \tilde{x}) - \tilde{d}x] + [B_1D + B_2(1 - D)]U + B_1\tilde{d}U - B_2\tilde{d}U \quad (6.1.56)$$

$$\dot{\tilde{x}} = A_1D(x + \tilde{x}) + A_1\tilde{d}x + A_2(1 - D)(x + \tilde{x}) - A_2\tilde{d}x + [B_1D + B_2(1 - D)]U + B_1\tilde{d}U - B_2\tilde{d}U \quad (6.1.57)$$

$$\dot{\tilde{x}} = [A_1D + A_2(1 - D)](x + \tilde{x}) + [B_1D + B_2(1 - D)]U + A_1\tilde{d}x - A_2\tilde{d}x + B_1\tilde{d}U - B_2\tilde{d}U \quad (6.1.58)$$

$$\dot{\hat{x}} = \left[ \underbrace{A_1 D + A_2 (1 - D)}_{\text{"A"}} \right] (x + \tilde{x}) + \left[ \underbrace{B_1 D + B_2 (1 - D)}_{\text{"B}_u"} \right] U + \left[ \underbrace{(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)U}_{\text{"AB}_d"} \right] \tilde{d} \quad (6.1.59)$$

Termos de  $\dot{\hat{x}}$ :

$$A = A_1 D + A_2 (1 - D) \quad (6.1.60)$$

$$\text{"B}_u\text{"} = B_1 D + B_2 (1 - D) \quad (6.1.61)$$

$$AB_d = (A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)U \quad (6.1.62)$$

Para o ponto de operação as perturbações são nulas:

$$\dot{\hat{x}} = \text{"A"}(x + \tilde{x}) + \text{"B}_u\text{"}U + \text{"AB}_d\text{"}\tilde{d} \quad (6.1.63)$$

$$0 = \text{"A"}x + \text{"B}_u\text{"}U \quad (6.1.64)$$

Logo,

$$x = -\text{"A"}^{-1}\text{"B}_u\text{"}U \quad (6.1.65)$$

Desconsiderando o ponto de operação e analisando as perturbações de acordo com a razão cíclica para obter o modelo de pequenos sinais (variação em torno do ponto de operação):

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= \text{"A"}(x + \tilde{x}) + \text{"B}_u\text{"}U + \text{"AB}_d\text{"}\tilde{d} \\ &\quad - (0) = -(\text{"A"}x + \text{"B}_u\text{"}U) \\ \dot{\hat{x}} &= \text{"A"}\tilde{x} + \text{"AB}_d\text{"}\tilde{d} \end{aligned} \quad (6.1.66)$$

Considerando o domínio "S" de Laplace:

$$s\dot{\hat{x}} = \text{"A"}\tilde{x}(s) + \text{"AB}_d\text{"}\tilde{d}(s) \quad (6.1.67)$$

$$(sI - A)\dot{\hat{x}}(s) = \text{"AB}_d\text{"}\tilde{d}(s) \quad (6.1.68)$$

$$\dot{\hat{x}}(s) = (sI - A)^{-1}\text{"AB}_d\text{"}\tilde{d}(s) \quad (6.1.69)$$

Identificando a saída  $y(s)$ :

$$y(s) = C\tilde{x}(s) \quad (6.1.70)$$

$$y(s) = \left[ \underbrace{C_1 D + C_2 (1 - D)}_{\text{"C"}} \right] (sI - A)^{-1}\text{"AB}_d\text{"}\tilde{d}(s) \quad (6.1.71)$$

Sabendo que as saídas desejadas são  $i_L(s)$  e  $V_o(s)$ :

$$y(s) = C \begin{bmatrix} i_L(s) \\ V_o(s) \end{bmatrix} \quad (6.1.72)$$

$$C = \begin{bmatrix} C_{i_L} \\ C_{V_o} \end{bmatrix} \quad (6.1.73)$$

A função de transferência para a saída é, portanto:

$$\frac{y(s)}{\tilde{d}(s)} = \left[ \frac{C_1 D + C_2 (1 - D)}{C} \right] (sI - A)^{-1} AB_d \quad (6.1.74)$$

Desenvolvendo a matriz para função de transferência para tensão de saída desejada mediante a entrada em razão cíclica:

$$G_{V_o d}(s) = \frac{y_{V_o}(s)}{\tilde{d}(s)} = [C_{V_o}] (sI - A)^{-1} AB_d \quad (6.1.75)$$

Desenvolvendo a matriz para função de transferência para corrente média no indutor desejada mediante a entrada em razão cíclica:

$$G_{i_L d}(s) = \frac{y_{i_L}(s)}{\tilde{d}(s)} = [C_{i_L}] (sI - A)^{-1} AB_d \quad (6.1.76)$$

Desenvolvendo a matriz para função de transferência para tensão de saída desejada mediante a variação da corrente média no indutor:

$$G_{V_o i_L}(s) = \frac{G_{V_o d}(s)}{G_{i_L d}(s)} = \frac{y_{V_o}(s)}{y_{i_L}(s)} \quad (6.1.77)$$

O algoritmo que realiza os cálculos após a modelagem no espaço de estados médios, encontra-se disponível no apêndice C.

## 6.2. CONTROLE EM MALHA ABERTA

O controle em malha aberta é caracterizado dado um sistema sem retroalimentação, logo, sem malha de feedback e sinal de erro, tornando a entrada independente da saída.

Tendo em vista a aplicação prática/experimental do conversor cc-cc buck-boost foi disponibilizado o controle manual em malha aberta, através da permissão de variação do ciclo ativo da chave independente ao sensoriamento aplicado a corrente média do indutor ou visualização dos valores de tensão da saída (vide apêndice A).



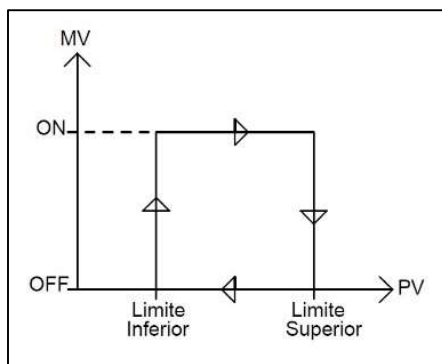
### 6.3. CONTROLE EM MALHA FECHADA

#### 6.3.1. INTERVALO DIFERENCIAL (HISTERESE)

O controle por intervalo diferencial ou histerese (*bang-bang*) consiste na definição de dois pontos de operação ao qual uma ação de controle em dois estados é efetuada, afim de manter a variável controlada dentro da margem especificada.

Os dois pontos de operação consistem nos limites: inferior e superior; definidos para estabelecer a margem aceitável de operação da variável controlada tendo em vista seu valor desejado (*set-point*). Dessa forma, também, existindo apenas dois estados para a variável manipulada, e, portanto, o atuador operando em controle liga-desliga (*on-off*), conforme representado na Figura (45).

**Figura 45 - Laço de histerese para controle ON-OFF.**



Fonte: Autor.

Considerando um valor desejado para variável de processo, o controle por histerese é comum quando não se faz necessário um desempenho dinâmico ótimo. Comparado com outras técnicas de controle, implementado devido sua simplicidade e baixo custo.

Para o controle histerético do conversor cc-cc buck-boost utilizou-se da técnica de PWM (modulação por largura de pulso) para gerar o ciclo ativo (*duty cycle*) em valores percentuais de 0% a 100% no período de comutação da chave, sendo este em frequência fixa de 62,5kHz.

Os limites definidores da margem de histerese são cálculos conforme apresentados na Tabela (3):

**Tabela 3 - Limites de histerese para controle em malha fechada do conversor cc-cc buck-boost.**

| Setpoint      | Margem Inferior                                              | Margem Superior                                              |
|---------------|--------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------|
| $i_{L_{ref}}$ | $i_{L_{MargInf}} = i_{L_{ref}}(1 - \frac{i_{L_{ref}}\%}{2})$ | $i_{L_{MargSup}} = i_{L_{ref}}(1 + \frac{i_{L_{ref}}\%}{2})$ |

Fonte: Autor.

Portanto, para um dado set-point (valor desejado) da corrente média no indutor são atribuídos seus limites inferior e superior para obter-se o laço histerético de controle (vide apêndice A).

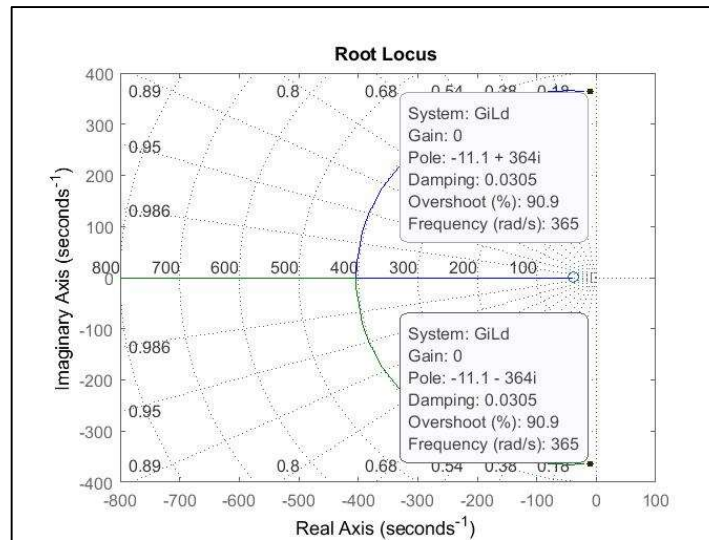
### 6.3.2. COMPENSADOR PI

O compensador PI (proporcional-integral) é aplicado quando deseja-se eliminar o erro em regime permanente sem alterar significativamente o comportamento do sinal, mantendo a mesma tendência dos polos e zeros da função transferência original, mediante ao acréscimo em cascata de um integrador de percurso direto e um zero próximo, dessa forma elevando a ordem do sistema, além de, projetar o ganho de percurso direto para que a resposta transitória se torne satisfatória.

Dessa forma, de posse da função transferência originada da modelagem em espaço de estado para o conversor cc-cc buck-boost, o projeto do compensador contínuo é iniciado, conforme a seguir.

Para realizar o projeto do compensador PI se faz necessário o conhecimento do processo (planta) do sistema, logo, na Figura (46) é representado o lugar geométrico das raízes para tal:

**Figura 46 - LGR da função transferência em malha aberta.**

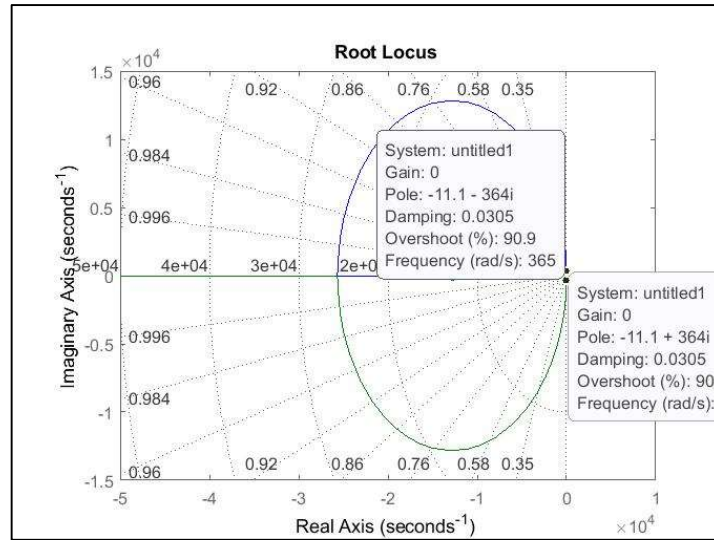


Fonte: Autor.

Analisando o LGR (lugar geométrico das raízes) identifica-se a existência de um zero real (-38,9) e dois polos complexos simétricos ( $11,1 \pm j364$ ) no plano "S" de Laplace característicos de um sistema de segunda ordem, onde estes estão localizados no semi-plano esquerdo, portanto, implicando em um sistema estável em malha aberta.

O acréscimo do integrador de percurso direto é necessário para eliminar o erro de regime estacionário, sendo este, alocado na origem. A adição de um zero próximo ao polo é realizada, e posteriormente, torna-se possível identificar que não houve mudança significativa no comportamento do sinal quando comparado ao original, portanto, os polos permanecem com suas tendências, conforme apresentado na Figura (47).

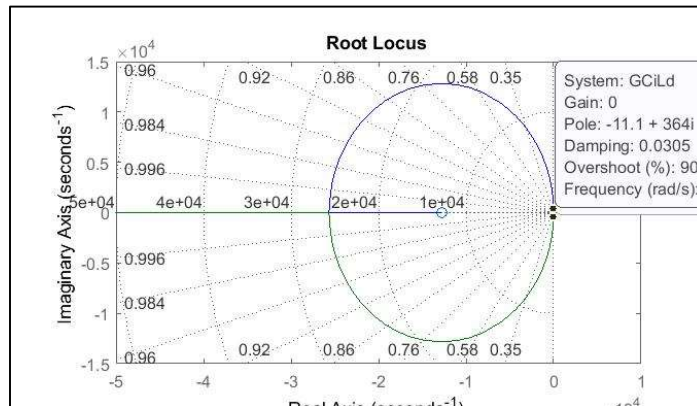
**Figura 47 - LGR função transferência com integrador de percurso direto.**



Fonte: Autor.

Após a identificação da função transferência para a corrente média no indutor por *duty cycle* quando aplicado o integrador de percurso direto, projeta-se o ganho de percurso direto adotando o fator de amortecimento igual a 0,792, tal como representado na Figura (48).

**Figura 48 - LGR função transferência com compensador PI.**



Fonte: Autor.

O projeto foi auxiliado pela ferramenta “sisotool” do software *MATLAB*®, assim como utilizado os modelos de sintonia para análise da resposta transiente e estacionária, sendo estes, as fórmulas clássicas disponíveis, sendo posteriormente, definido o ganho e zero do compensador proporcional-integral, conforme explanados (vide apêndice A e C).

#### 6.4. CONTROLE DIGITAL

O avanço da tecnologia e consequentemente dos computadores permitiu a substituição dos componentes analógicos empregados como compensadores, visto sua capacidade de execução de cálculos, memorização e processamento. Sendo assim, dentre sua capacidade, possibilitam escalonar tarefas, efetuar mudanças de parâmetros e monitorar variáveis.

O computador digital pode executar duas funções: supervisão – externa à malha de realimentação; e controle – interno à malha de realimentação. A utilização de computadores digitais na malha resulta nas seguintes vantagens com relação aos sistemas analógicos: custo reduzido, flexibilidade na resposta a alterações de projeto e imunidade a ruído (NISE, Norman S. Engenharia de Sistemas de Controle [trad.]. Jackson Paul Matsuura, v. 6, 2002).

Para preservar a resposta do compensador contínuo e implementar o compensador digital é necessário realizar uma transformação bilinear proveniente do projeto no plano “S” de Laplace. Sendo assim, dentre as transformações bilineares, a utilizada para esta finalidade que se aproxima da resposta de saída original, denomina-se transformação de Tustin.

A transformação de Tustin possui a capacidade de preservar nos instantes de amostragem, aproximadamente, a função transferência analógica que representa o sinal original.

A equação que relaciona o plano “S” ao “Z” é representada abaixo, onde “T” representa o período de amostragem do sinal:

$$s = \frac{2(z - 1)}{T(z + 1)} \quad (7.4.1)$$

Tal como representado o resultado de cálculo para o compensador contínuo no item “6.3.2 – COMPENSADOR PI”, proveniente do cálculo do ganho proporcional e integral, aplica-se a discretização do compensador pela transformação Tustin com período de amostragem igual a 16µs utilizando o Matlab, resultando na equação representada na Figura (49).

**Figura 49 - Função transferência do compensador PI discretizado (Matlab).**

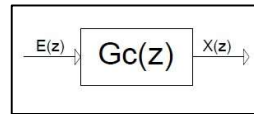
```

0.8337 z - 0.6786
-----
z - 1
Sample time: 1.6e-05 seconds
Discrete-time transfer function.

```

Fonte: Autor.

Conforme representado na Figura (50), de posse do compensador discretizado para o período de amostragem é necessário modelar o controle digital, objetivando encontrar os coeficientes da equação aplicados aos seus respectivos atrasos de sinais para conseguinte implementação computacional. Portanto, considerando a ordem do sistema (1ª ordem) e desenvolvendo a função transferência do compensador:

**Figura 50 - Compensador digital.**

Fonte: Autor.

$$G_c(z) = \frac{X(z)}{E(z)} = \frac{a_1 z^1 + a_0}{b_1 z^1 + b_0} \quad (7.4.2)$$

$$(b_1 z^1 + b_0)X(z) = (a_1 z^1 + a_0)E(z) \quad (7.4.3)$$

Solucionando para o termo de maior potência:

$$b_1 z^1 X(z) = (a_1 z^1 + a_0)E(z) - (b_0)X(z) \quad (7.4.4)$$

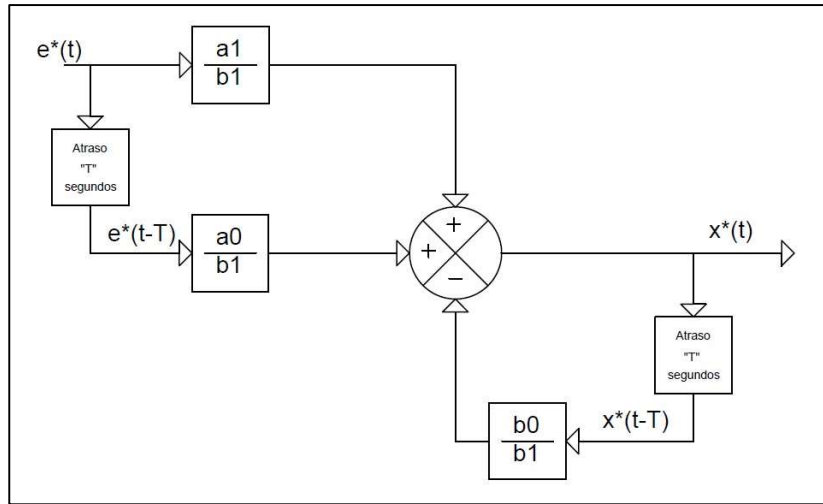
$$X(z) = \left( \frac{a_1}{b_1} + \frac{a_0}{b_1} z^{-1} \right) E(z) - \left( \frac{b_0}{b_1} z^{-1} \right) X(z) \quad (7.4.5)$$

Aplicando a transformada Z inversa na resposta encontrada para o compensador de primeira ordem, obtém-se:

$$x^*(t) = \frac{a_1}{b_1} e^*(t) + \frac{a_0}{b_1} e^*(t - T) - \frac{b_0}{b_1} x^*(t - T) \quad (7.4.6)$$

Representando o compensador digital, tal como representado na Figura (51) através do fluxograma de diagrama de blocos, tem-se que:

**Figura 51 - Fluxograma do compensador digital.**



Fonte: Autor.

Tendo em vista a dedução da equação que representa o compensador digital e realizando as devidas substituições numéricas para os coeficientes, por similaridade tem-se:

$$(z - 1)X(z) = (0,8337z - 0,6786)E(z) \quad (7.4.7)$$

$$(1 - z^{-1})X(z) = (0,8337 - 0,6786z^{-1})E(z) \quad (7.4.8)$$

Logo, os coeficientes de  $G_c(z)$  são equivalentes a:

$$a_0 = 1; \quad a_1 = -1; \quad b_0 = 0,8337; \quad b_1 = -0,6786 \quad (7.4.9)$$

Adiante, é realizada a simulação computacional do controle digital do conversor cc-cc buck-boost para a corrente média no indutor e se faz necessário o emprego da função transferência do compensador no domínio “Z”. Logo, os coeficientes encontrados e a respectiva frequência de amostragem.

Considerando a aplicação do controle digital experimental, necessita-se transformar a função discretizada para o domínio do tempo, conforme demonstrado acima pela transformada Z inversa. Portanto, por similaridade:

$$zX(z) = (0,8337z - 0,6786)E(z) - (-1)X(z) \quad (7.4.10)$$

$$X(z) = (0,8337 - 0,6786z^{-1})E(z) - (-1z^{-1})X(z) \quad (7.4.11)$$

$$x^*(t) = 0,8337e^*(t) + (-0,6786)e^*(t - T) - (-1)x^*(t - T) \quad (7.4.12)$$

A aplicação do controle digital projetado está contida no apêndice A e C.

## **CAPÍTULO VII: SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO CONTROLE EM MALHADA FECHADA PARA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR DO CONVERSOR BUCK-BOOST**

A simulação computacional foi utilizada como ferramenta para análise do comportamento dos sinais, resposta em regime transitório e permanente através do software: *PSIM*<sup>®</sup>; para embasar uma crítica aos futuros resultados colhidos da implementação prática do controle em malha fechada.

### **7.1. CONTROLE POR HISTERESE DA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR**

Tendo em mente as generalidades abordadas no item “6.3.1 Intervalo Diferencial”, realizou-se a simulação do controle em malha fechada com retroalimentação proveniente da corrente do indutor para controlar em frequência fixa de PWM a sua corrente média dentro dos limites superior e inferior estabelecidos, sendo estes capazes de definir a faixa de histerese.

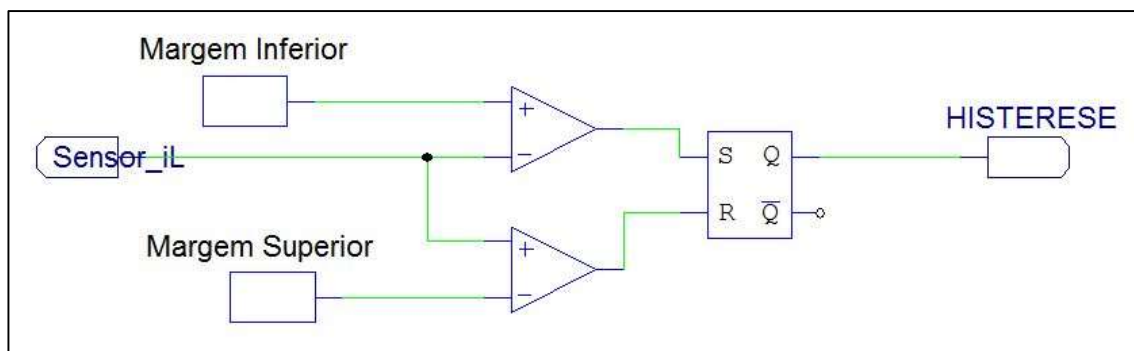
A simulação tem por objetivo intuir uma análise crítica ao controle em malha fechada com retroalimentação negativa pela técnica de histerese em PWM de frequência fixa implementado na prática, dessa forma, auxiliando na detecção de comportamentos divergentes ao esperado.

Sendo assim, a seguir são dispostas três simulações para ilustrar os ensaios computacionais realizados, cujo circuito de controle ON/OFF com margem para histerese é modelado de forma idealizada e simplificada para fins lógicos por comparador de tensão, flip-flop set/reset e sensor de corrente com sinal de saída em tensão proporcional a corrente e ganho unitário. O circuito de acionamento da chave é composto por fonte de tensão CC independente, fonte de tensão em onda triangular, comparador de tensão e porta lógica AND.

Nas Figuras (52 e 53) apresenta-se os blocos utilizados em simulação:

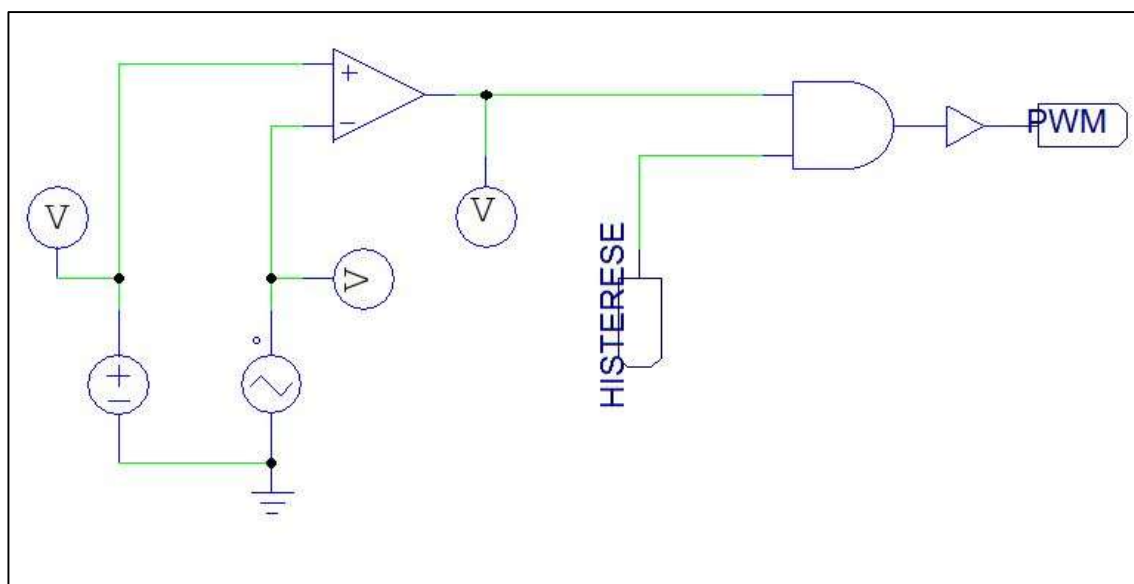


**Figura 52 - Circuito de Controle Histerético.**



Fonte: Autor.

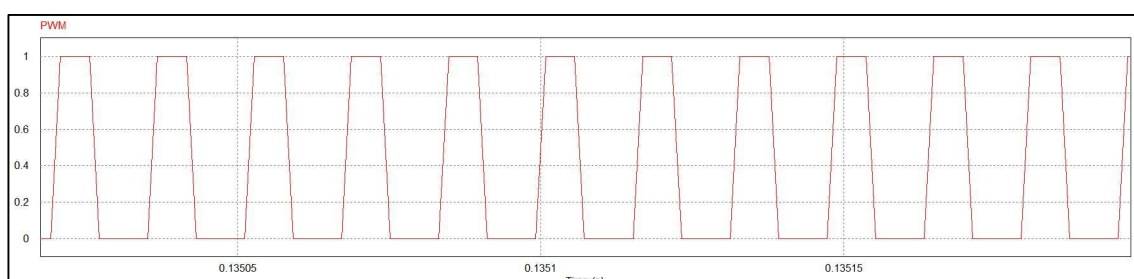
**Figura 53 - Circuito de Acionamento da Chave em Frequência Fixa de PWM.**



Fonte: Autor.

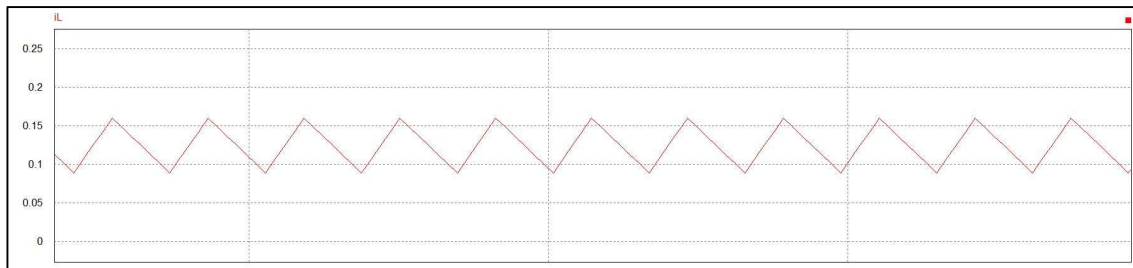
- Simulação com setpoint igual a 0,150 [A], histerese de 5% e 40% de ciclo ativo na chave:

**Figura 54 - PWM em frequência fixa e 40% de ciclo ativo.**



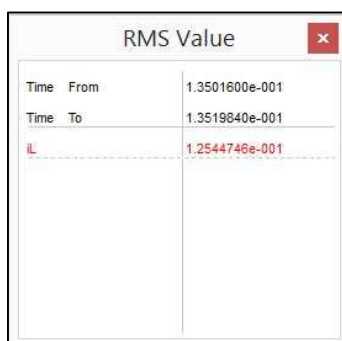
Fonte: Autor.

**Figura 55 - Corrente no indutor, resultante do controle por histerese.**



Fonte: Autor.

**Figura 56 - Corrente RMS no indutor.**

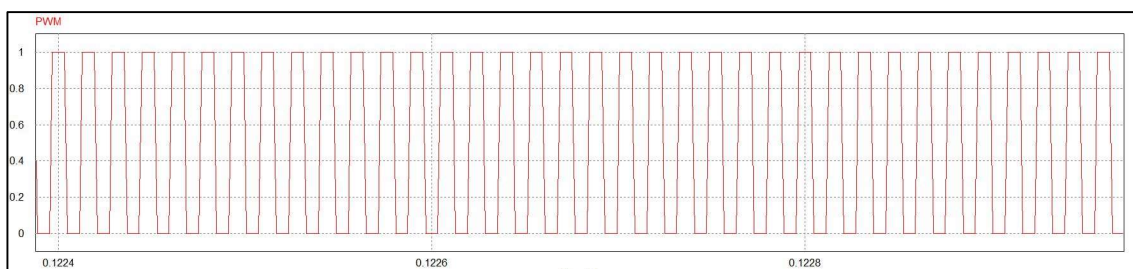


Fonte: Autor.

De acordo com as simulações realizadas e demonstradas nas Figuras (54, 55 e 56), o controle histerético demonstra-se satisfatório, uma vez que a corrente RMS está compreendida dentro da margem de histerese pretendida ( $MargSup = 0.1125$  [A] e  $MargInf = 0.1875$  [A]), sendo esta corrente resultante do controle igual a 0.126 [A] para PWM em frequência fixa.

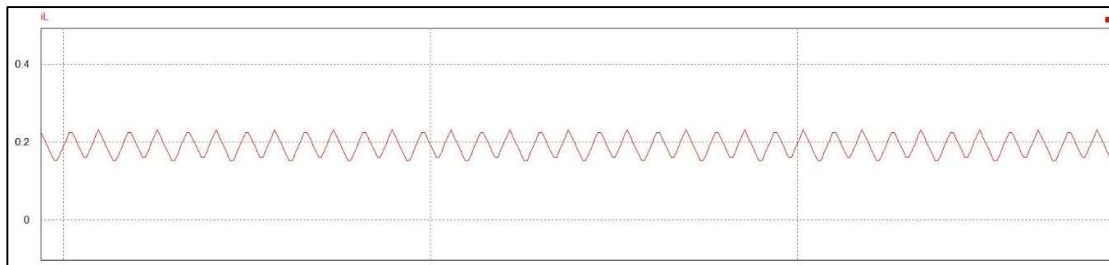
- Simulação com setpoint igual a 0,200 [A], histerese de 15% e 50% de ciclo ativo na chave:

**Figura 57 - PWM em frequência fixa e 50% de ciclo ativo.**



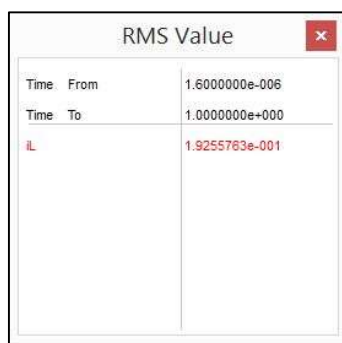
Fonte: Autor.

**Figura 58 - Corrente no indutor, resultante do controle por histerese.**



Fonte: Autor.

**Figura 59 - Corrente RMS no indutor.**

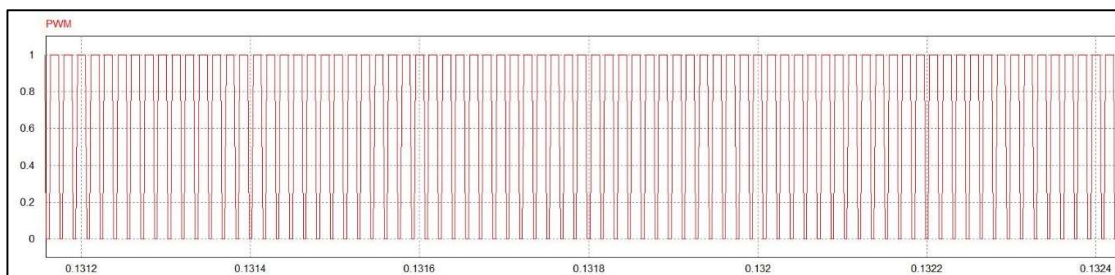


Fonte: Autor.

Em concordância com as simulações realizadas e demonstradas nas Figuras 57, 58 e 59), o controle histerético demonstra-se satisfatório, uma vez que a corrente RMS está compreendida dentro da margem de histerese pretendida ( $\text{MargSup} = 0.215[\text{A}]$  e  $\text{MargInf} = 0.185 [\text{A}]$ ), sendo esta corrente resultante do controle igual a  $0.193 [\text{A}]$  para PWM em frequência fixa.

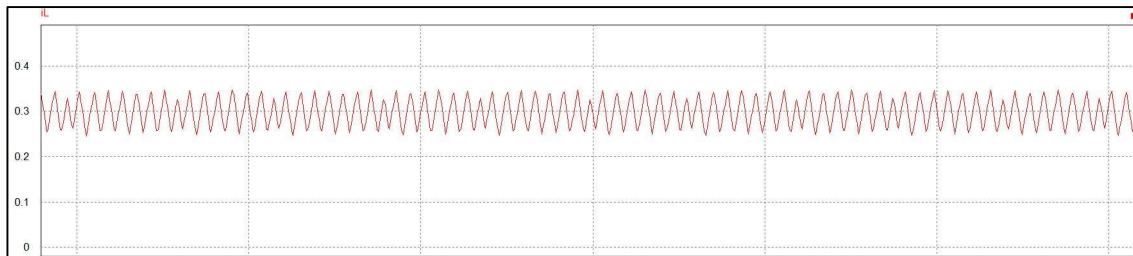
- Simulação com setpoint igual a  $0,300 [\text{A}]$ , histerese de 20% e 65% de ciclo ativo na chave:

**Figura 60 - PWM em frequência fixa e 75% de ciclo ativo.**



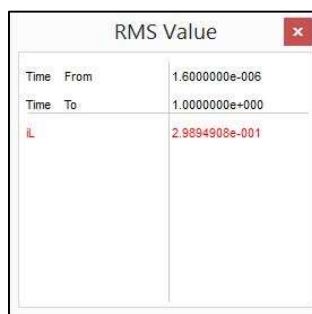
Fonte: Autor.

**Figura 61 - Corrente no indutor, resultante do controle por histerese.**



Fonte: Autor.

**Figura 62 - Corrente RMS no indutor.**



Fonte: Autor.

Para as simulações realizadas e demonstradas nas Figuras (60, 61 e 62), o controle histerético demonstra-se satisfatório, uma vez que a corrente RMS está compreendida dentro da margem de histerese pretendida ( $\text{MargSup} = 0.330 \text{ [A]}$  e  $\text{MargInf} = 0.270 \text{ [A]}$ ), sendo esta corrente resultante do controle igual a  $0.299 \text{ [A]}$  para PWM em frequência fixa.

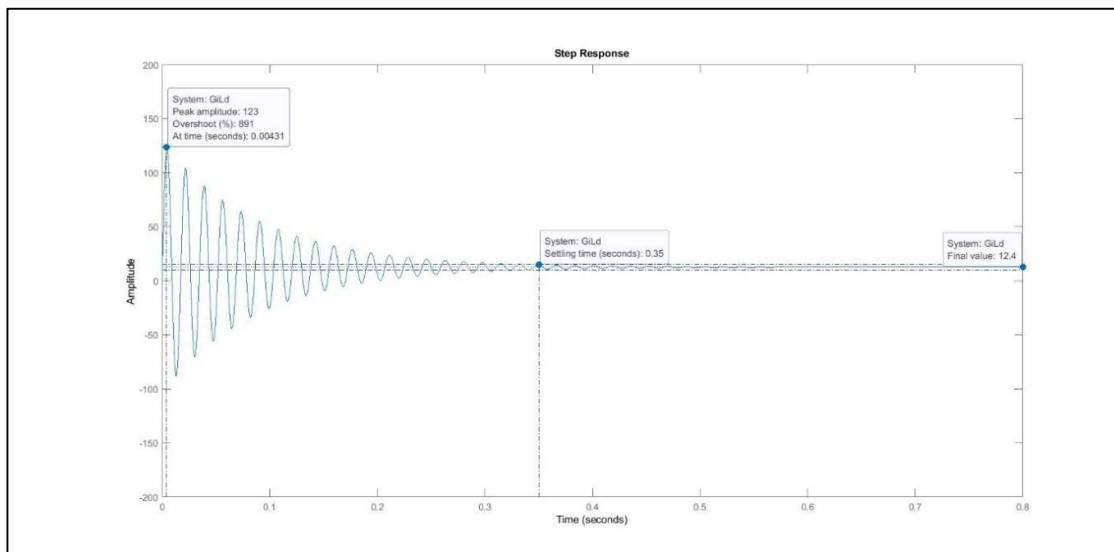
## 7.2. CONTROLE PI (PROPORCIONAL INTEGRAL) DA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR

Considerando os conceitos, definições e generalidades apresentadas no item “6.3.2 Compensador PI” são apresentados os resultados de simulação provenientes da modelagem no espaço de estados para corrente média no indutor por ciclo de trabalho do chaveamento.

Efetuada a simulação de resposta após a entrada em degrau unitário para a FT encontrada em malha aberta, o comportamento do sinal é caracterizado por uma resposta sub-amortecida que tende a 12,4 vezes o valor desejado, tempo de

acomodação de 0,35 segundos e sobrevalor de 891%, conforme demonstrado na Figura (63):

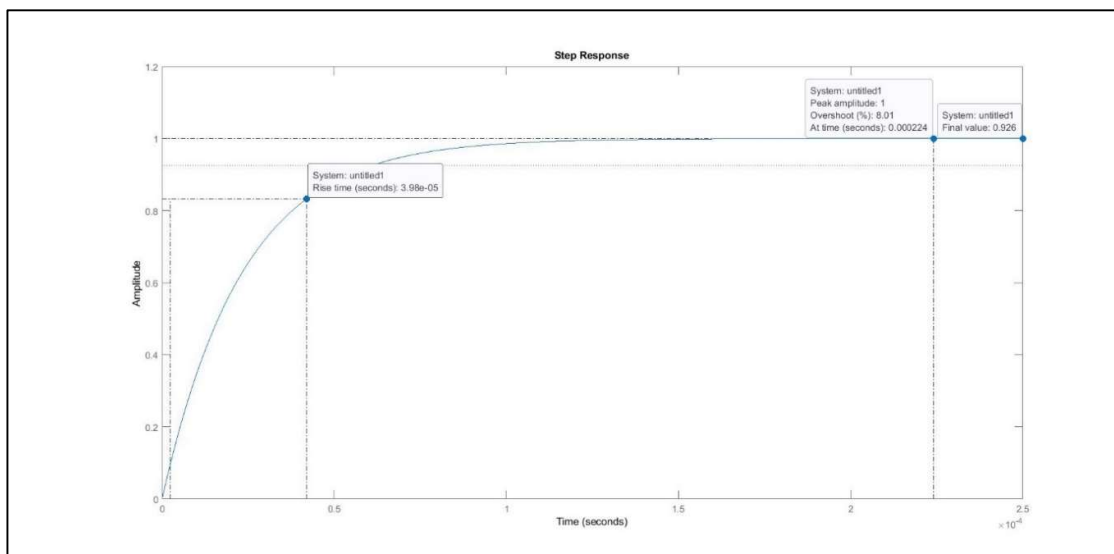
**Figura 63 - Resposta do sistema em malha aberta ao degrau unitário.**



Fonte: Autor.

A simulação do sistema em malha fechada é demonstrada na Figura (64), cujo este é excitado por uma entrada em degrau unitário, apresentando dessa forma, tempo de subida equivalente a  $39,6\mu\text{s}$ , sobrevalor igual a 8% e saída igual a 0,926, logo, com erro percentual ao set point de 7,4% em regime permanente.

**Figura 64 - Resposta do sistema em malha fechada ao degrau unitário sem compensador.**



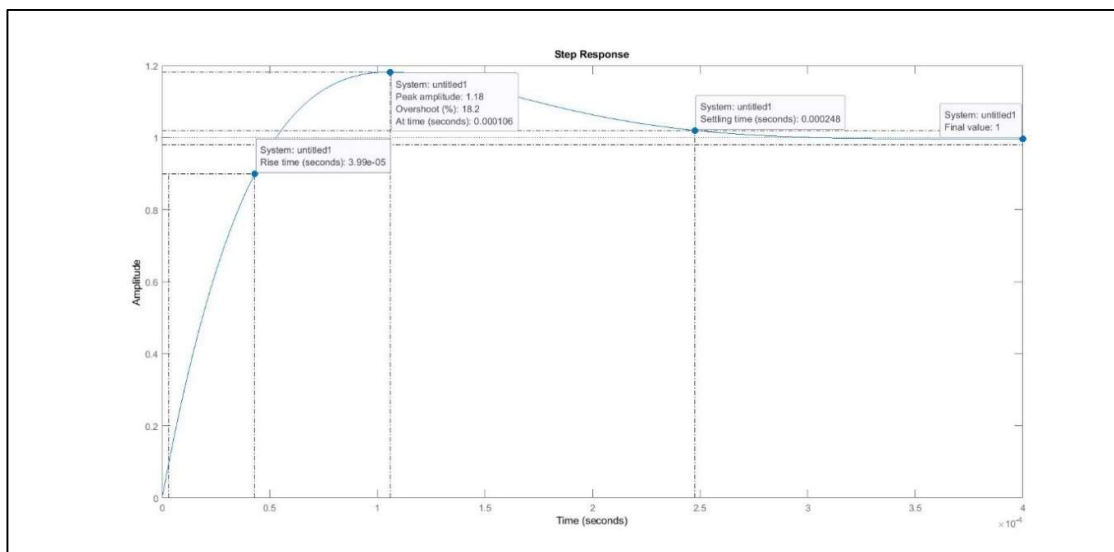
Fonte: Autor.

O projeto do compensador proporcional-integral implica na alocação de um polo na origem para aumentar a ordem do sistema em malha aberta, assim como

realiza-se o acréscimo de um zero em proximidade objetivando a mínima interferência na resposta transitória, pois o ganho do polo dominante em malha aberta permanece semelhante a aquele correspondente em malha fechada. Logo, realizando a correção do erro de regime permanente associado ao sinal da saída após um sinal de entrada desejado, além de pequeno sobrevalor e tempo de acomodação durante a resposta transitória conforme projeto.

A simulação do sistema compensado em malha fechada é demonstrada na Figura (65), cujo este é excitado por uma entrada em degrau unitário, apresentando dessa forma, tempo de subida equivalente a  $39,9\mu\text{s}$ , sobrevalor igual a 18,2%, tempo de acomodação de  $248\mu\text{s}$  e saída equivalente ao valor desejado, logo, erro percentual ao set point de 0% em regime permanente.

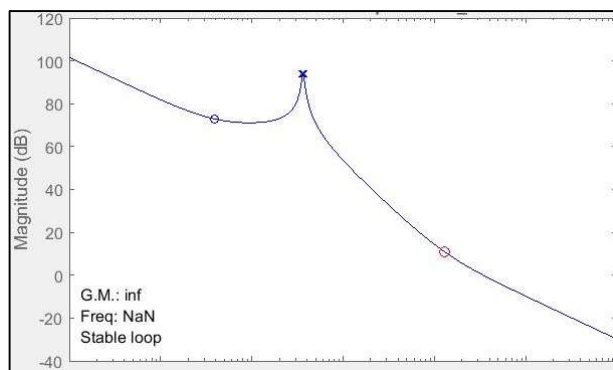
**Figura 65 - Resposta ao degrau da planta com compensador PI.**



Fonte: Autor.

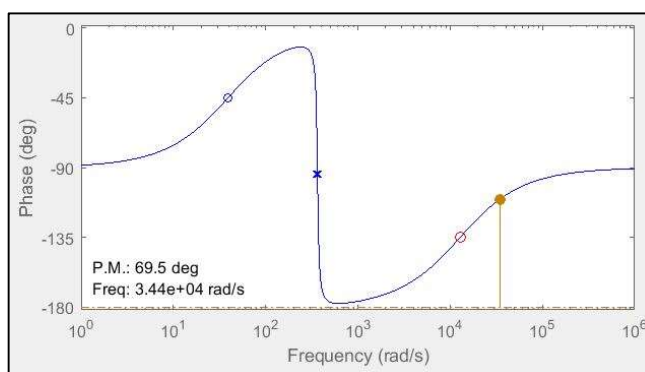
Nas Figuras (66 e 67) estão dispostos os diagramas de Bode para o sistema compensado projetado, demonstrando sua robustez, uma vez que é apresentado um valor altamente conservador para ganho de margem (alto ganho) e margem de fase igual a  $69,5^\circ$ , portanto, apresentando distância considerável ao limite de estabilidade ( $-180^\circ$ ) e garantindo a estabilidade do sistema compensado.

**Figura 66 - Diagrama de Bode para margem de ganho.**



Fonte: Autor.

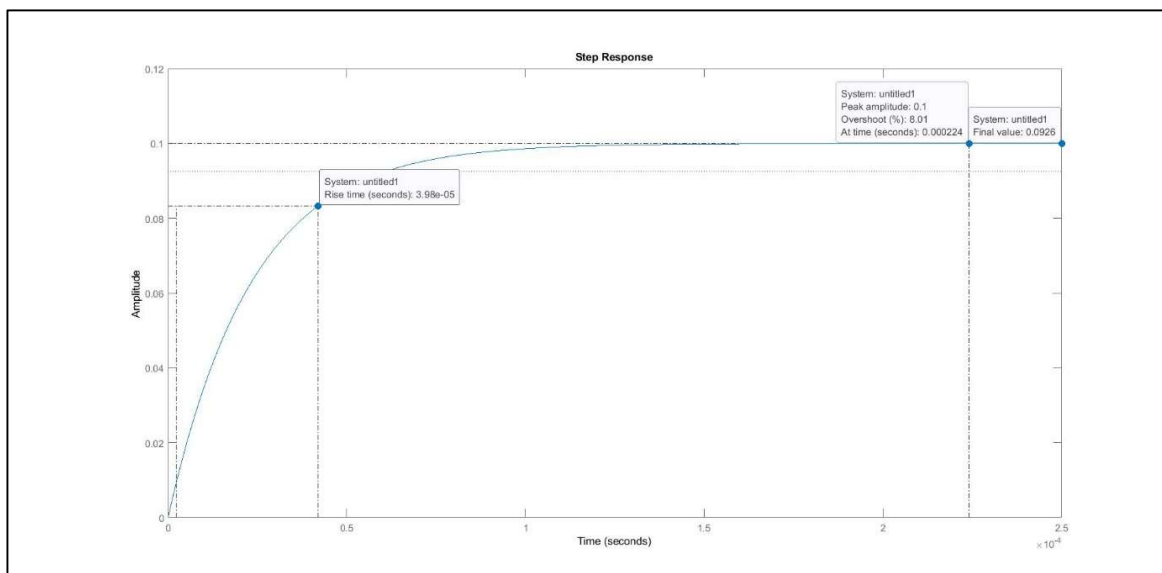
**Figura 67 - Diagrama de Bode para margem de fase.**



Fonte: Autor.

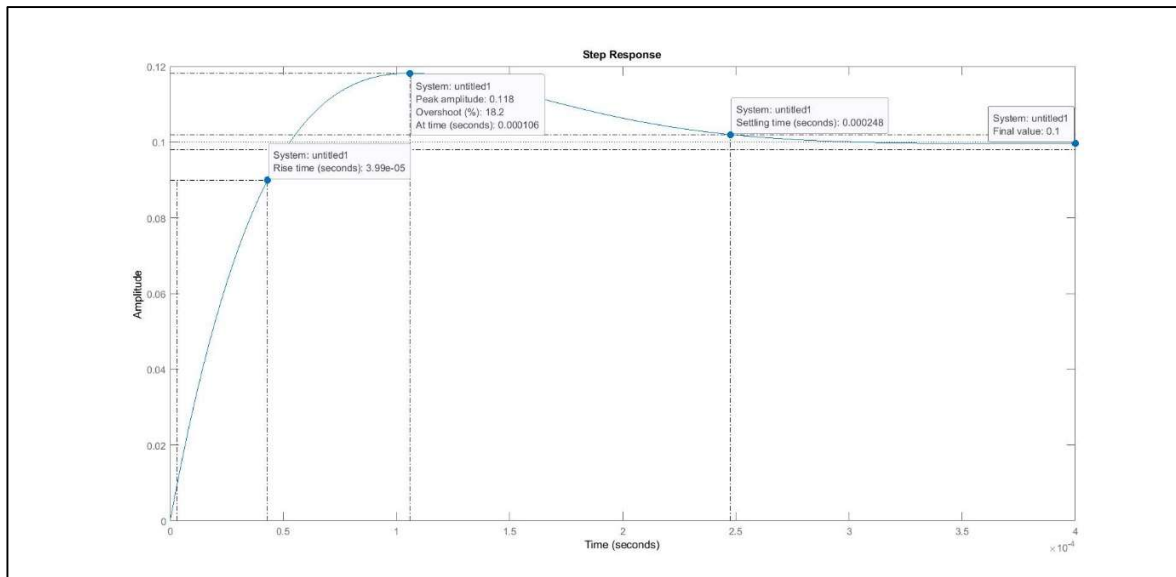
A simulação de comparação do sistema compensado e não-compensado para degrau igual a 0, 1 é demonstrada nas Figuras (68 e 69):

**Figura 68 - Resposta ao degrau sem compensador, simulação 1.**



Fonte: Autor.

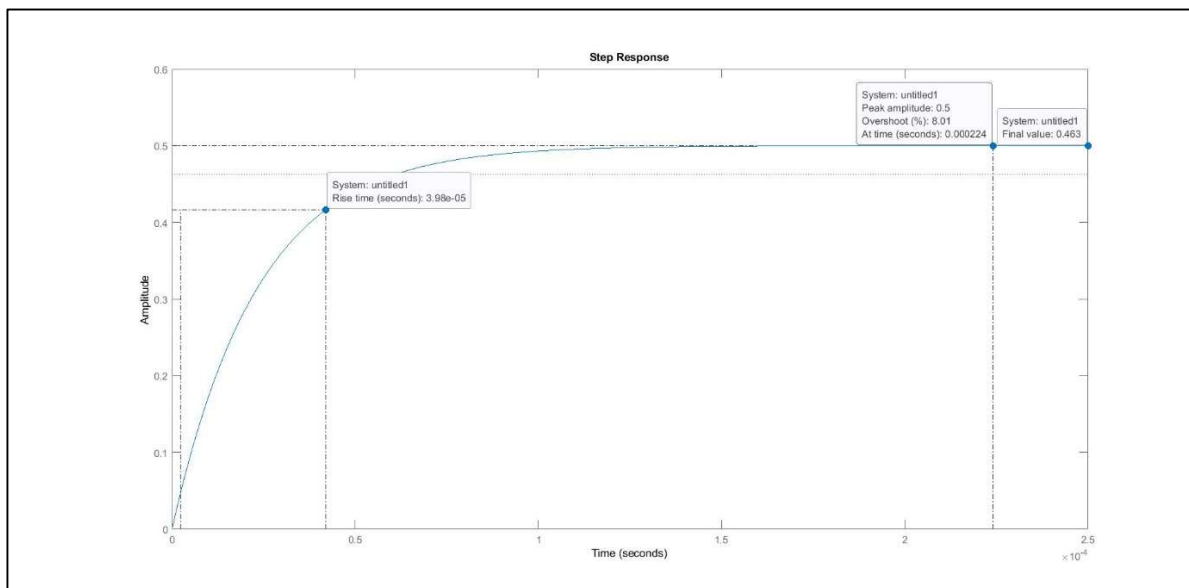
**Figura 69 - Resposta ao degrau com compensador, simulação 1.**



Fonte: Autor.

A simulação de comparação do sistema compensado e não-compensado para degrau igual a 0,5 é demonstrada nas Figuras (70 e 71):

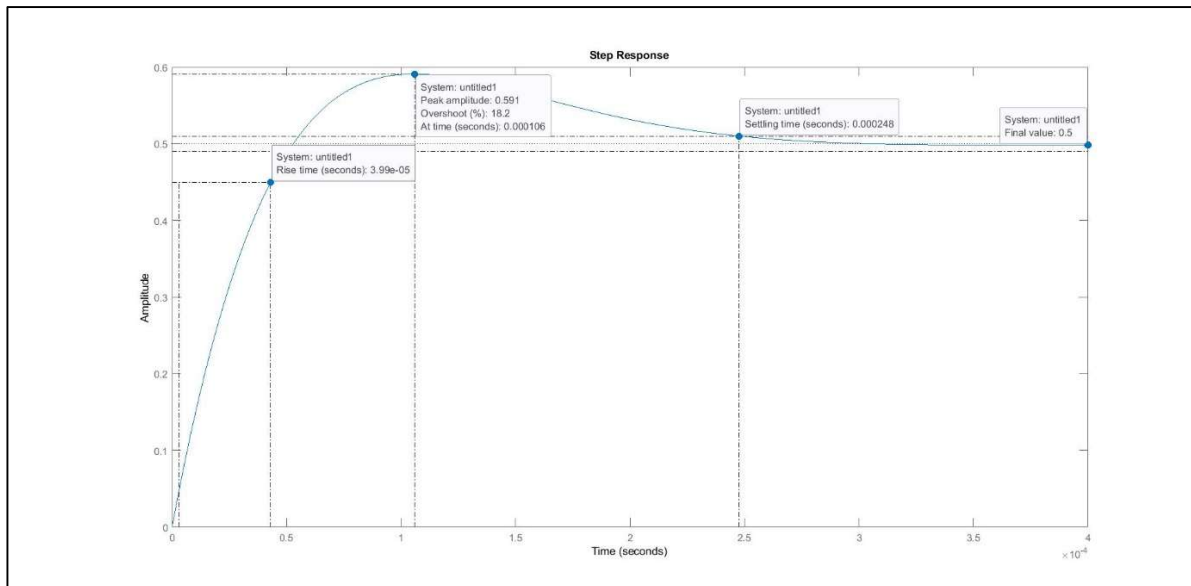
**Figura 70 - Resposta ao degrau sem compensador, simulação 2.**



Fonte: Autor.



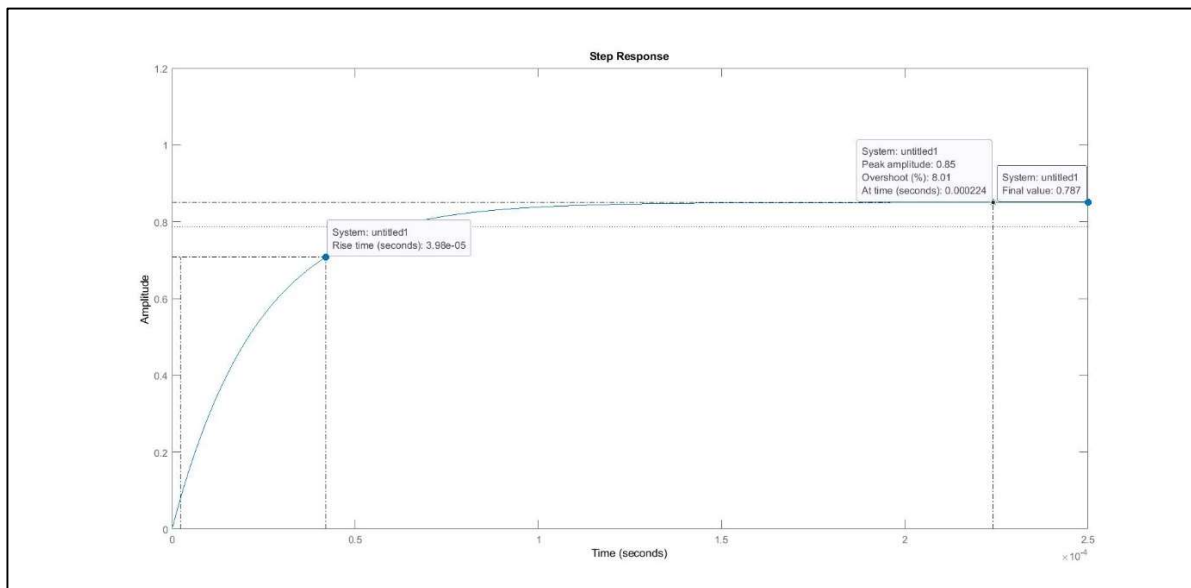
**Figura 71 - Resposta ao degrau com compensador, simulação 2.**



Fonte: Autor.

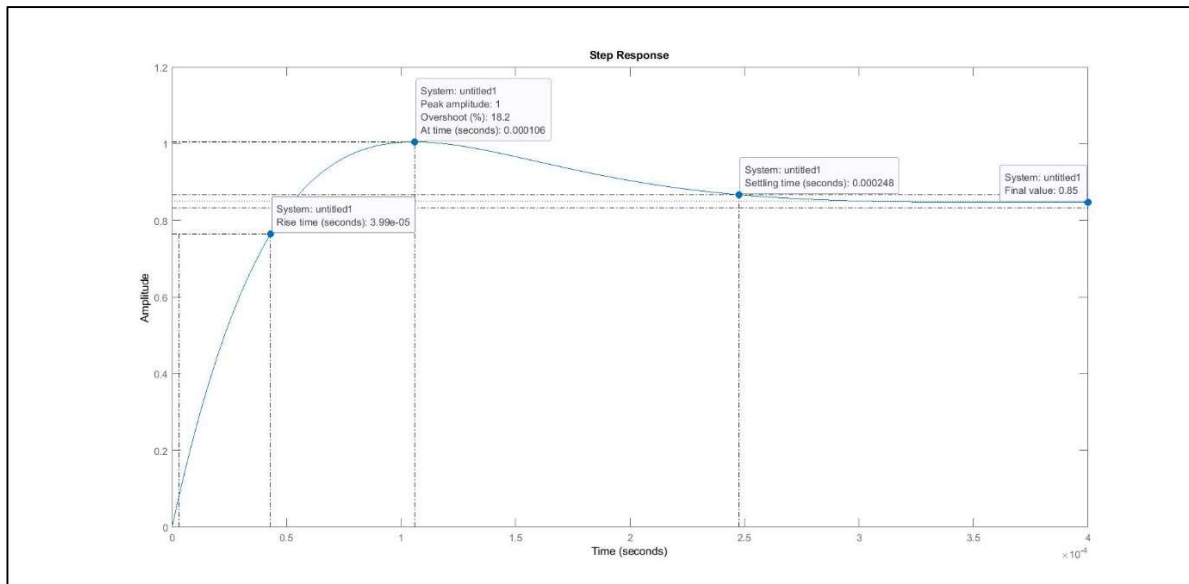
A simulação de comparação do sistema compensado e não-compensado para degrau igual a 0,85 é demonstrada nas Figuras (72 e 73):

**Figura 72 - Resposta ao degrau sem compensador, simulação 3.**



Fonte: Autor.

**Figura 73 - Resposta ao degrau com compensador, simulação 3.**

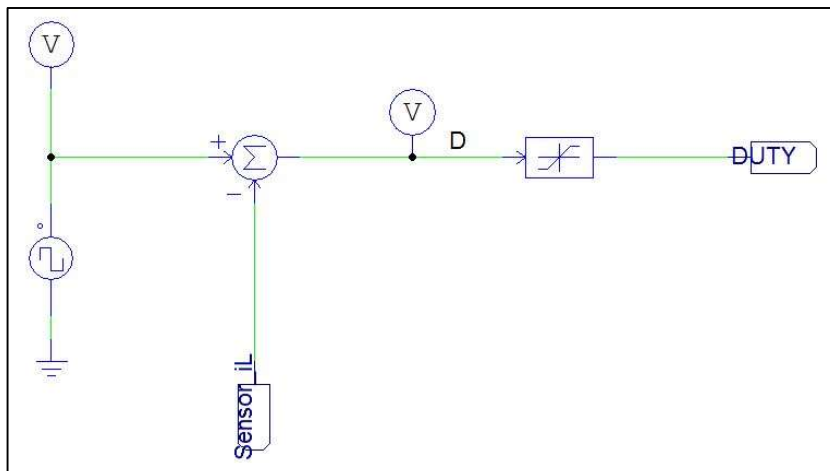


Fonte: Autor.

Realizando a simulação do conversor cc-cc buck-boost com realimentação negativa para a corrente média no indutor, utilizando o software *PSIM*<sup>®</sup>, dispõe-se dos esquemáticos representativos dos respectivos circuitos, dispostos nas Figuras (74 e 75).

O esquemático de controle representado na Figura (74) é composto por fonte de tensão independente de onda quadrada para simular os sinais de entrada no sistema e sinal de tensão proporcional proveniente do sensor de corrente, ligados ao bloco somador para gerar o sinal de erro objetivo de compensação da saída, assim como um bloco saturador do sinal de *duty cycle* representando seus limites.

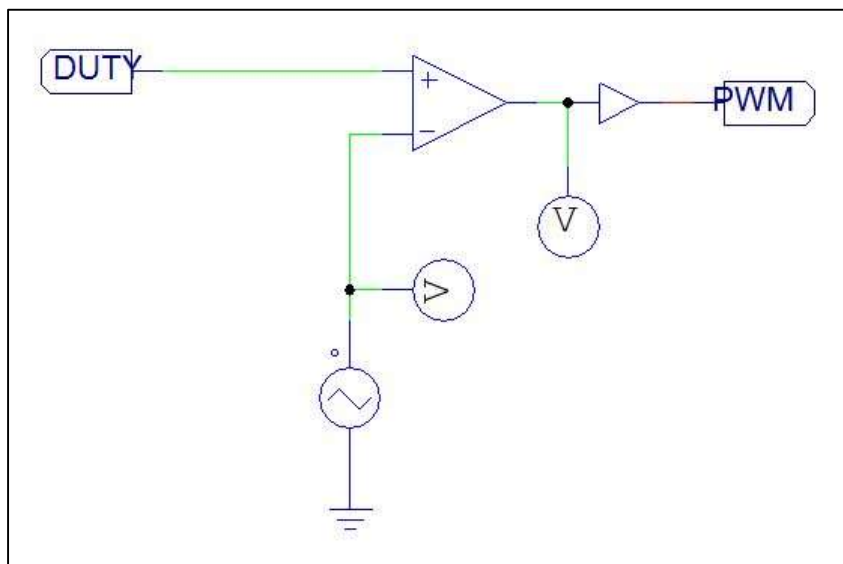
**Figura 74 - Esquemático de controle em malha fechada p/ corrente média no indutor.**



Fonte: Autor.

Conforme representado na Figura (75), o sinal de controle é destinado a um bloco comparador com sinal de onda triangular e frequência fixa de 62,5kHz para gerar o sinal PWM aplicado ao circuito de potência representado na “Figura 18 – Circuito de potência”.

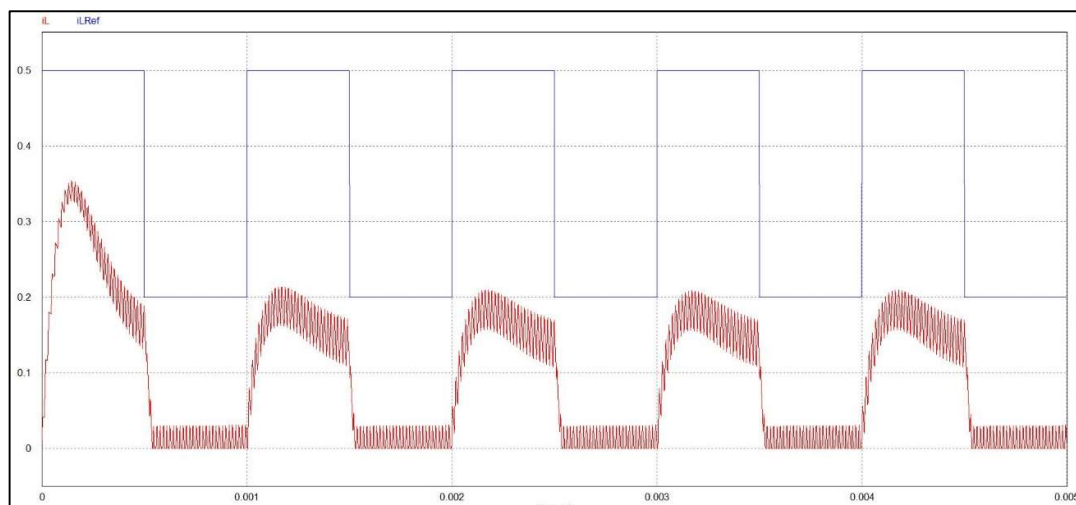
**Figura 75 - Esquemático para o atuador do sinal de controle em malha fechada.**



Fonte: Autor.

O resultado obtido para simulação da resposta do sistema em malha fechada sem compensador é demonstrado na Figura (76):

**Figura 76 - Respostas do sistema sem compensador em malha fechada.**



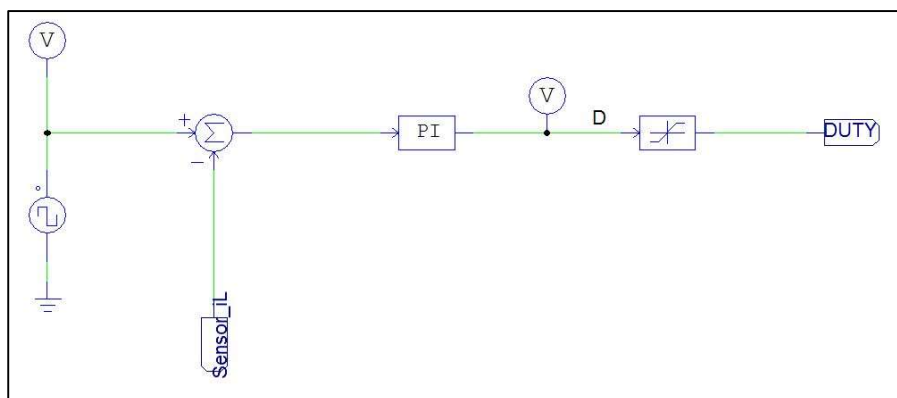
Fonte: Autor.

A Figura (76) demonstra o sinal da corrente média no indutor (vermelho) e os respectivos setpoints (azul). Logo, a ação do PWM na chave não se demonstra

capaz de estabilizar o sinal de saída para o valor desejado com ausência de compensação.

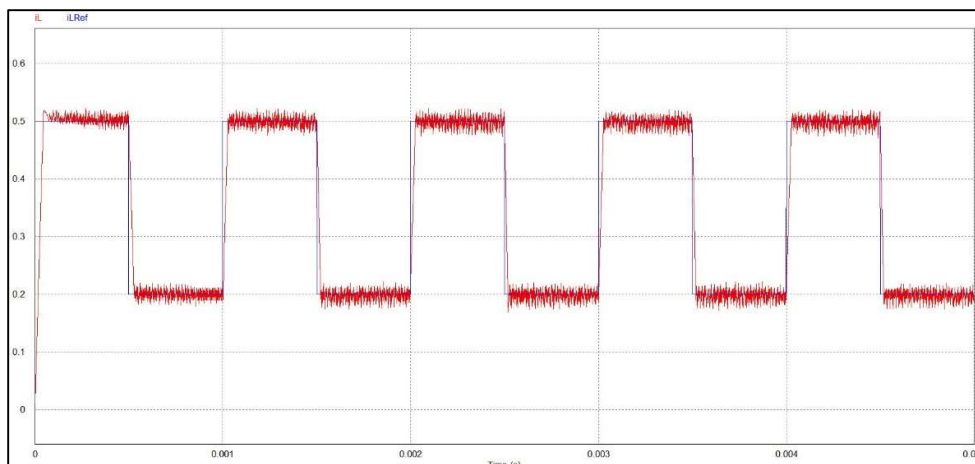
Adicionando o bloco de compensação PI (proporcional-integral) ao controle em malha fechada para corrente média no indutor, conforme demonstrado na Figura (77), e aplicando os valores correspondentes para o ganho proporcional e integral calculados no item “8.2. Controle PI...”, obtém-se as respostas apresentadas nas Figuras (78 e 79).

**Figura 77 - Esquemático de controle em malha fechada p/ corrente média no indutor c/ compensador.**



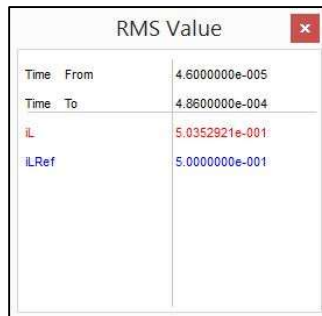
Fonte: Autor.

**Figura 78 - Respostas do sistema com compensador PI em malha fechada.**



Fonte: Autor.

**Figura 79 - Sistema compensado: Corrente RMS Indutor X Corrente Setpoint.**



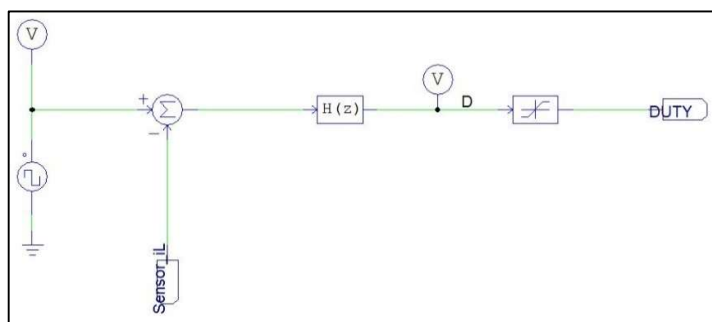
Fonte: Autor.

Analisando os valores obtidos da simulação, demonstrados nas Figuras (78 e 79), constata-se que o emprego do compensador PI é capaz de conduzir a resposta do sistema para o valor desejado, uma vez que a corrente média no indutor controlada pela ação do PWM na chave de comutação apresenta valor de 0,50 [A], logo, para este decimal, equivalente a corrente referência ou desejada (0,50 [A]).

### 7.3. CONTROLE PI (PROPORCIONAL INTEGRAL) DIGITAL DA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR

Considerando o assunto abordado no item “6.4 – Controle Digital” é realizada a simulação para o controlador digital PI com período de amostragem igual a  $16\mu\text{s}$  e respectivos coeficientes da equação correspondente ao compensador discretizado. Sendo o esquemático equivalente ao circuito de controle demonstrado pela Figura (80).

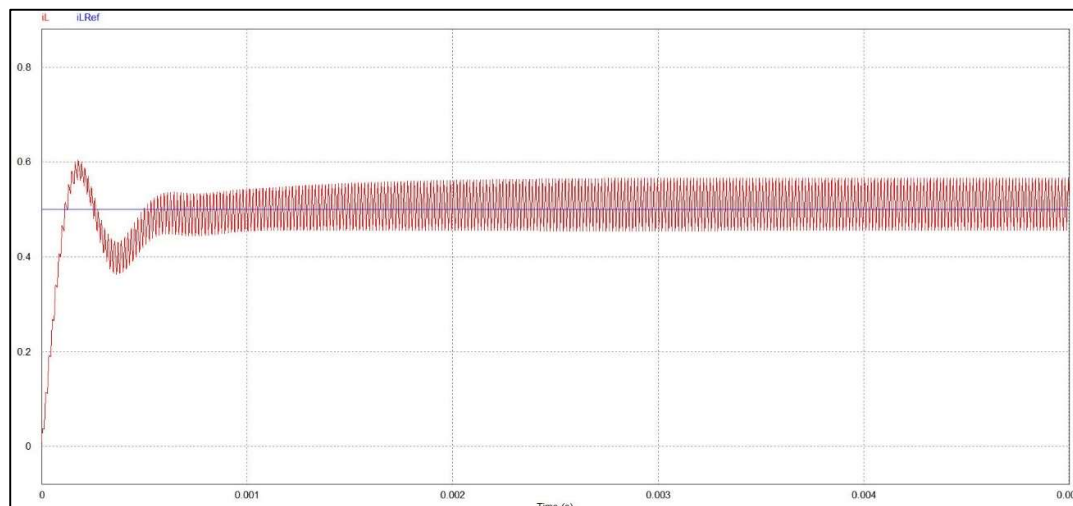
**Figura 80 - Esquemático de controle em malha fechada p/ corrente média no indutor c/ compensador discretizado.**



Fonte: Autor.

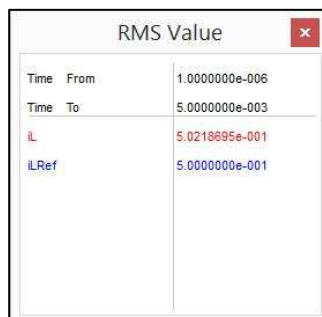
De acordo com o sistema transformado (Z) e método de Tustin para discretização do compensador PI, objetivando a implementação do controle digital na prática, após a entrada de valor desejado, a resposta obtida é demonstrada pela Figura (81).

**Figura 81 - Resposta do sistema com compensador PI discreto em malha fechada.**



Fonte: Autor.

**Figura 82 - Sistema compensado discreto: Corrente RMS Indutor X Corrente Setpoint.**



Fonte: Autor.

Portanto, a simulação realizada apresentada nas Figuras (81 e 82), demonstra a ação de controle para a corrente média no indutor através do *duty cycle* e sinal atuante de PWM, mantendo a resposta de saída 0,50[A] equivalente a entrada 0,50[A] para este decimal, além de sobrevalor menor que 20%, conforme as simulações realizadas para o projeto do compensador implementado.

## CAPÍTULO VIII – SISTEMA EMBARCADO

Para construção da plataforma experimental do conversor cc-cc buck-boost aplicado à eletrólise e respectivo controle da corrente média no indutor, embarcou-se os controles em microcontrolador de acordo com a modelagem realizada e cálculos efetuados.

O algoritmo implementado no microcontrolador permite:

- Conversão do *duty cycle* para bits representativos e envio ao registrador;
- Atribuição da frequência de trabalho desejada diretamente ao registrador;
- Leitura dos valores analógicos inseridos pelo potenciômetro, estabilização e envio para GUI através da comunicação serial;
- Leitura dos valores digitais inseridos pela GUI e envio de feedback através da comunicação serial;
- Leitura dos valores de frequência inseridos pela GUI e envio de feedback através da comunicação;
- Leitura dos valores analógicos provenientes do sensor de corrente, filtragem pela técnica de médias móveis e envio para a GUI através da comunicação serial;
- Leitura da chave seletora para definir o modo local (intervenção via campo) ou remoto (intervenção via software);
- Leitura dos valores analógicos provenientes do sensor de corrente, determinação das margens de histerese e envio para GUI através da comunicação serial;
- Controle por histerese da corrente média no indutor;
- Controle PI da corrente média no indutor.

Considerando o feedback da malha de controle retroalimentada, implementou-se um filtro média móvel para mitigar as interferências adquiridas do meio físico e que prejudicam o controle projetado em caso de sinal ruidoso.

### 8.1. FILTRO MÉDIA MÓVEL

O filtro média móvel é um filtro digital de resposta finita ao impulso, comumente empregado para mitigação e rejeição de ruídos de alta frequência e curta duração.

Tendo em vista o controle em malha fechada, se faz necessário conhecer o sinal de saída para realimentação da entrada para cálculo do erro. Sendo assim, o sinal de feedback da saída é conhecido através da aplicação de transdução/sensoriamento.

Para o controle digital em malha fechada, o sinal proveniente da placa de transdução é direcionado para a placa microcontrolada e, portanto, passível de ruídos devido aos condutores e contatos operando em alta frequência.

Contudo, os ruídos em altas frequências podem ser mitigados ou rejeitados via técnica digital com a aplicação de filtros, permitindo melhor aquisição de dados ao microcontrolador, consequentemente, controle e monitoramento.

A equação que representa a convolução dos sinais de entrada em tempo discreto para emprego do filtro FIR tipo média móvel, considerando  $M_T$  valores de entrada:

$$y[n] = \frac{1}{M_T} \sum_{k=M_1}^{M_2} x[n-k] \quad (10.1)$$

$$M_T = M_2 - M_1 + 1 \quad (10.2)$$

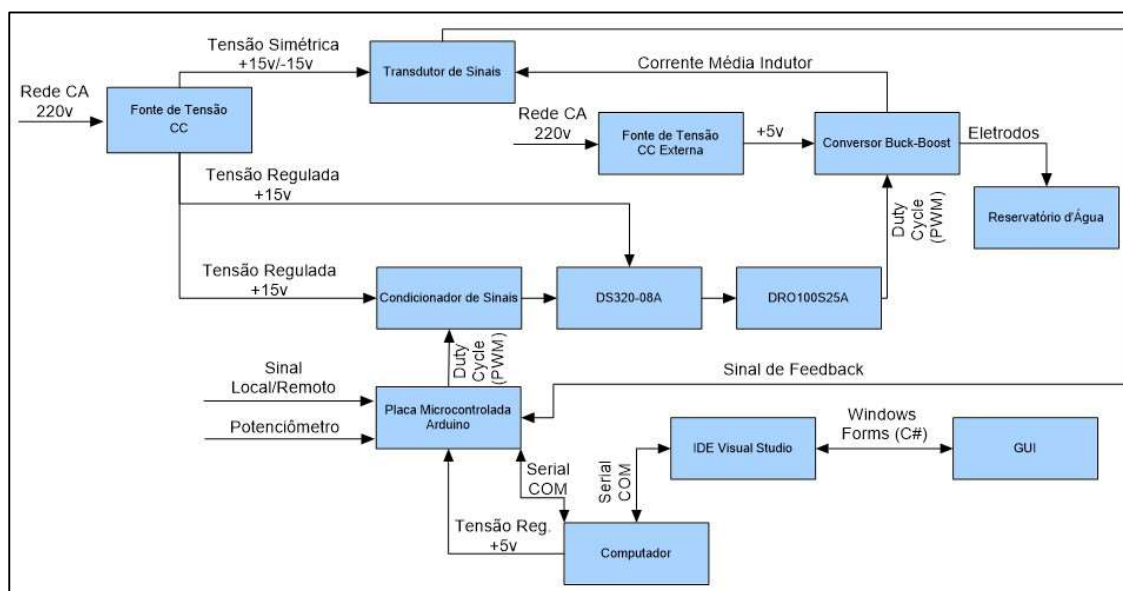
Para o projeto executado, foi implementado o filtro de médias móveis ao microcontrolador para mitigar o efeito dos ruídos ao sinal objeto de controle. Logo, o controle digital e monitoramento da corrente média no indutor realizados, advêm do sinal filtrado amostrado (vide apêndice A).



## CAPÍTULO IX – MATERIAIS, MÉTODOS E APLICAÇÃO

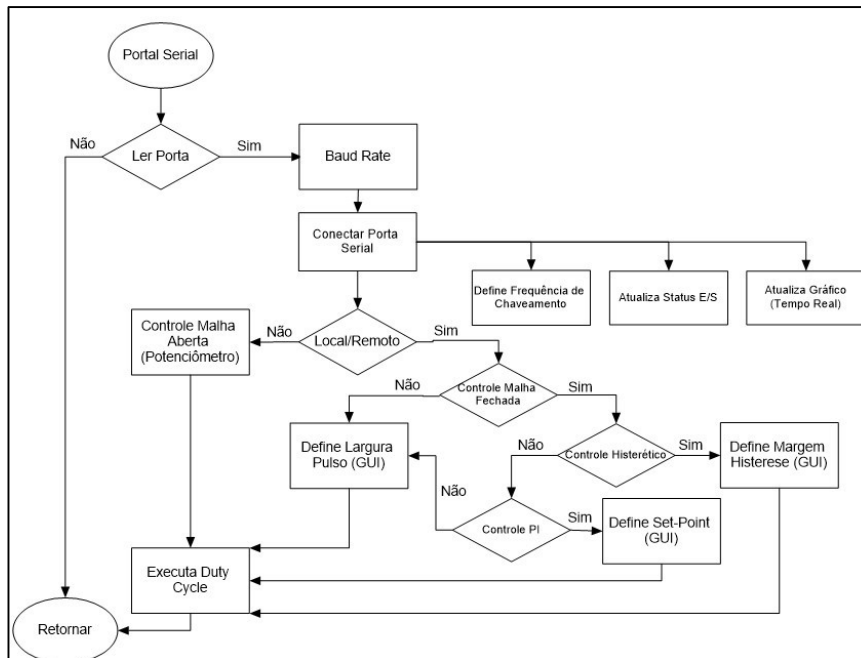
Na figura (83) é apresentada a implementação do eletrolisador controlado via supervisor, representado através de diagrama de blocos:

**Figura 83 - Diagrama de Blocos do Eletrolisador Implementado.**



Fonte: Autor.

O sistema é operado através de interface gráfica ao usuário, sendo esta responsável pela parametrização do conversor cc-cc buck-boost, monitoramento da variável de processo e definição dos modos de controle, conforme ilustrado na Figura (84).

**Figura 84 - Fluxograma de Operação da Aplicação.**

Fonte: Autor.

### 9.1. FONTE DE TENSÃO REGULADA E SIMÉTRICA

A alimentação do equipamento é realizada através da fonte de tensão regulada e simétrica, sendo composta por transformador de potência, diodos retificadores, capacitores e CI regulador de tensão.

Os materiais utilizados são apresentados na Tabela (4):

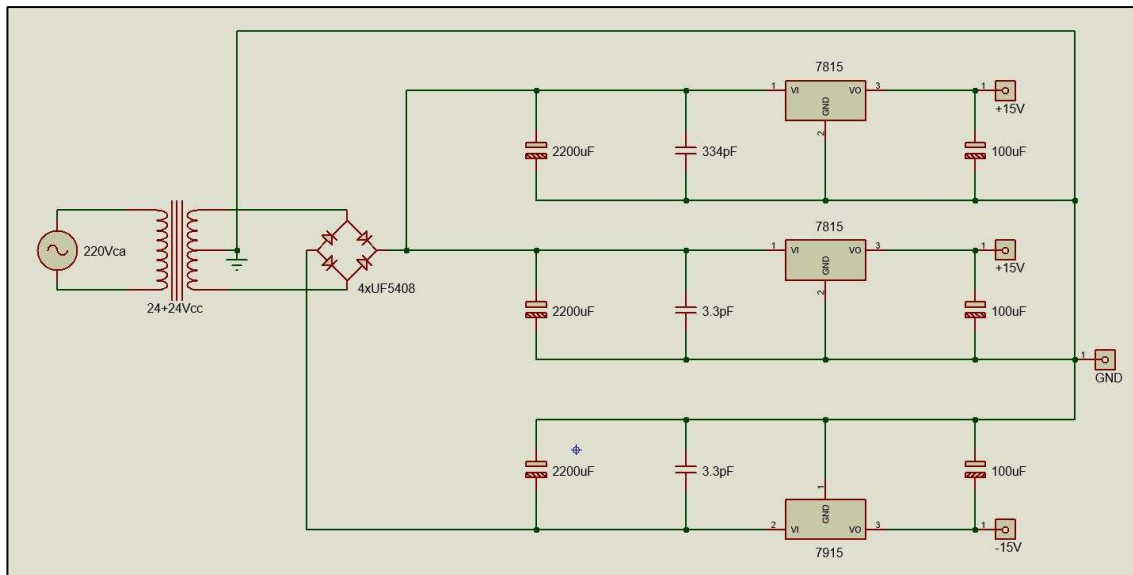
**Tabela 4 - Componentes das fontes de tensão implementadas.**

| Descrição                          | Quantidade |
|------------------------------------|------------|
| Transformador 220Vca, 24+24Vcc, 3A | 1          |
| Diodo UF5408                       | 4          |
| Capacitor eletrolítico 35V, 2200µF | 3          |
| Capacitor eletrolítico 35V, 100µF  | 3          |
| Capacitor cerâmico 3,3pF, 50V      | 2          |
| Capacitor poliéster 334pF, 250V    | 1          |
| CI Regulador de Tensão L7815       | 2          |
| CI Regulador de Tensão L7915       | 1          |

Fonte: Autor.

O esquemático do circuito é apresentado a seguir, conforme a Figura (85):

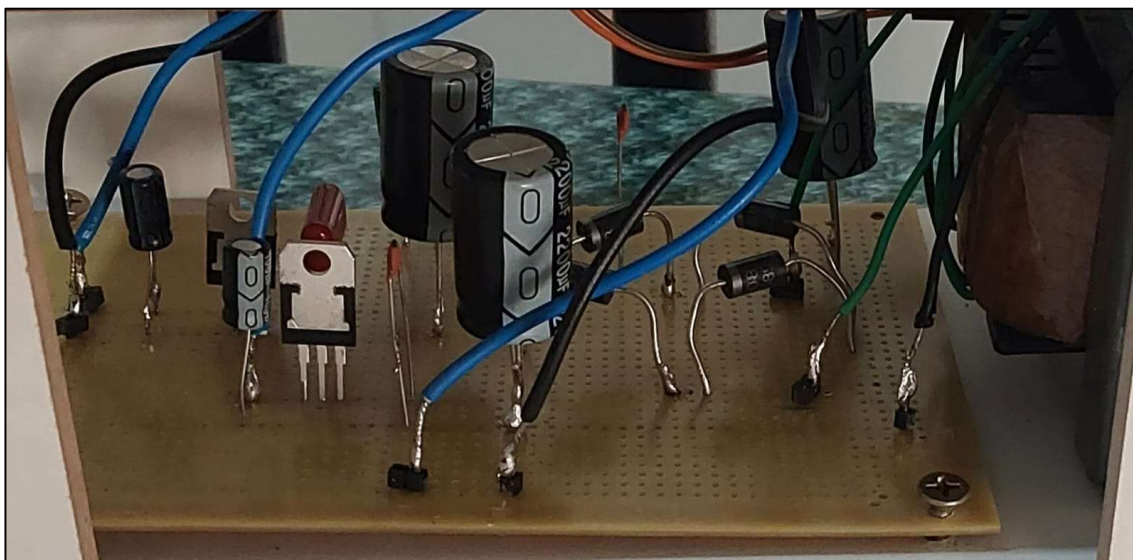
**Figura 85 - Fonte de tensão regulada e simétrica.**



Fonte: Autor.

A placa construída para fonte de tensão regulada e simétrica utilizada em projeto é demonstrada na Figura (86).

**Figura 86 - Fonte de tensão regulada e simétrica experimental.**



Fonte: Autor.

## 9.2. MICRONCONTROLADOR

Os microcontroladores são circuitos eletrônicos compactos (integrados) dotados de processador, responsável pelas funções lógicas e aritméticas, memórias para armazenamento de dados e periféricos de entrada e saída. Amplamente empregados visando o recebimento, tratamento e tomadas de decisões, portanto, aplicados a sistemas embarcados e automatização de dispositivos, visto sua capacidade de execução de tarefas à baixo custo e de consumo de energia.

Dentre as famílias de microcontroladores comumente empregadas, devido à versatilidade, recursos e desempenho, podem ser destacadas as seguintes: AVR, PIC e ARM.

Tendo em vista a aplicação experimental/prática do controle digital do conversor cc-cc buck-boost e desenvolvimento de interface ao usuário, assim como a disponibilidade de hardware para tal, escolheu-se a placa microncontrolada Arduino Mega 2560, cujo microcontrolador é pertencente à família AVR, sendo este, o ATmega2560.

Sendo assim, a placa microcontrolada possui as seguintes configurações de hardware, conforme a Tabela (5):

**Tabela 5 - Características da placa microcontrolada ATMEGA2560.**

|                                 |                          |
|---------------------------------|--------------------------|
| Microcontrolador                | Atmega2560               |
| Tensão operacional              | 5V                       |
| Tensão de entrada (recomendada) | 7-12V                    |
| Tensão de entrada (limite)      | 6-20V                    |
| Pinos de E/S digitais           | 54 (15 saídas PWM)       |
| Pinos de entrada analógica      | 16 (10bits de resolução) |
| Corrente CC por pino de E/S     | 20mA                     |
| Corrente CC para pino de 3,3V   | 50mA                     |
| Memória flash                   | 256KB (8KB bootloader)   |
| SRAM                            | 8KB                      |
| EEPROM                          | 4KB                      |
| Velocidade do Clock             | 16MHz                    |
| Comprimento                     | 101,52mm                 |
| Largura                         | 53,3mm                   |
| Peso                            | 37g                      |

Fonte: Autor.

Ademais, alguns pinos E/S dispõe de funcionalidades especiais, tal como, comunicação serial, interrupções externas, PWM, SPI, LED e TWI.

Para o desenvolvimento da plataforma de interface ao usuário e controle digital do conversor cc-cc buck-boost foram utilizados os recursos de hardware tal

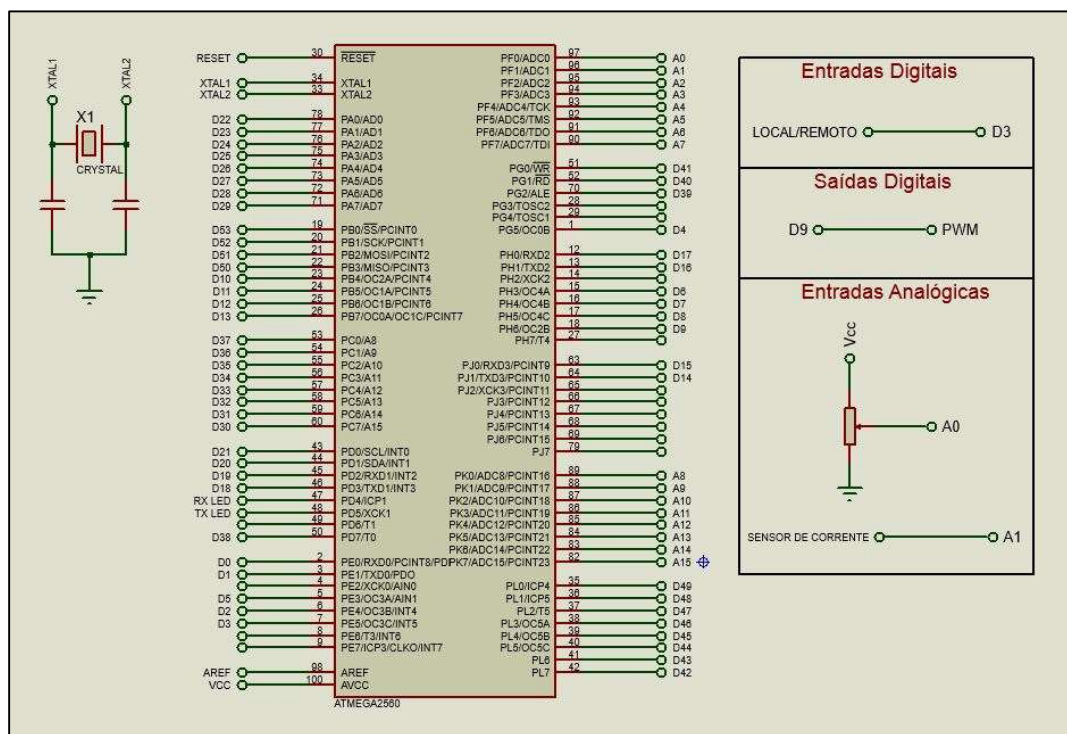
como: comunicação serial, entradas digitais, entradas analógicas, saída PWM, registrador e comparador.

### 9.3. PLACA MICROCONTROLADA

A placa microcontrolada Arduino Mega 2560 foi utilizada para realizar o controle digital do conversor cc-cc buck-boost, armazenar, processar e enviar as informações através da comunicação serial para a GUI (interface gráfica do usuário) desenvolvida como aplicativo do Windows Forms em linguagem C#.

Na Figura (87) são apresentadas as entradas e saídas utilizadas na placa microcontrolada para o projeto realizado:

**Figura 87 - Microcontrolador ATmega2560: esquemático das E/S utilizadas em projeto.**



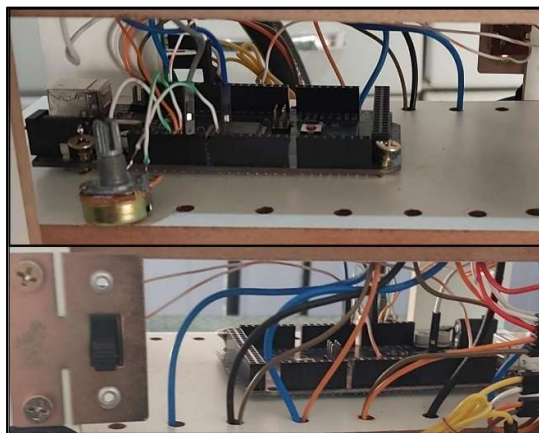
Fonte: Autor.

Os materiais utilizados são apresentados na Tabela (6):

**Tabela 6 - Componentes implementados na placa microcontrolada.**

| Descrição                  | Quantidade |
|----------------------------|------------|
| Arduino Mega 2560 Rev3     | 1          |
| Cabo Shield USB Tipo AB    | 1          |
| Potenciômetro 10k $\Omega$ | 1          |
| Mini chave SS12F46         | 1          |

Fonte: Autor.

**Figura 88 - Placa microcontrolada ArduinoMega2560: circuito implementado, vistas laterais.**

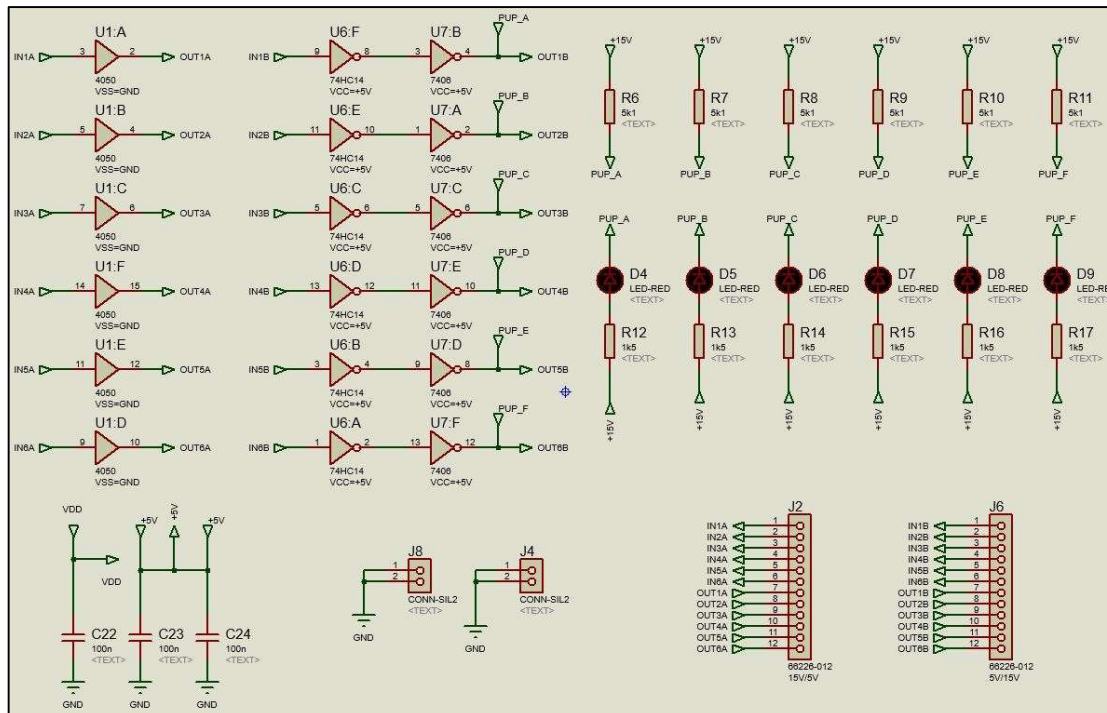
Fonte: Autor.

#### 9.4. CONDICIONADOR DE SINAIS

Para realizar o acionamento da chave de potência (MOSFET) necessitou-se de um circuito para condicionamento dos sinais, visto que a magnitude do sinal em PWM proveniente da placa microcontrolada é insuficiente para realizar sua comutação.

Portanto, o circuito que representa o adaptador de níveis de sinais, composto de buffers é representado conforme a Figura (89):

**Figura 89 - Esquemático do adaptador de níveis de tensão: +5V/+15V, +15V/+5V.**



Fonte: NUPSE-IFG, 2016.

O circuito é composto por CI SN7414N que funciona como inversor hexagonal Schmitt-trigger, possuindo limiares de tensão de entrada distintos para sinais positivos e negativos, possuindo alimentação em 5V. Dentre suas aplicações, são empregados para recuperação de sinais pulsados, tal como ondas quadradas e seus tempos de duração.

Operando em conjunto com o Schmitt-trigger, o CI SN7406 é um buffer/driver que apresenta tensão a níveis de operação de circuitos MOS, assim como é empregado para acionamento de cargas de alta corrente (ex. lâmpadas e relés). Possui entrada em 5V e saída a 30V com corrente de dissipação na ordem de 40mA.

Para adaptar um nível de tensão de entrada de 15V a 5V é empregado em conjunto com o circuito, o CI CD4049, sendo este um buffer inversor hexagonal que realiza conversão lógica de nível alto para baixo, sendo também, usados como conversores CMOS para DTL/TTL.

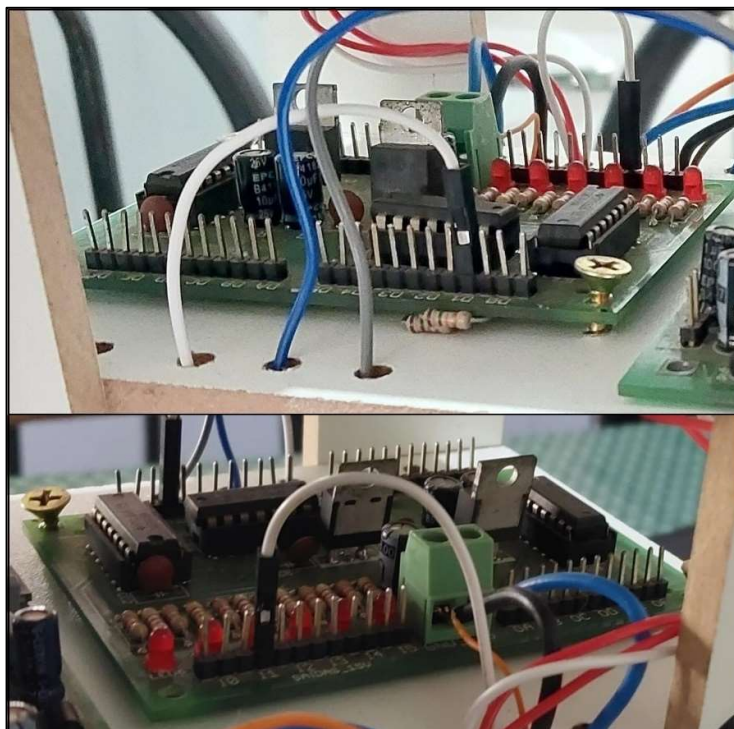
Para a regulação da tensão do circuito são empregados os CIs L7805 e LM1086, sendo estes, reguladores de tensão fixa e ajustável, empregados para aplicações que se deseja baixa queda de tensão, limitação interna da corrente e rápida resposta a transientes.



Ademais, foram empregados resistores para limitação de corrente, capacitores de filtro e LEDs indicadores.

Na Figura (90) é apresentada a placa de condicionamento de sinais/adaptador de níveis de tensão utilizado em projeto:

**Figura 90 - Adaptador de níveis de tensão.**



Fonte: Autor.

## **9.5. FONTE CHAVEADA ISOLADA E DRIVER ISOLADO**

A comutação da chave de potência é realizada através do circuito de controle microcontrolado, após a adaptação do nível do sinal. Logo, visando o isolamento entre o circuito de controle e potência, se faz necessário o emprego de um circuito para tal necessidade.

Sendo assim, o driver isolado simples DRO100S25A alimentado através da fonte chaveada isolada DS320-08A é implementado para cumprir com o objetivo proposto.

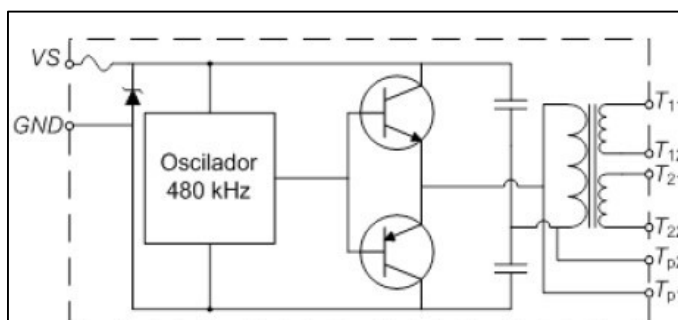
A fonte chaveada isolada (isolamento galvânico) de dois canais é composta por conversor estático operando mediante ao oscilador de 480kHz, transistores



comutadores de onda quadrada e transformador de pulso. É suprida a 15V (“VS”-“GND”) e possui tensão eficaz de saída (“T11”-“T12” e “T21”-“T22”) de 35V na forma de onda quadrada e garante proteção contra curto-circuito e sobretensão.

A seguir dispõe-se da fonte chaveada isolada implementada em projeto, conforme demonstrado nas Figuras (91 e 92):

**Figura 91 - Fonte chaveada isolada DS320-08A.**



Fonte: Supplier Ind.

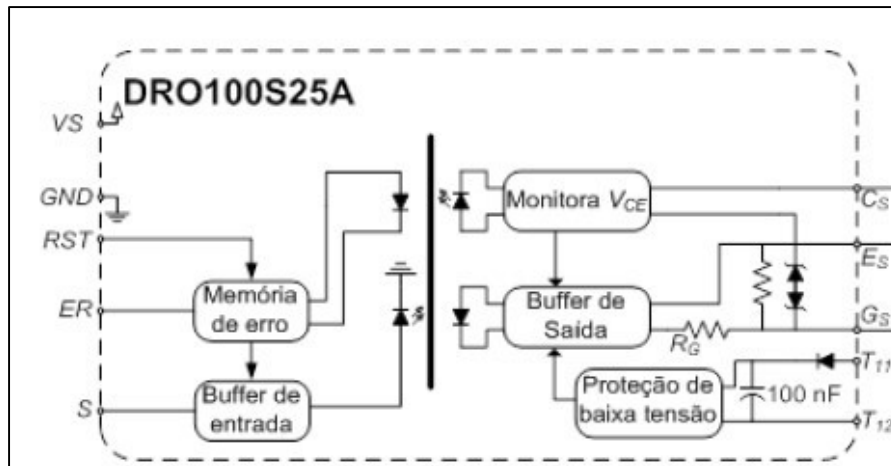
**Figura 92 - Fonte chaveada isolada.**



Fonte: Autor.

O driver isolado simples, conforme apresentado na Figura (93), possui 1 canal com isolamento garantido por optacoplador, frequência de operação até 100kHz, corrente de pico máxima na saída de 2,5A e possibilita o acionamento de transistores de potência com tensões até 1200V. Ademais, possui monitoramento da tensão entre coletor e emissor protegendo contra eventuais curto-circuitos.

Figura 93 - Driver isolado simples DRO100S25A.



Fonte: Supplier Ind.

A alimentação do driver é realizada em 15V e o sinal de comutação proveniente do PWM é direcionado a entrada “S” (set) com nível lógico alto em 15V e baixo em 0V.

Um erro “ER” é apresentado caso haja curto-circuito ou baixa tensão, sendo armazenado em memória. A memória é reiniciada através do pulso na entrada “RST”.

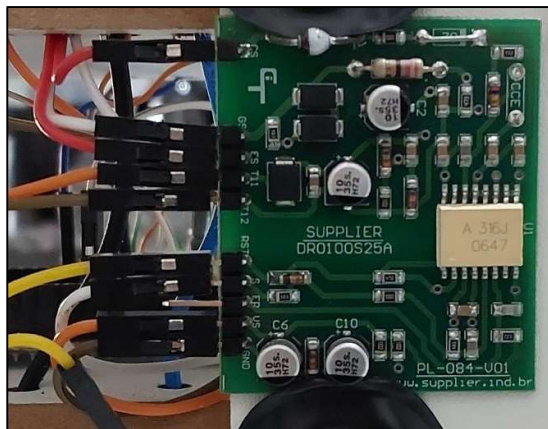
Nas entradas “T11” e “T12” é inserida a alimentação isolada galvanicamente advinda da fonte chaveada isolada, garantindo completa isolamento entre o circuito de controle e potência.

Nos pinos “Cs”, “Es” e “Gs” são destinados a inserção da chave de potência, sendo o sinal entre gate-emissor compreendido entre +17V em nível lógico alto e -8,5V em nível lógico baixo.

O terminal “Gs” é conectado ao gate do MOSFET, o coletor e emissor seguem conectados entre si para fechar o circuito do buffer, posteriormente direcionado ao terminal source da chave de potência, garantindo a tensão VGS necessária para comutação. Sendo assim, a configuração do circuito de potência segue com operação da chave para comutação do circuito através do GND.

Na Figura (94) é demonstrado o driver isolado simples utilizado em projeto:

Figura 94 - Driver isolado simples.



Fonte: Autor.

## 9.6. CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST

O circuito de potência resume-se a um conversor cc-cc buck-boost para o controle de tensão na carga, assim como o controle da corrente média no indutor.

A placa eletrônica construída é composta por fonte de alimentação externa, transistor de potência MOSFET, indutor, diodo de recuperação rápida, capacitor de filtro e resistor (carga).

Logo, conforme a Tabela (7), os seguintes materiais foram implementados:

Tabela 7 - Componentes do conversor cc-cc buck-boost implementado.

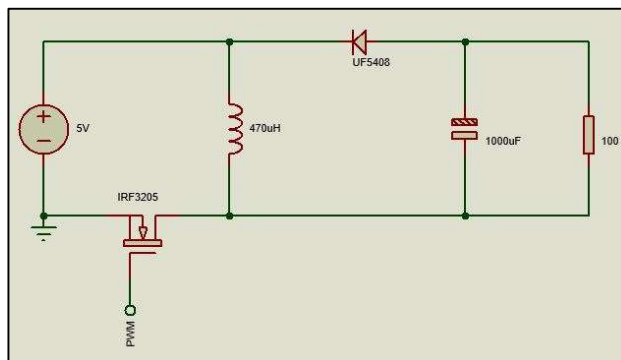
| Descrição                                                   | Quantidade |
|-------------------------------------------------------------|------------|
| Fonte de tensão externa STA-U12BR, 100-240Vca, 5.1Vcc, 0.7A | 1          |
| Indutor 470 $\mu$ H                                         | 1          |
| Diodo UF5408                                                | 1          |
| Capacitor eletrolítico 1000 $\mu$ F, 35V                    | 1          |
| Resistor 100 $\Omega$ , 5W                                  | 1          |
| MOSFET IRF3205                                              | 1          |

Fonte: Autor.

Para fins práticos e de disponibilidade, adotou-se um transistor de efeito de campo IRF3205 (MOSFET) para chave de comutação, além de, indutor comercial com valor próximo a indutância crítica calculada. O capacitor adotado possui valor aproximadamente 45 vezes maior ao calculado (respeitando a condição da capacitância mínima), visto que este conversor não possui boa resposta a transientes de corrente, segundo TREVISI, 2006.

Adiante, na Figura (95), segue o esquemático ilustrativo que representa o conversor cc-cc buck-boost:

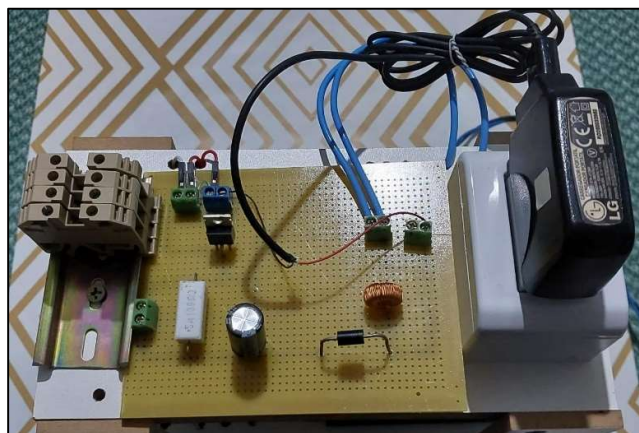
**Figura 95 - Esquemático conversor cc-cc buck-boost.**



Fonte: Autor.

A seguir, na Figura (96), é demonstrando o conversor cc-cc buck-boost implementado em projeto:

**Figura 96 - Conversor CC-CC Buck-Boost.**



Fonte: Autor.

## 9.7. TRANSDUTOR DE SINAIS

O transdutor de sinais é usado para estabelecer a malha fechada para o controle da corrente média no indutor, visto que é responsável pelo feedback da resposta de saída do sistema.

Esta placa possui um transdutor de corrente (LA55-P) que utiliza o efeito Hall, enlaçando o campo magnético gerado pelo condutor e estima com precisão a

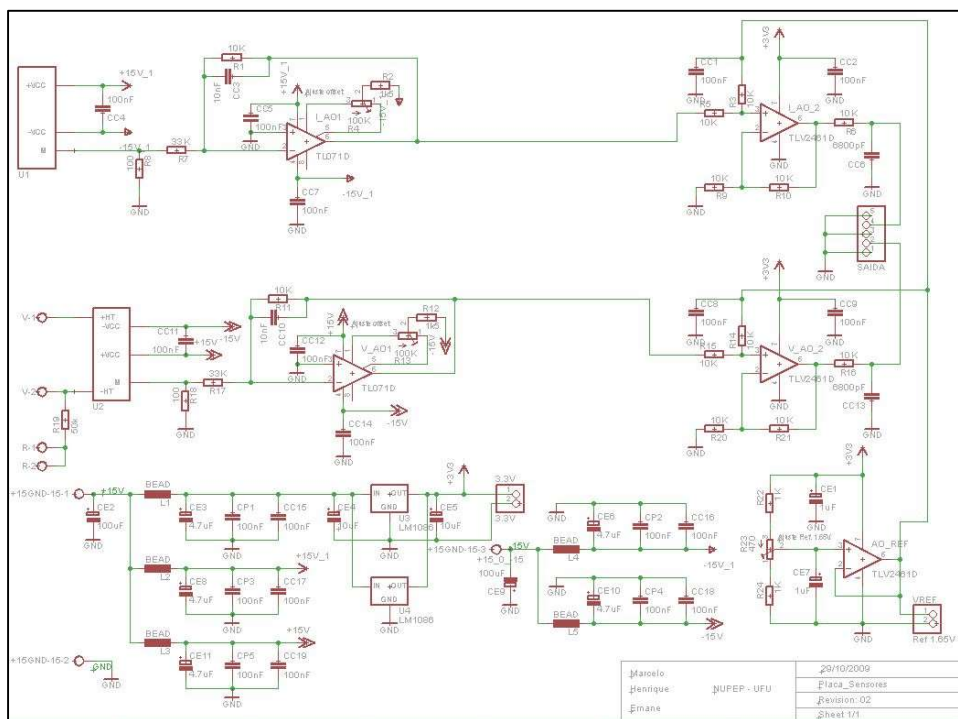
corrente circulante, além de, transdutor de tensão (LV25-P) que utiliza a proporcionalidade entre corrente e tensão para realizar o sensoriamento.

Composta também por amplificadores operacionais e reguladores de tensão ajustáveis para garantir a precisão da medição realizada e converter a níveis adequados de tensão para a leitura, tratamento e monitoramento das grandezas sensoriadas.

Para o projeto implementado utilizou-se apenas o sensor de corrente que realiza a leitura série com o indutor do conversor cc-cc buck-boost, converte a níveis de tensão e após linearização, estabelece-se a relação entre a grandeza medida e o sinal de leitura analógico lido pelo microcontrolador.

O esquemático do circuito da placa de transdução de sinais é representado abaixo, conforme a Figura (97):

**Figura 97 - Transdutor de Sinais.**



Fonte: NUPEP-UFU, 2009.

A seguir, demonstrada pela Figura (98), segue a placa de transdução de sinais utilizada:

Figura 98 - Transdutor de sinais.



Fonte: Autor.

Haja vista a escolha de monitoramento da corrente e, portanto, o uso do sensor de corrente, foram empregadas quatro voltas do condutor para melhorar a precisão das medições (4:1000), sabendo que seu fator de conversão é na ordem de 1:1000 e conhecendo a corrente máxima do circuito de potência implementado que não atingirá 12,5A. Conforme explanado, as características do sensor são apresentadas na Tabela (8):

Tabela 8 - Características do sensor de corrente implementado.

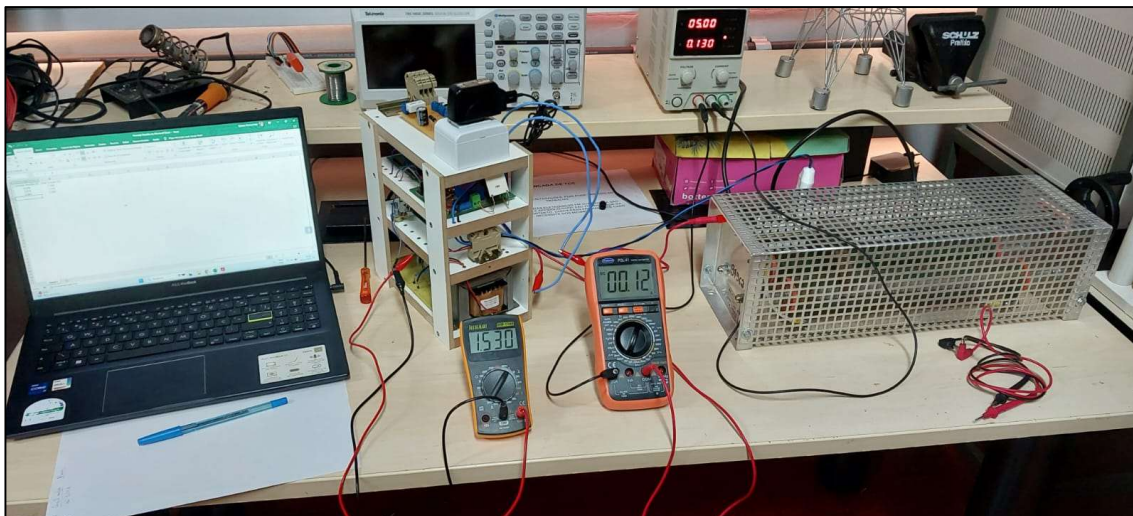
|                                  |                 |
|----------------------------------|-----------------|
| Sensor                           | LA55-P          |
| Tensão de alimentação            | $\pm 12..15V$   |
| Corrente nominal do primário     | 50 <sup>a</sup> |
| Corrente nominal do secundário   | 50mA            |
| Taxa de conversão                | 1:1000          |
| Temperatura ambiente de operação | -25°C..+85°C    |

Fonte: Autor.

Para o monitoramento da corrente média no indutor através da placa de transdução de sinais, anteriormente, realizou-se a calibração de offset e ensaio com reostato para traçar a curva característica, obtendo dessa forma a equação que representa a relação entre a corrente mensurada e o sinal analógico resultante de tensão na saída do sensor. Como demonstrado na Figura (99):



**Figura 99 - Calibração do offset da placa de transdução de sinais e ensaio.**



Fonte: Autor.

A metodologia adotada para o ensaio consistiu na variação do reostato de  $200\Omega/1kW$  e acompanhamento da tensão de saída da placa de transdução, assim como a corrente circulante no primário para estabelecer a relação entre as duas grandezas.

A calibração do offset de medição para a corrente foi definida para 1,5V que representa 0A no primário, logo, ausência de corrente circulante.

As variações foram definidas para saltos de 10mV compreendidos entre o range de 1,5V e 1,97V.

Sendo assim, os seguintes resultados foram adquiridos, tal como demonstrados na Tabela (9):

**Tabela 9 - Valores ensaiados em bancada para placa de transdução.**

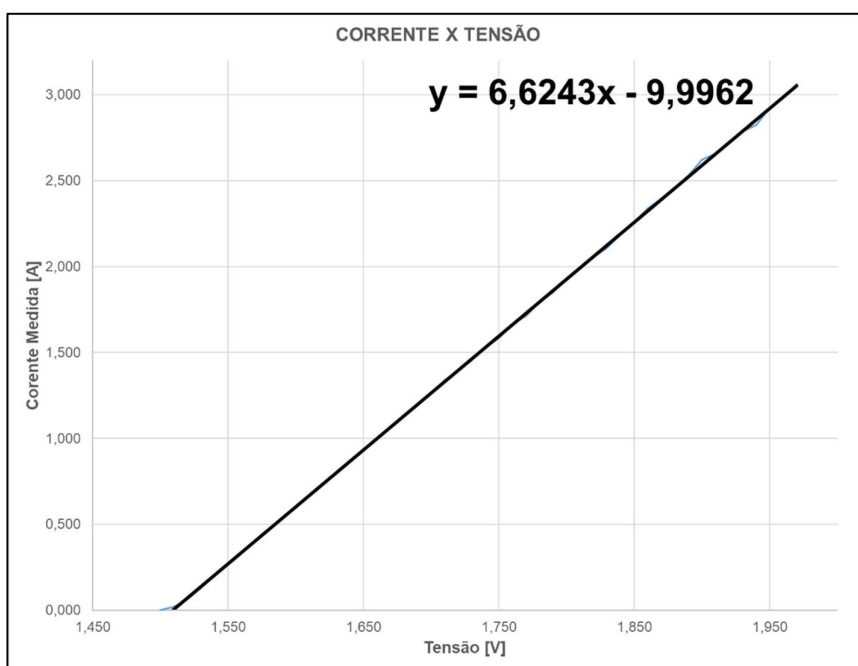
| Sinal de tensão [V] | Sinal de Corrente [A] | Sinal de tensão [V] | Sinal de Corrente [A] |
|---------------------|-----------------------|---------------------|-----------------------|
| 1,500               | 0,000                 | 1,740               | 1,530                 |
| 1,510               | 0,019                 | 1,750               | 1,585                 |
| 1,520               | 0,063                 | 1,760               | 1,667                 |
| 1,530               | 0,130                 | 1,770               | 1,714                 |
| 1,540               | 0,199                 | 1,780               | 1,795                 |
| 1,550               | 0,267                 | 1,790               | 1,850                 |
| 1,560               | 0,332                 | 1,800               | 1,930                 |
| 1,570               | 0,400                 | 1,810               | 1,994                 |
| 1,580               | 0,465                 | 1,820               | 2,057                 |
| 1,590               | 0,534                 | 1,830               | 2,110                 |
| 1,600               | 0,598                 | 1,840               | 2,190                 |
| 1,610               | 0,663                 | 1,850               | 2,263                 |
| 1,620               | 0,732                 | 1,860               | 2,340                 |
| 1,630               | 0,794                 | 1,870               | 2,395                 |
| 1,640               | 0,865                 | 1,880               | 2,460                 |
| 1,650               | 0,934                 | 1,890               | 2,531                 |
| 1,660               | 1,000                 | 1,900               | 2,623                 |

| Sinal de tensão [V] | Sinal de Corrente [A] | Sinal de tensão [V] | Sinal de Corrente [A] |
|---------------------|-----------------------|---------------------|-----------------------|
| 1,670               | 1,064                 | 1,910               | 2,657                 |
| 1,680               | 1,132                 | 1,920               | 2,728                 |
| 1,690               | 1,200                 | 1,930               | 2,785                 |
| 1,700               | 1,262                 | 1,940               | 2,825                 |
| 1,710               | 1,338                 | 1,950               | 2,927                 |
| 1,720               | 1,393                 | 1,960               | 2,988                 |
| 1,730               | 1,455                 | 1,970               | 3,065                 |

Fonte: Autor.

Realizando a linearização para equação da reta representada pelos valores ensaiados, obtém-se o resultado representado pela Figura (100):

**Figura 100 - Gráfico linearizado do sinal de corrente em função do sinal de tensão.**



Fonte: Autor.

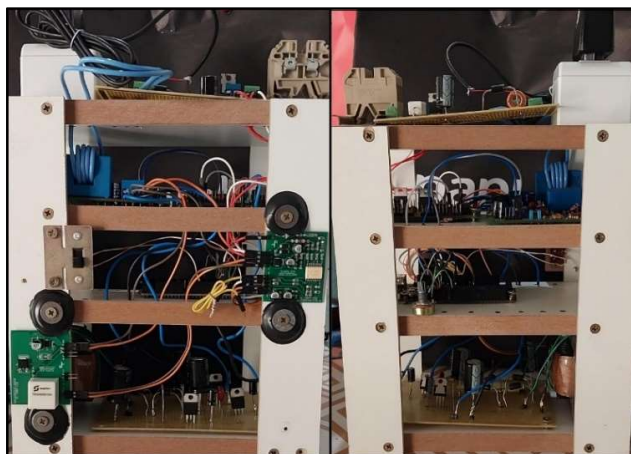
Logo, encontrada uma função aproximada para a corrente medida através da técnica de linearização, tornando possível o recebimento da informação mediante a entrada analógica em tensão da placa microcontrolada e posterior tratamento do sinal digital utilizando a conversão binária.



## 9.8. HARDWARE INTEGRADO

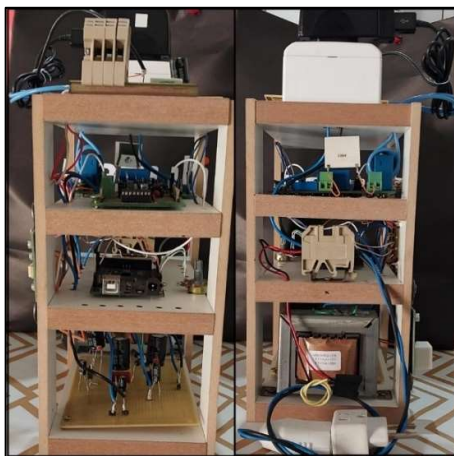
As Figuras (101, 102 e 103) demonstram o hardware completamente integrado com as partes individuais descritas nos tópicos anteriores, de acordo com a montagem realizada:

**Figura 101 - Equipamento vista anterior e posterior.**



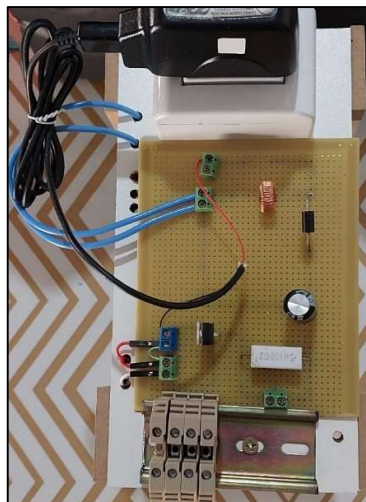
Fonte: Autor.

**Figura 102 - Equipamento vistas laterais.**



Fonte: Autor.

**Figura 103 - Equipamento vista de topo.**

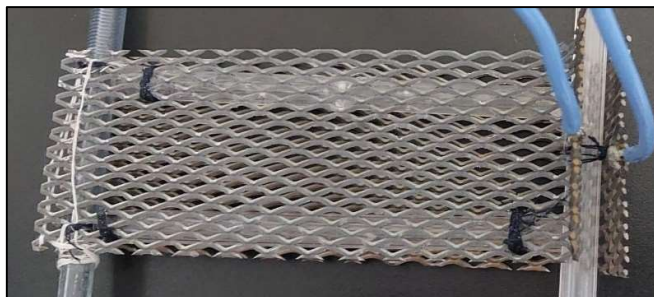


Fonte: Autor.

### **9.9. ELETRODOS EM MALHA DE TITÂNIO**

Na Figura (104) são demonstrados os eletrodos de titânio aplicados para o trabalho de eletrólise aquosa, escolhidos devido a sua característica de alta condutividade e resistência à corrosão. Logo, duas malhas de titânio com dimensões igual a 150x50x1mm.

**Figura 104 - Eletrodos de Titânio.**



Fonte: Autor.

## 9.10. INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO

Os instrumentos de medição usados nos experimentos realizados para a coleta das variáveis: TDS, pH, temperatura, condutividade e ORP; são demonstradas nas Figuras (105 e 106):

**Figura 105 - Medidor YY-400.**



Fonte: Autor.

**Figura 106 - Medidor TDS&EC.**



Fonte: Autor.

## 9.11. RESERVATÓRIO DE ÁGUA

A seguir, na Figura (107), demonstra-se o reservatório de água em vidro laminado usado para o experimento de eletrólise, cuja dimensão é equivalente a 300x200x300mm:

**Figura 107 - Reservatório de água.**



Fonte: Autor.

### **9.12. BOMBA SUBMERSA**

Abaixo, na Figura (108), demonstra-se a bomba submersa utilizada para a recirculação de água do sistema:

**Figura 108 - Bomba Submersa SBMini C.**



Fonte: Autor.

### **9.13. INTERFACE GRÁFICA DO UTILIZADOR (GUI)**

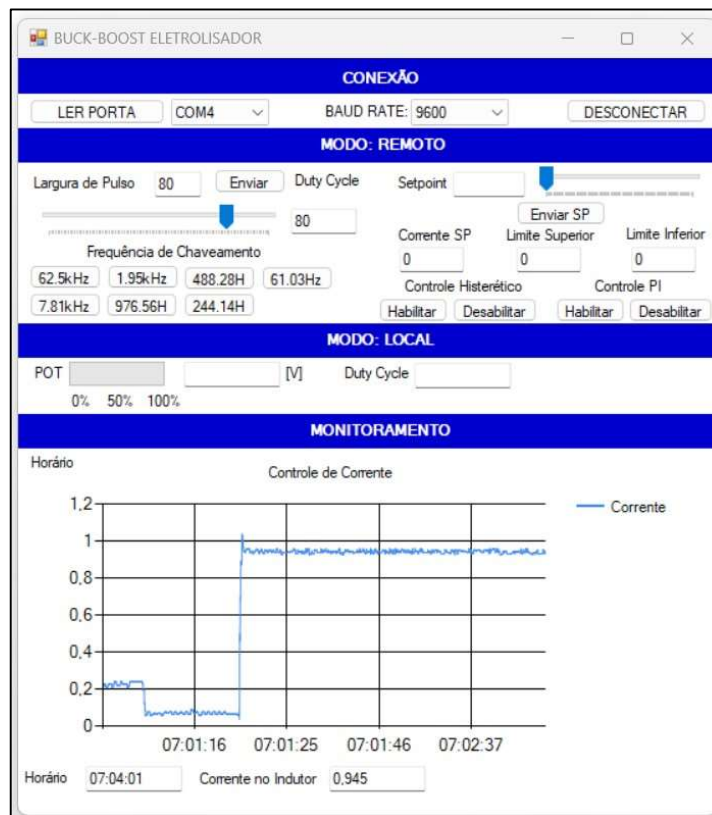
A criação de um sistema de supervisão e aquisição de dados (supervisório) foi implementado para criar uma interface gráfica ao utilizador, criando um ambiente

interativo entre utilizador e máquina/equipamento, flexibilizando o controle do sistema e assim sendo, tornando-se uma interface entre o usuário e máquina (IHM).

O supervisório desenvolvido possibilita a alteração de parâmetros do conversor cc-cc buck-boost quando selecionado o modo remoto através da chave seletora do equipamento. Sendo estes: frequência de chaveamento e *duty cycle*; assim como para o controle: controle em malha aberta da tensão de saída, controle em malha fechada para corrente média no indutor, via técnica de histerese ou proporcional-integral (PI); além de, permitir o monitoramento do horário, corrente média no indutor, percentual de *duty cycle* aplicado, frequência de chaveamento, percentual de ciclo ativo da chave aplicado pelo potenciômetro para o controle em malha aberta e gráfico de monitoramento da corrente média no indutor em tempo real.

A seguir, na Figura (109), é demonstrado o supervisório desenvolvido (vide apêndice B):

**Figura 109 - Sistema de supervisão e aquisição de dados, supervisório.**



Fonte: Autor.

O supervisório foi desenvolvido utilizando a linguagem C# e a estrutura de interface ao usuário, Windows Forms.

## CAPÍTULO X – RESULTADOS E COMPARAÇÕES

Adiante serão apresentados resultados dentre os experimentos realizados para validar o projeto desenvolvido e implementado, possuindo como objetivo encontrar respostas satisfatórias quanto a operação do conversor cc-cc buck-boost quando manipulado o ciclo ativo de trabalho da chave comutadora.

Sendo assim, para cada experimento de controle em malha aberta, três imagens são apresentadas. Logo, determinação dos parâmetros de trabalho do conversor via supervisório, respostas para o circuito (*duty cycle*, tensão de saída e corrente média no indutor) mensuradas por multímetros e osciloscópio, e, comparação entre as grandezas monitoradas no supervisório e instrumentos de medição.

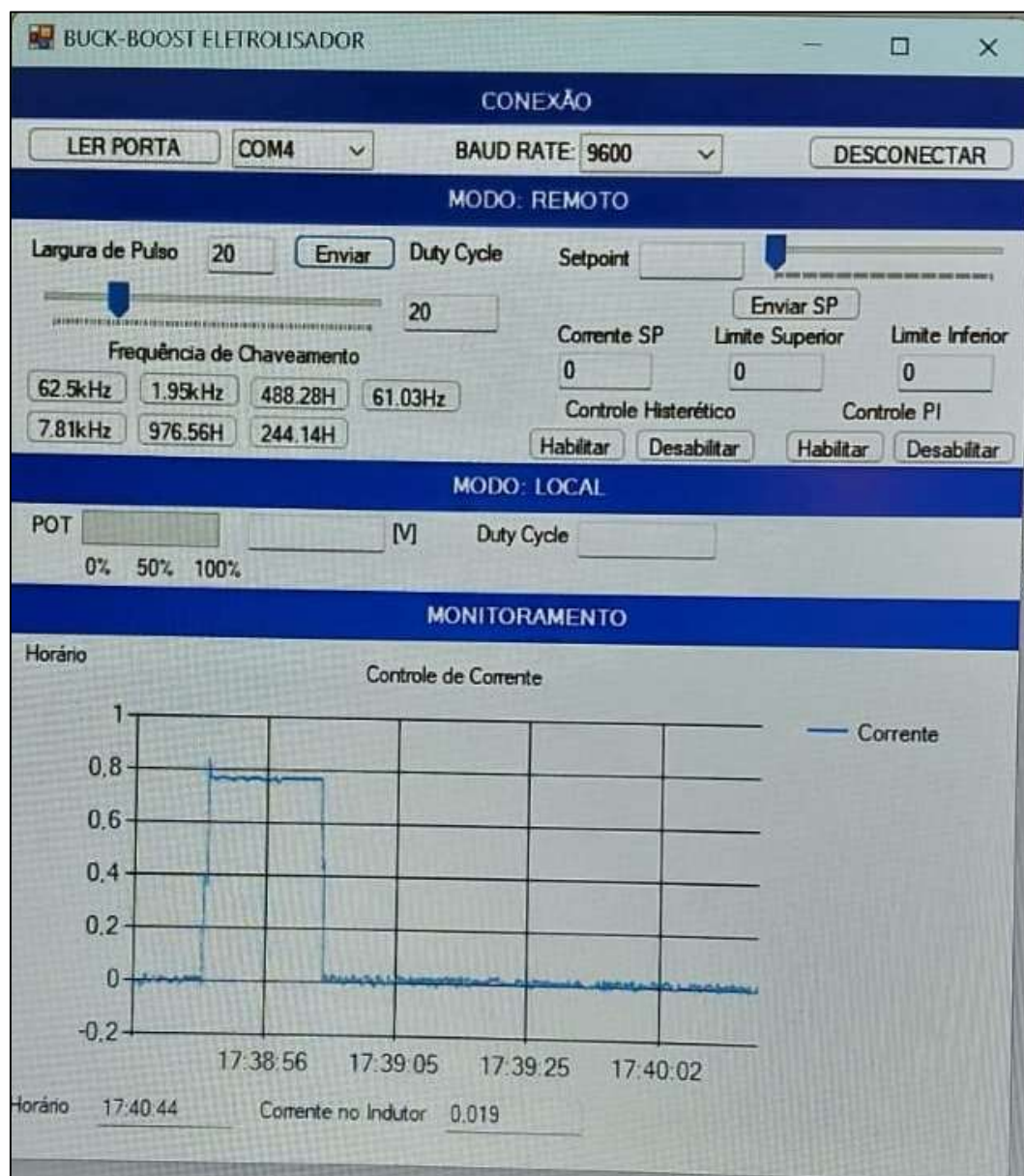
Posteriormente ao experimento de controle em malha aberta, são apresentados três ensaios para os controles em malha fechada e os respectivos resultados obtidos. Sendo as duas técnicas usadas nos controles retroalimentados: histerese (bang-bang) e PI (proporcional-integral).

Por fim, são apresentados os resultados experimentais da eletrólise realizada através do conversor cc-cc buck-boost em sistema RAS, tendo como variáveis monitoradas: TDS, condutividade, pH e ORP. Sendo assim, realizados sete experimentos em 1 litro de água potável com intervalo de monitoramento das variáveis igual a 10 minutos e tempo para estabilização da leitura no instrumento igual a 1 minuto, assim como ensaios com adição de sal e elevação gradativa da corrente aplicada. Para tanto, foram utilizados: medidor TDS&EC (LI-PPMB), medidor YY-400 (Analytical Instruments), bomba SBMini C (Sarlo Better), reservatório de água e eletrodos de titânio.

### 10.1. EXPERIMENTO 1: CONTROLE EM MALHA ABERTA.

Aplicado *duty cycle* de 20% em modo remoto via supervisor com frequência fixa de chaveamento de 62.5kHz, conforme demonstrado na Figura (110).

Figura 110 - Experimento 1: Conversor CC-CC Buck Boost: 20% duty cycle.



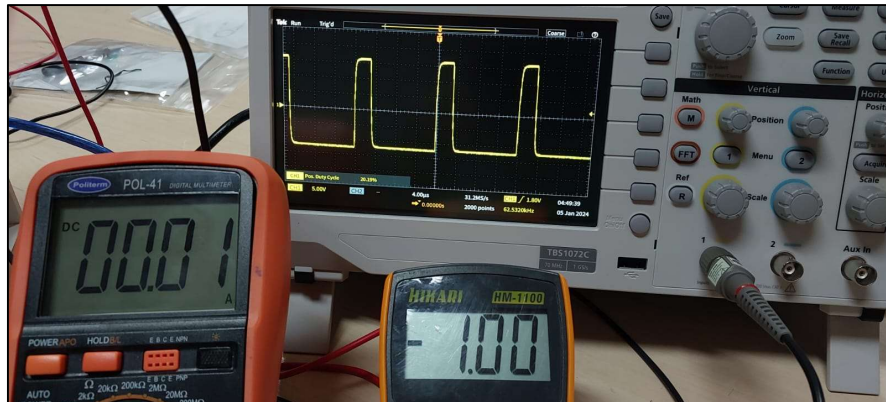
Fonte: Autor.

Cálculo teórico para parâmetros aplicados:

$$V_o = -\left(\frac{0,2}{1 - 0,2}\right)(5 - 0,7) = -1,075 [V]$$



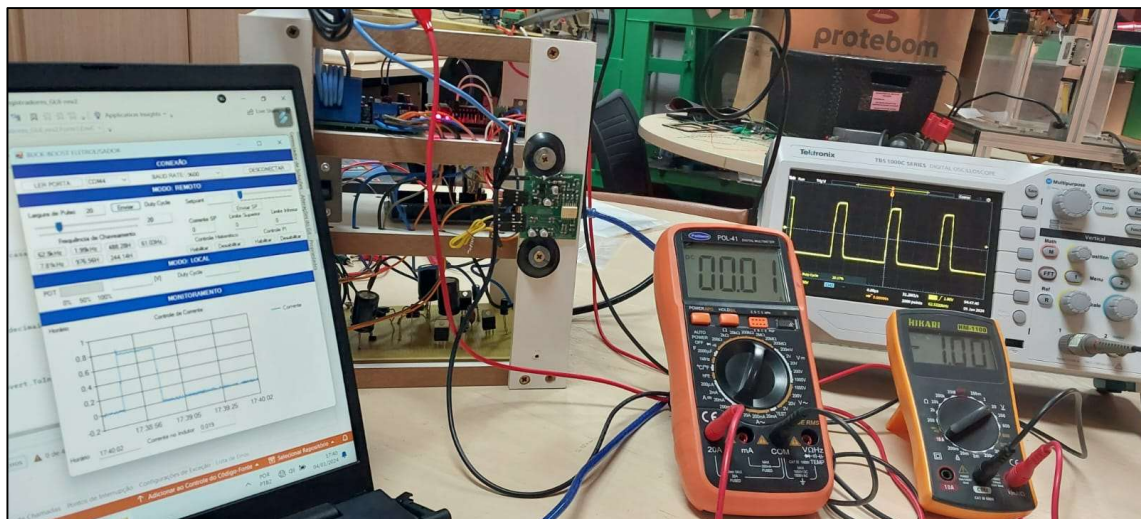
**Figura 111 - Experimento 1: Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo.**



Fonte: Autor.

Considerando os efeitos não controlados inerentes ao circuito prático implementado, tal como a resistência do circuito (trilhas, cabos, contatos...), logo, queda de tensão, assim como, a precisão dos instrumentos de medição, o resultado obtido através do instrumento de medição é: -1.00V; próximo ao cálculo teórico executado, conforme apresentado na Figura (111).

**Figura 112 - Experimento 1: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisor e resultados.**



Fonte: Autor.

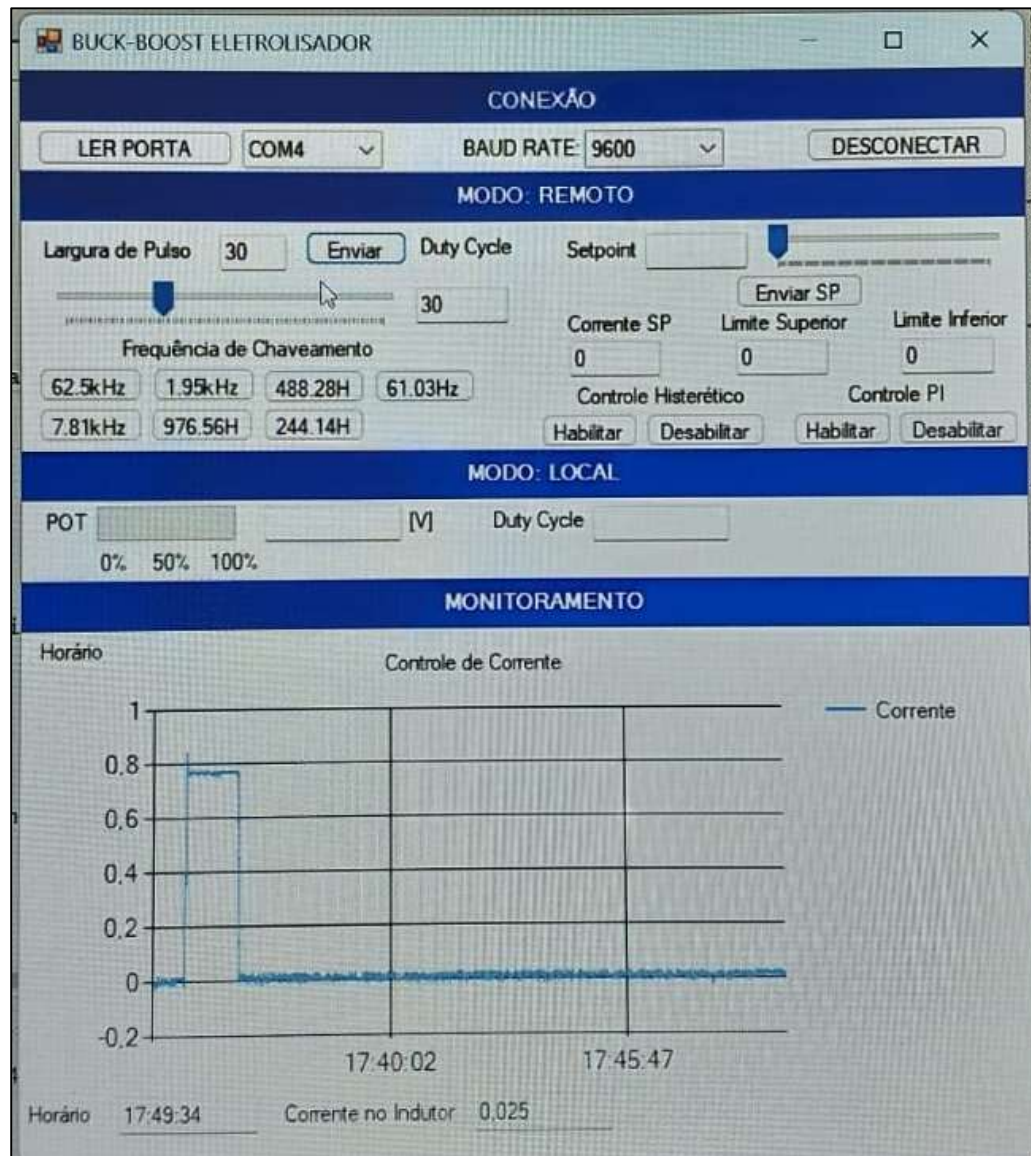
Conforme demonstrado na Figura (112), a corrente média no indutor obtida da malha de feedback proveniente do sensor de efeito Hall é computada e apresentada no supervisor, apresentando o valor de 0,019A, comparada àquela medida através do multímetro, 0,01A, possuem valores próximos, uma vez considerados os efeitos não controlados dos ruídos de hardware e comunicação.



## 10.2. EXPERIMENTO 2: CONTROLE EM MALHA ABERTA.

Aplicado *duty cycle* de 30% em modo remoto via supervisório com frequência fixa de chaveamento de 62.5kHz, conforme demonstrado na Figura (113).

Figura 113 - Experimento 2: Conversor CC-CC Buck Boost: 30% duty cycle.

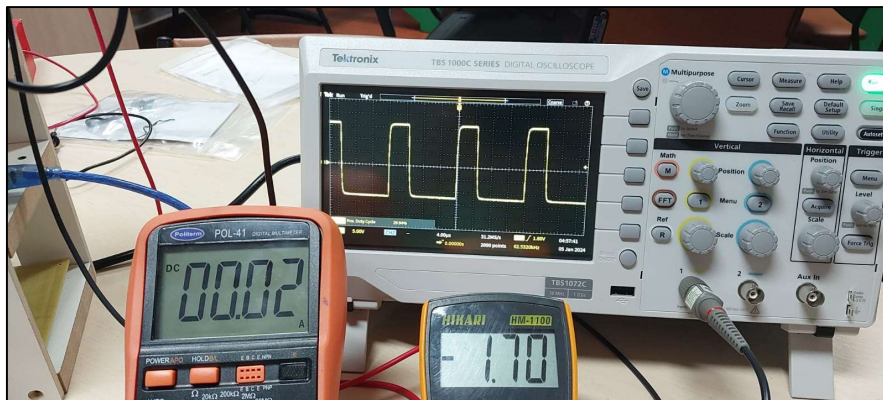


Fonte: Autor.

Cálculo teórico para parâmetros aplicados:

$$V_o = -\left(\frac{0,3}{1 - 0,3}\right)(5 - 0,7) = -1,84 [V]$$

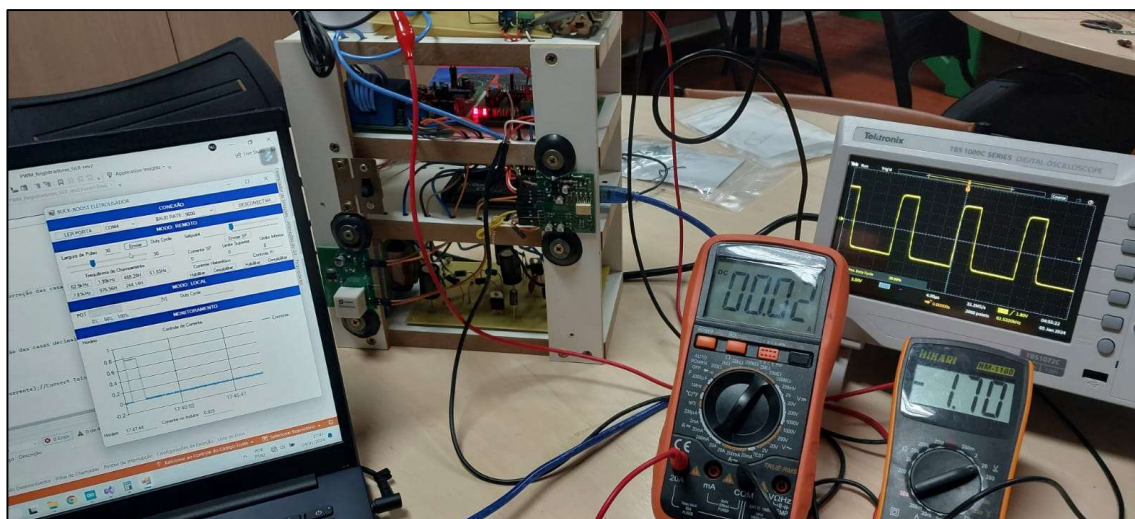
**Figura 114 - Experimento 2: Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo.**



Fonte: Autor.

Considerando os efeitos não controlados inerentes ao circuito prático implementado, tal como a resistência do circuito (trilhas, cabos, contatos...), logo, queda de tensão, assim como, a precisão dos instrumentos de medição, o resultado obtido através do instrumento de medição é: -1.70V; próximo ao cálculo teórico executado, conforme apresentado na Figura (114).

**Figura 115 - Experimento 2: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisor e resultados.**



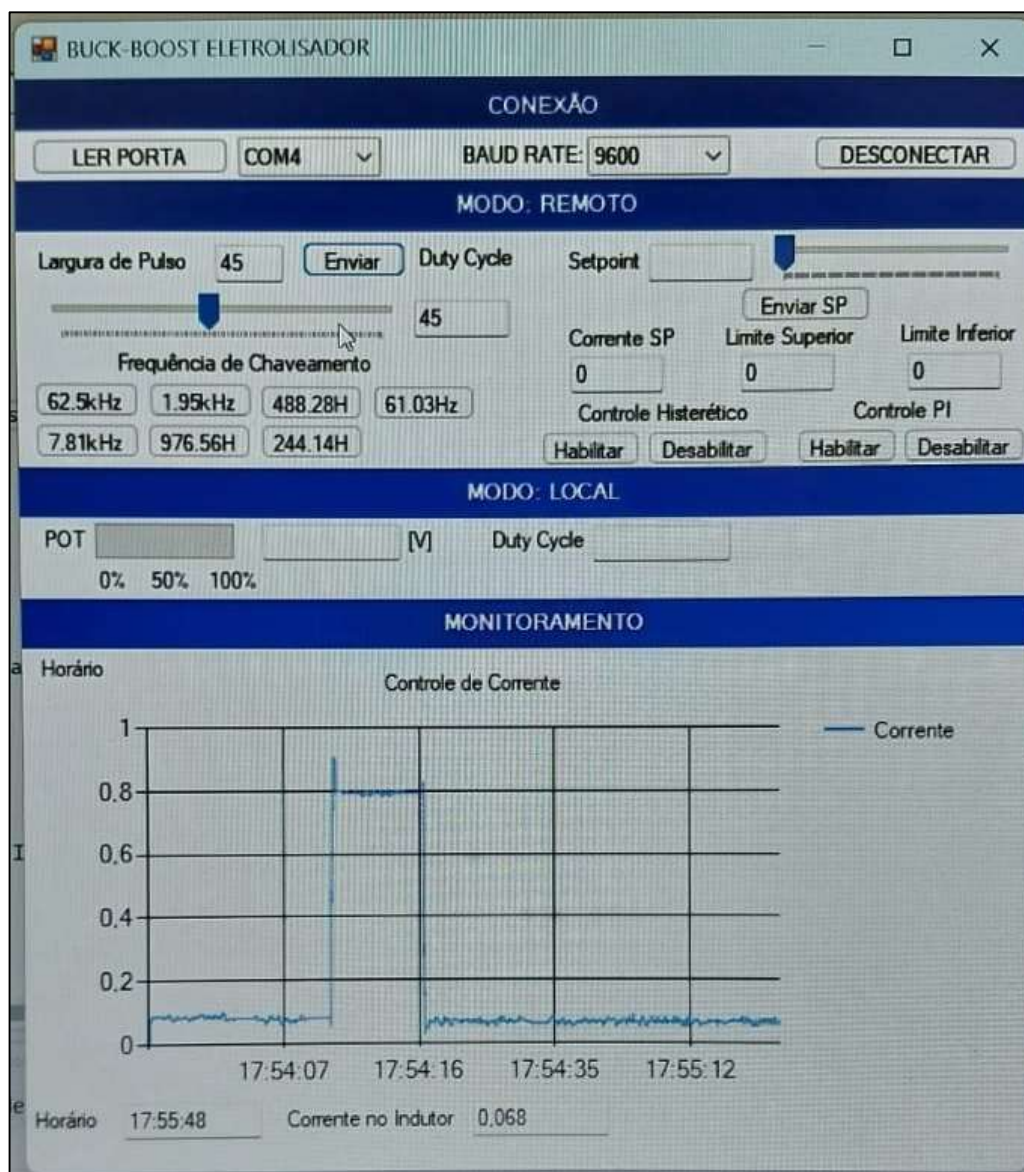
Fonte: Autor.

Conforme demonstrado na Figura (115), a corrente média no indutor obtida da malha de feedback proveniente do sensor de efeito Hall é computada e apresentada no supervisor, apresentando o valor de 0,025A, comparada àquela medida através do multímetro, 0,02A, possuem valores próximos, uma vez considerados os efeitos não controlados dos ruídos de hardware e comunicação.

### 10.3. EXPERIMENTO 3: CONTROLE EM MALHA ABERTA.

Aplicado *duty cycle* de 45% em modo remoto via supervisório com frequência fixa de chaveamento de 62.5kHz, conforme demonstrado na Figura (116).

Figura 116 - Experimento 3: Conversor CC-CC Buck Boost: 45% duty cycle.



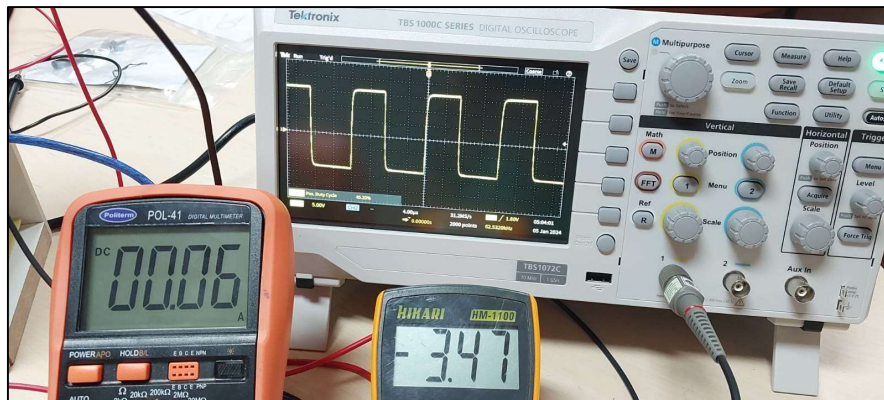
Fonte: Autor.

Cálculo teórico para parâmetros aplicados:

$$V_o = -\left(\frac{0,45}{1 - 0,45}\right)(5 - 0,7) = -3,52 \text{ [V]}$$



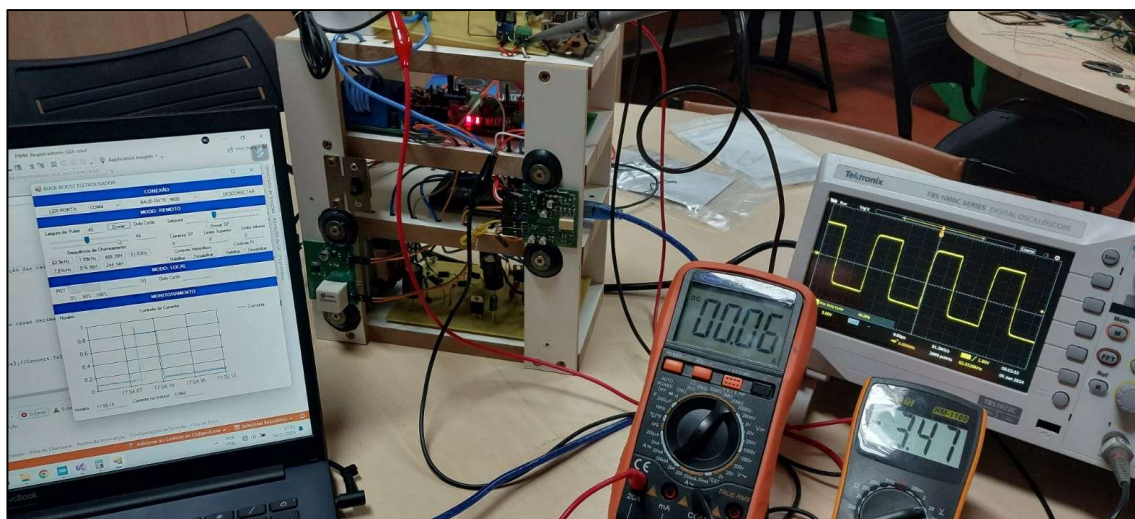
**Figura 117 - Experimento 3: Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo.**



Fonte: Autor.

Considerando os efeitos não controlados inerentes ao circuito prático implementado, tal como a resistência do circuito (trilhas, cabos, contatos...), logo, queda de tensão, assim como, a precisão dos instrumentos de medição, o resultado obtido através do instrumento de medição é: -3.47V; próximo ao cálculo teórico executado, conforme apresentado na Figura (117).

**Figura 118 - Experimento 3: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisorio e resultados.**



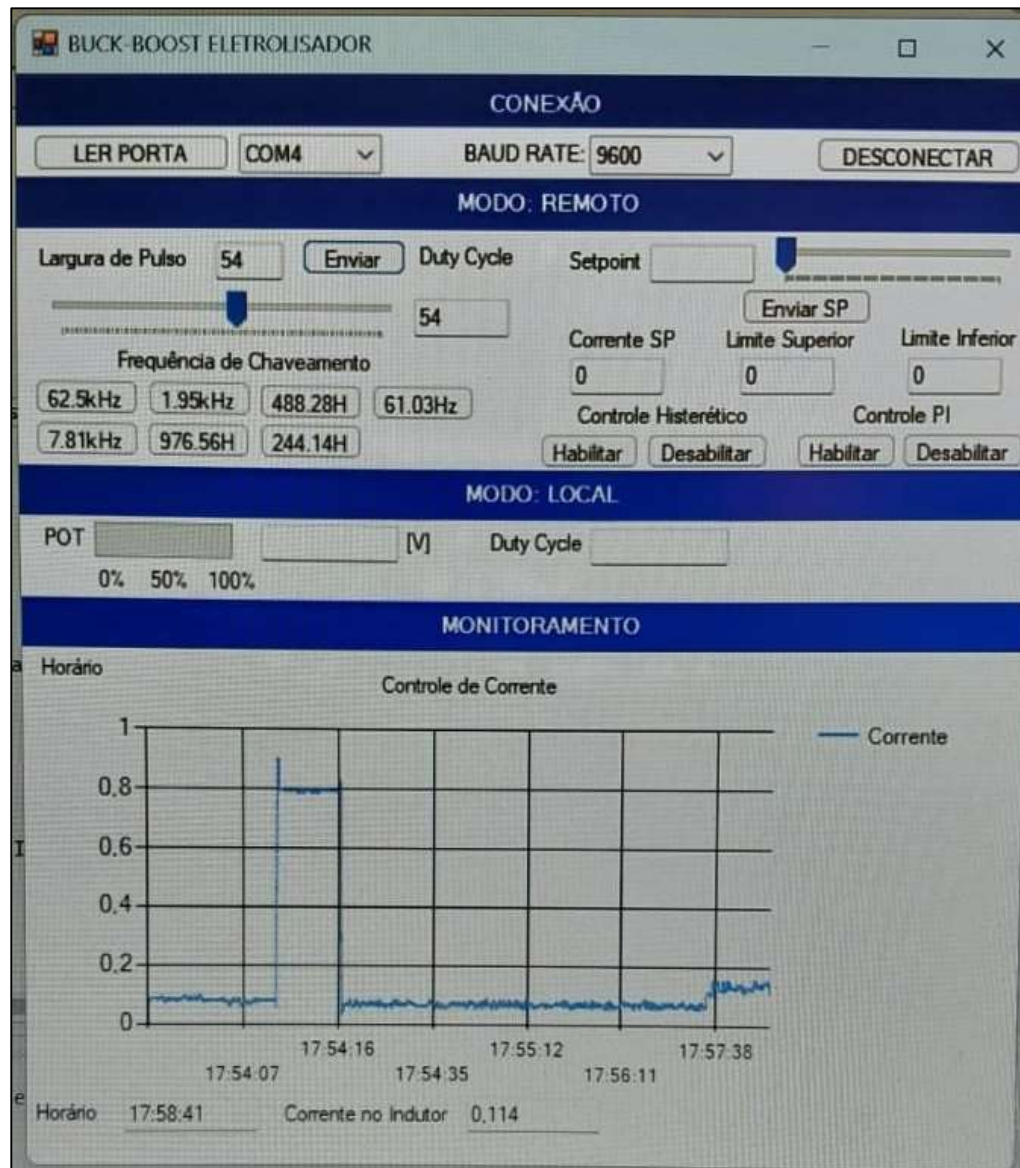
Fonte: Autor.

Conforme demonstrado na Figura (118), a corrente média no indutor obtida da malha de feedback proveniente do sensor de efeito Hall é computada e apresentada no supervisorio, apresentando o valor de 0,068A, comparada àquela medida através do multímetro, 0,06A, possuem valores próximos, uma vez considerados os efeitos não controlados dos ruídos de hardware e comunicação.

#### 10.4. EXPERIMENTO 4: CONTROLE EM MALHA ABERTA.

Aplicado *duty cycle* de 54% em modo remoto via supervisório com frequência fixa de chaveamento de 62.5kHz, conforme demonstrado na Figura (119).

Figura 119 - Experimento 4: Conversor CC-CC Buck Boost: 54% duty cycle.



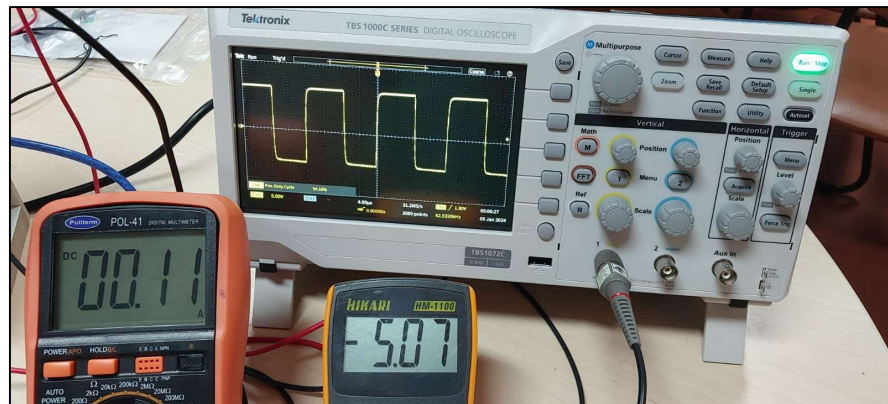
Fonte: Autor.

Cálculo teórico para parâmetros aplicados:

$$V_o = -\left(\frac{0,54}{1 - 0,54}\right)(5 - 0,7) = -5,05[V]$$



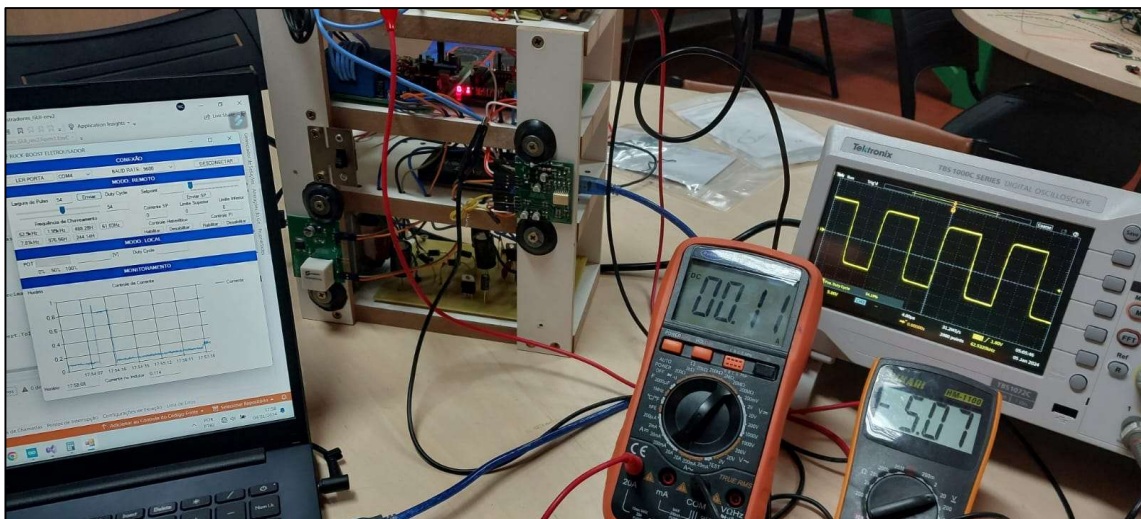
**Figura 120 - Experimento 4, Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo.**



Fonte: Autor.

Considerando os efeitos não controlados inerentes ao circuito prático implementado, tal como a resistência do circuito (trilhas, cabos, contatos...), logo, queda de tensão, assim como, a precisão dos instrumentos de medição, o resultado obtido através do instrumento de medição é: -5.07V; próximo ao cálculo teórico executado, conforme apresentado na Figura (120).

**Figura 121 - Experimento 4: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisor e resultados.**



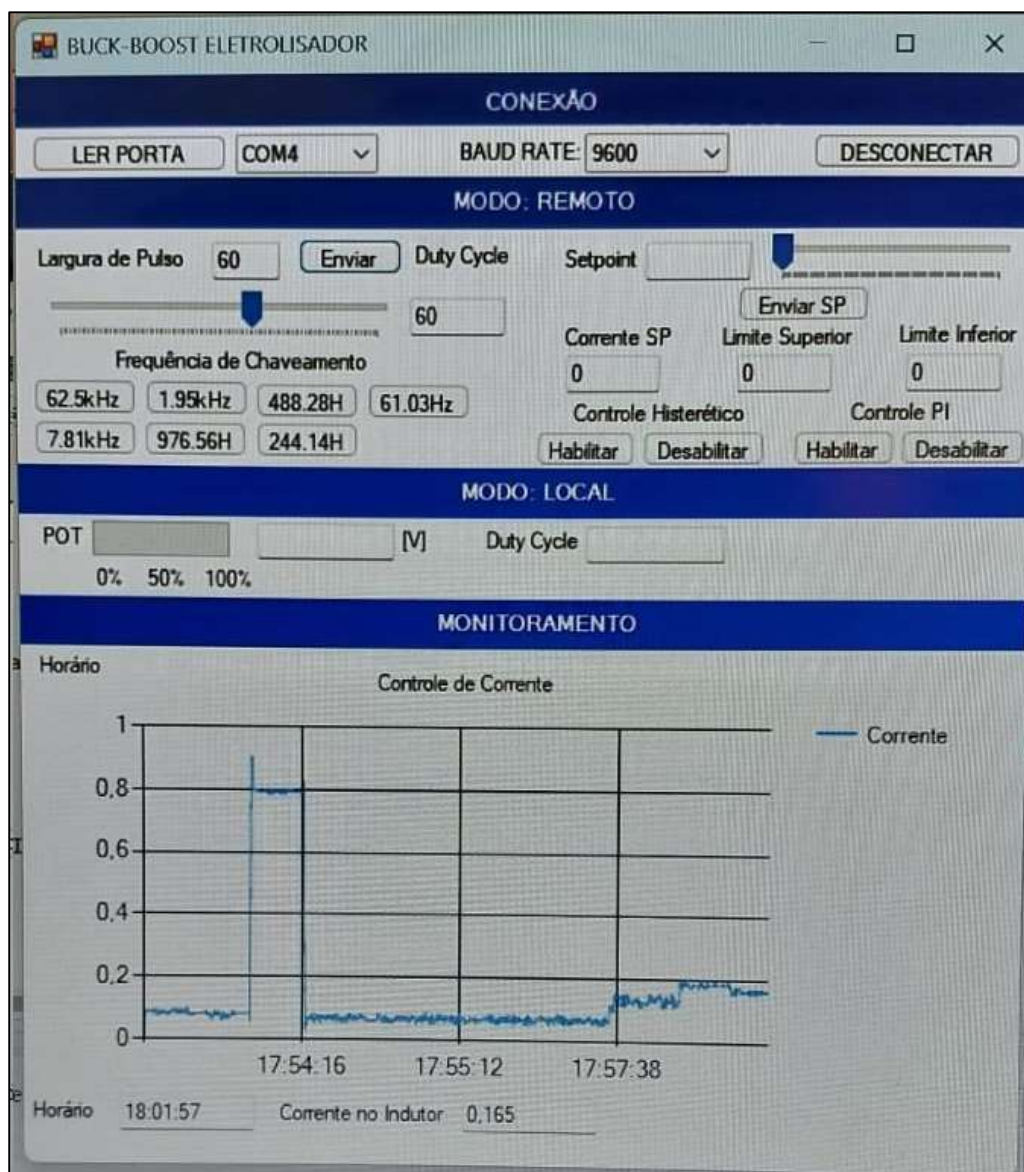
Fonte: Autor.

Conforme demonstrado na Figura (121), a corrente média no indutor obtida da malha de feedback proveniente do sensor de efeito Hall é computada e apresentada no supervisor, apresentando o valor de 0,114A, comparada àquela medida através do multímetro, 0,11A, possuem valores próximos, uma vez considerados os efeitos não controlados dos ruídos de hardware e comunicação.

### 10.5. EXPERIMENTO 5: CONTROLE EM MALHA ABERTA.

Aplicado *duty cycle* de 60% em modo remoto via supervisório com frequência fixa de chaveamento de 62.5kHz, conforme demonstrado na Figura (122).

Figura 122 - Experimento 5: Conversor CC-CC Buck Boost: 60% duty cycle.



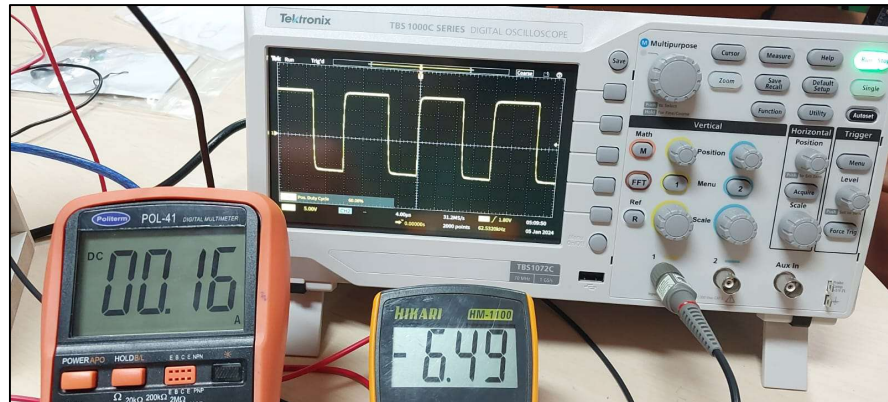
Fonte: Autor.

Cálculo teórico para parâmetros aplicados:

$$V_o = -\left(\frac{0,60}{1 - 0,60}\right)(5 - 0,7) = -6,45[V]$$



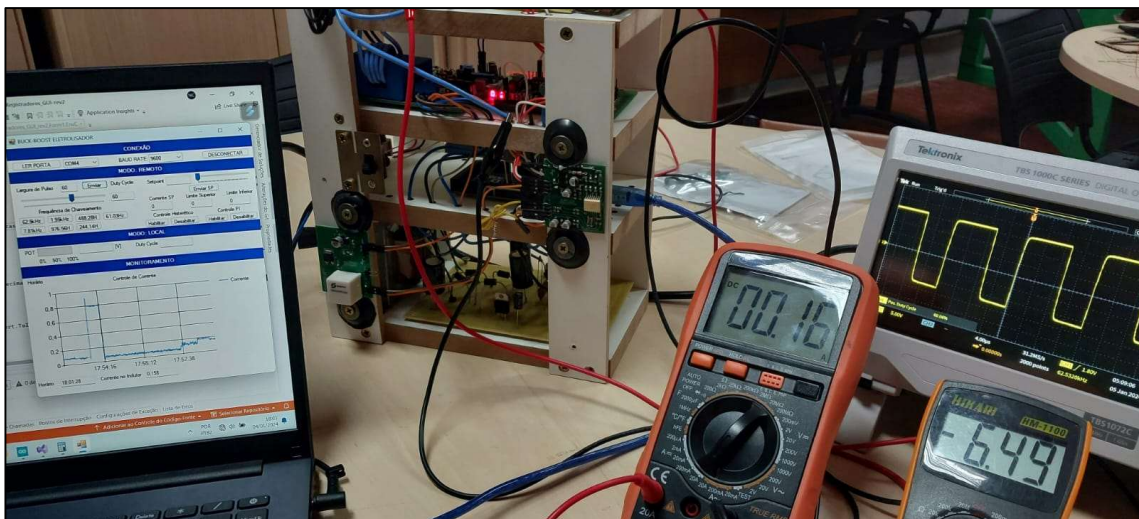
**Figura 123 - Experimento 5: Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo.**



Fonte: Autor.

Considerando os efeitos não controlados inerentes ao circuito prático implementado, tal como a resistência do circuito (trilhas, cabos, contatos...), logo, queda de tensão, assim como, a precisão dos instrumentos de medição, o resultado obtido através do instrumento de medição é: -6.49V; próximo ao cálculo teórico executado, conforme apresentado na Figura (123).

**Figura 124 - Experimento 5: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisor e resultados.**



Fonte: Autor.

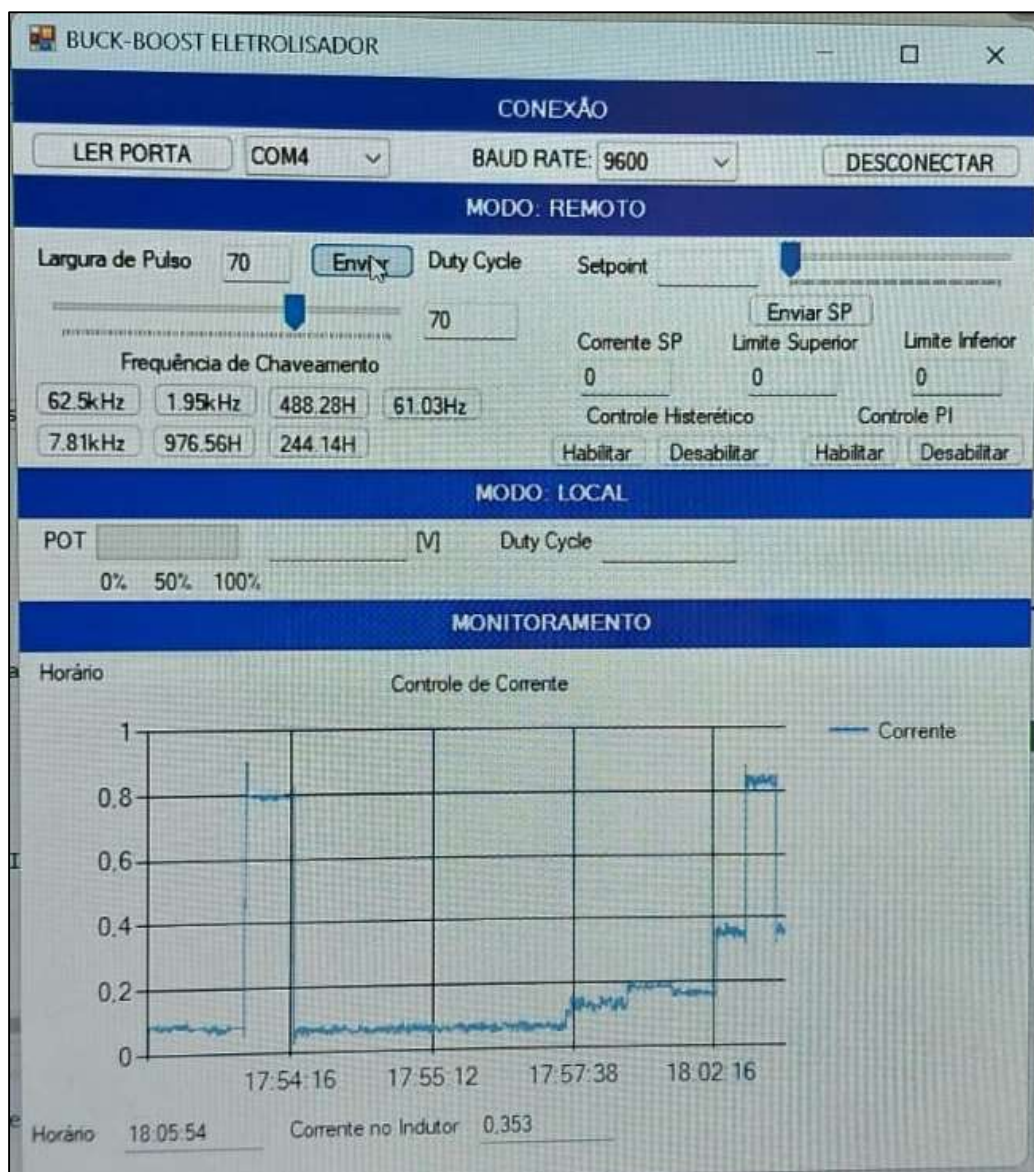
Conforme demonstrado na Figura (124), a corrente média no indutor obtida da malha de feedback proveniente do sensor de efeito Hall é computada e apresentada no supervisor, apresentando o valor de 0,165A, comparada àquela medida através do multímetro, 0,16A, possuem valores próximos, uma vez considerados os efeitos não controlados dos ruídos de hardware e comunicação.



## 10.6. EXPERIMENTO 6: CONTROLE EM MALHA ABERTA.

Aplicado *duty cycle* de 70% em modo remoto via supervisório com frequência fixa de chaveamento de 62.5kHz, conforme demonstrado na Figura (125).

Figura 125 - Experimento 6: Conversor CC-CC Buck Boost: 70% duty cycle.

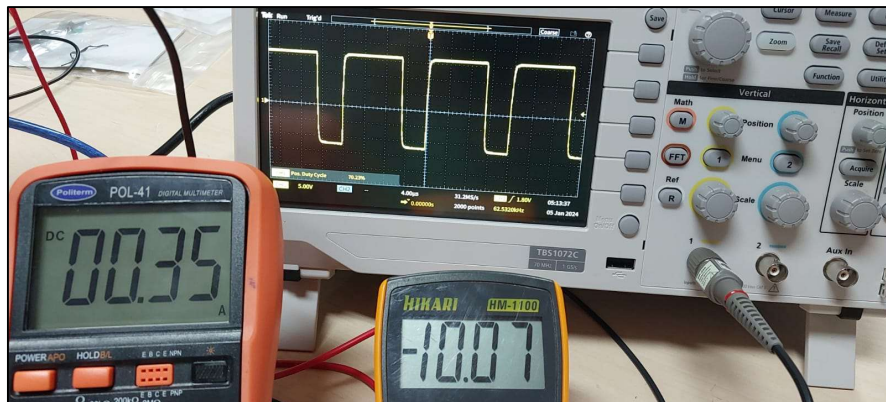


Fonte: Autor.

Cálculo teórico para parâmetros aplicados:

$$V_o = -\left(\frac{0,70}{1 - 0,70}\right)(5 - 0,7) = -10,03[V]$$

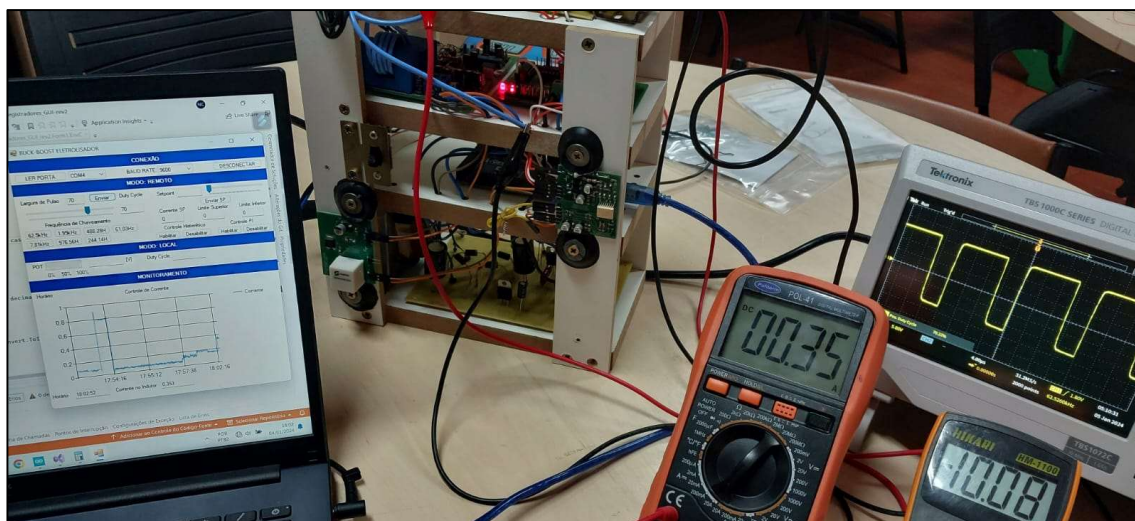
**Figura 126 - Experimento 6: Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo.**



Fonte: Autor.

Considerando os efeitos não controlados inerentes ao circuito prático implementado, tal como a resistência do circuito (trilhas, cabos, contatos...), logo, queda de tensão, assim como, a precisão dos instrumentos de medição, o resultado obtido através do instrumento de medição é: -10.07V; próximo ao cálculo teórico executado, conforme apresentado na Figura (126).

**Figura 127 - Experimento 6: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisor e resultados.**



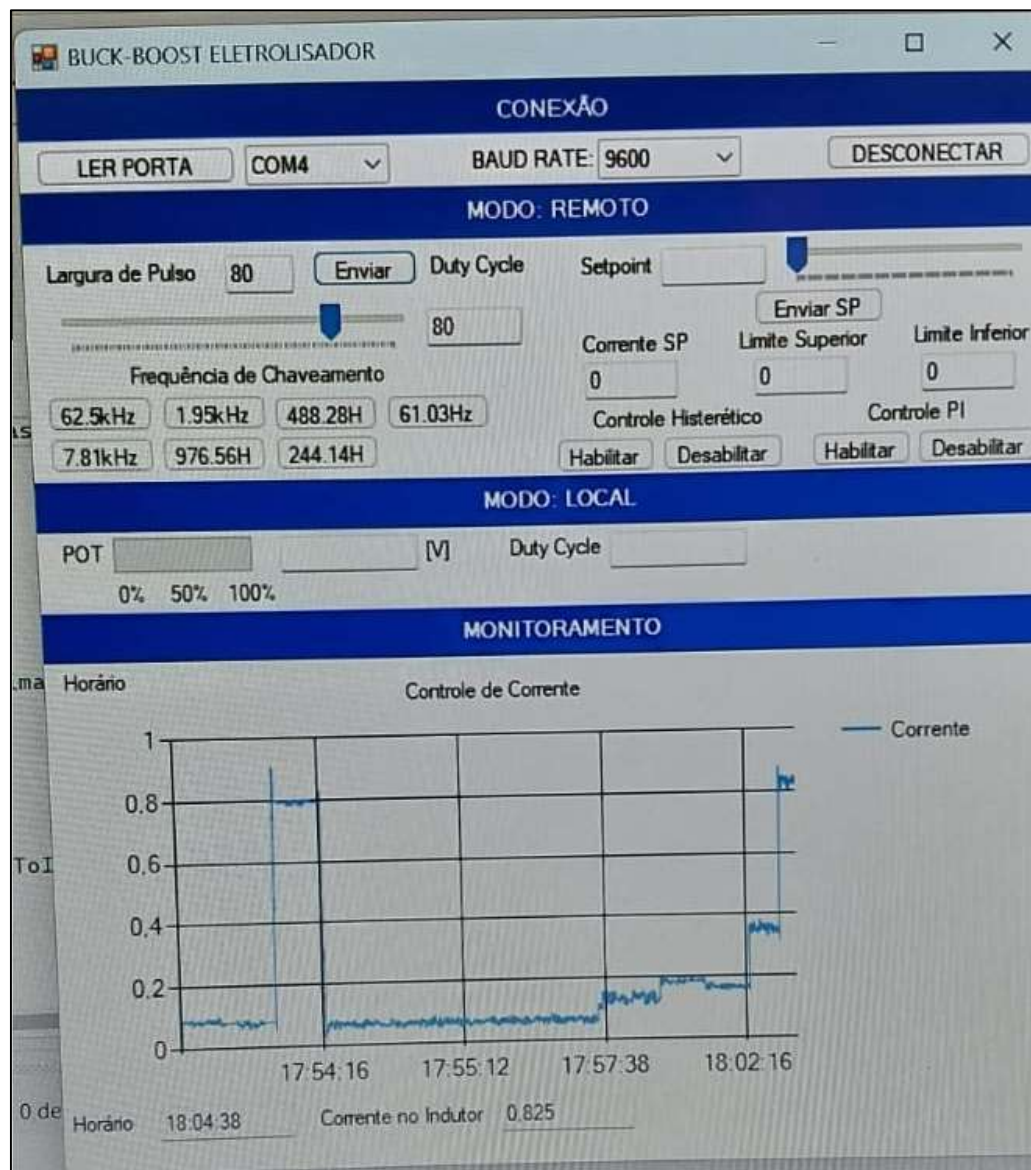
Fonte: Autor.

Conforme demonstrado na Figura (127), a corrente média no indutor obtida da malha de feedback proveniente do sensor de efeito Hall é computada e apresentada no supervisor, apresentando o valor de 0,353A, comparada àquela medida através do multímetro, 0,35A, possuem valores próximos, uma vez considerados os efeitos não controlados dos ruídos de hardware e comunicação.

### 10.7. EXPERIMENTO 7: CONTROLE EM MALHA ABERTA.

Aplicado *duty cycle* de 80% em modo remoto via supervisorio com frequência fixa de chaveamento de 62.5kHz, conforme demonstrado na Figura (128).

Figura 128 - Experimento 7: Conversor CC-CC Buck Boost: 80% duty cycle.



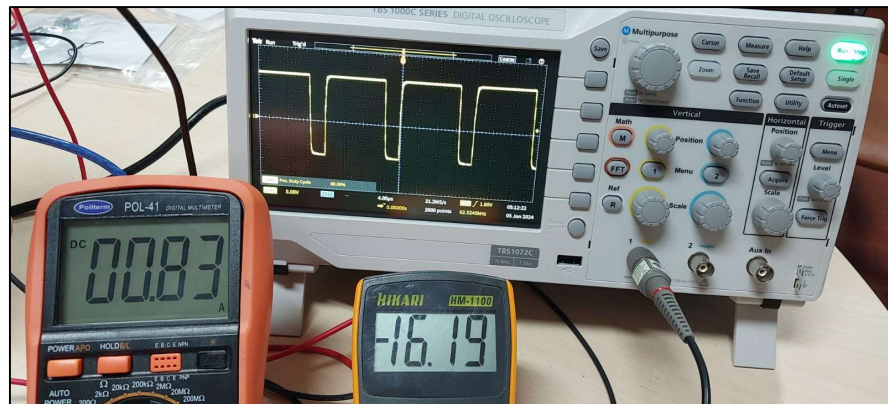
Fonte: Autor.

Cálculo teórico para parâmetros aplicados:

$$V_o = -\left(\frac{0,80}{1 - 0,80}\right)(5 - 0,7) = -17,2[V]$$



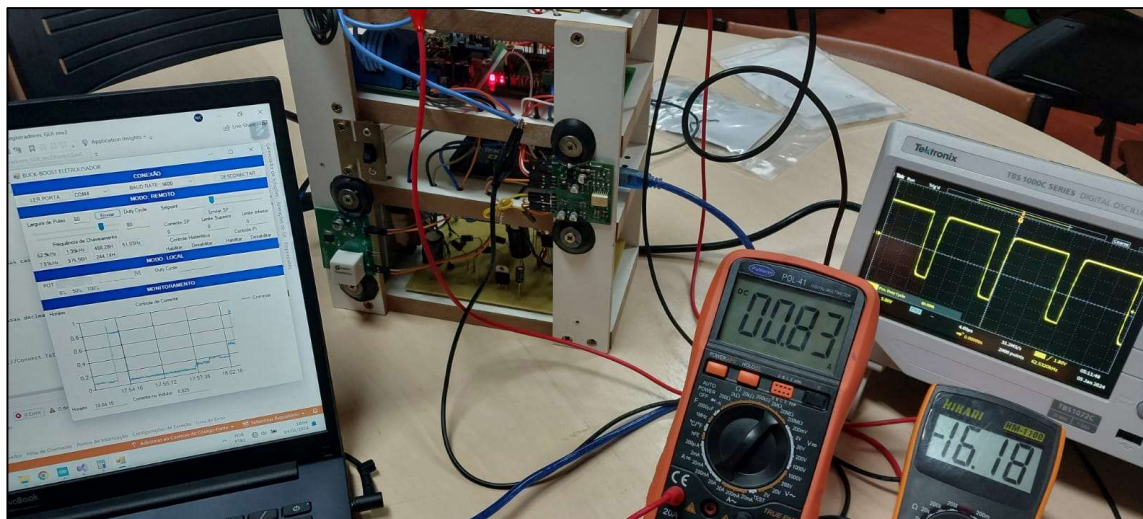
**Figura 129 - Experimento 7: Conversor CC-CC Buck Boost: tensão, corrente e ciclo ativo.**



Fonte: Autor.

Considerando os efeitos não controlados inerentes ao circuito prático implementado, tal como a resistência do circuito (trilhas, cabos, contatos...), logo, queda de tensão, assim como, a precisão dos instrumentos de medição, o resultado obtido através do instrumento de medição é: -16.19V; próximo ao cálculo teórico executado, conforme apresentado na Figura (129).

**Figura 130 - Experimento 7: Conversor CC-CC Buck Boost: supervisorio e resultados.**



Fonte: Autor.

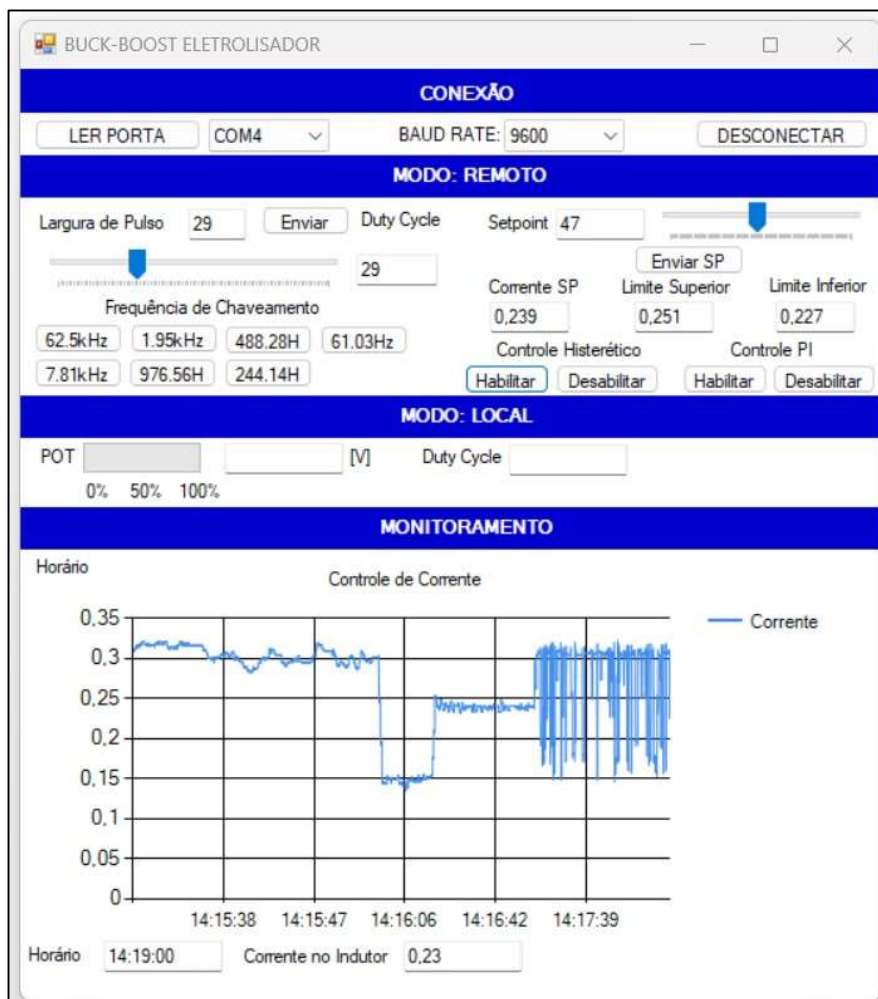
Conforme demonstrado na Figura (130), a corrente média no indutor obtida da malha de feedback proveniente do sensor de efeito Hall é computada e apresentada no supervisorio, apresentando o valor de 0,825A, comparada àquela medida através do multímetro, 0,83A, possuem valores próximos, uma vez considerados os efeitos não controlados dos ruídos de hardware e comunicação.

### 10.8. EXPERIMENTO 8: CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR VIA TÉCNICA DE HISTERESE.

Ao habilitar o controle histerético, a largura do pulso definida em malha aberta é ignorada. O sistema passa a ser controlado via técnica liga-desliga da chave comutadora em frequência fixa, ainda sim, buscando respeitar a margem de histerese definida para a corrente média no indutor para a comutação do MOSFET.

A corrente média resultante do controle deve estar dentro da faixa especificada. Sendo assim, conforme demonstrado no supervisor pela Figura (131), esta apresenta o valor de 0,23A de acordo com o monitoramento, estando dentro dos limites estabelecidos.

**Figura 131 - Experimento 8: controle em malha fechada via técnica de histerese; SP = 239mA;  $227\text{mA} < \text{Corrente Limite} < 251\text{mA}$**



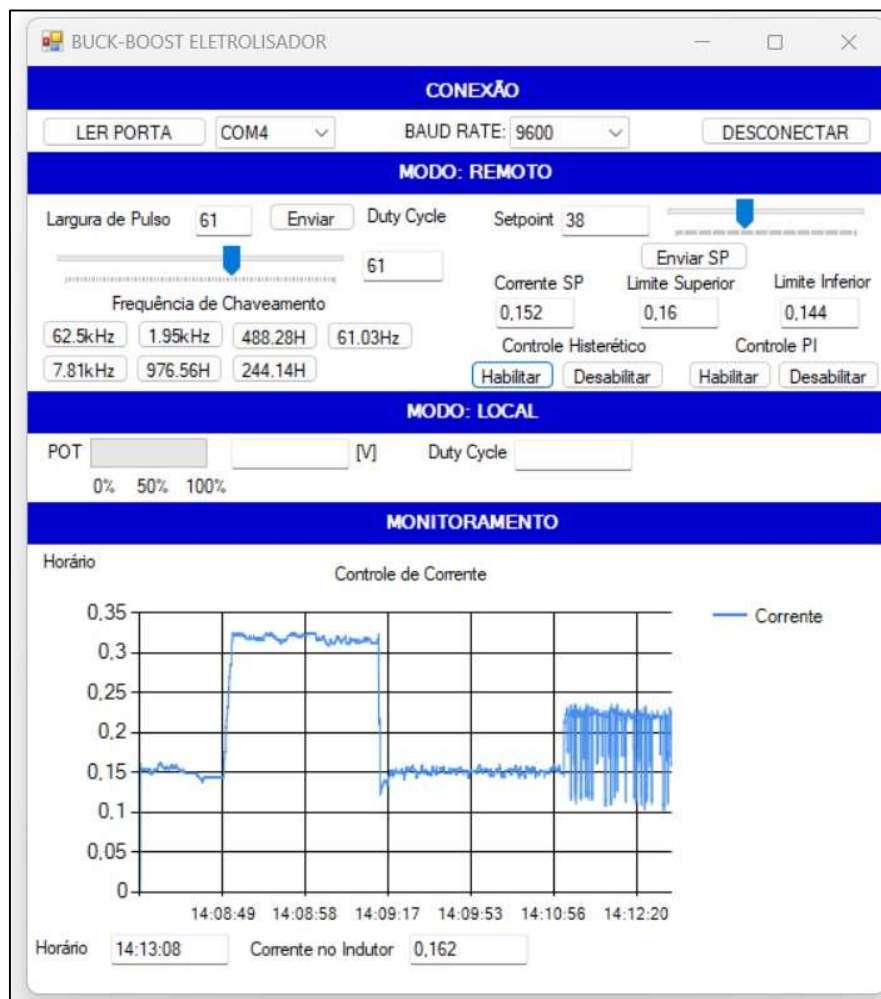
Fonte: Autor.

### 10.9. EXPERIMENTO 9: CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR VIA TÉCNICA DE HISTERESE.

Ao habilitar o controle histerético, a largura do pulso definida em malha aberta é ignorada. O sistema passa a ser controlado via técnica liga-desliga da chave comutadora em frequência fixa, ainda sim, buscando respeitar a margem de histerese definida para a corrente média no indutor para a comutação do MOSFET.

A corrente média resultante do controle deve estar dentro da faixa especificada. Sendo assim, conforme demonstrado no supervisório pela Figura (132), esta apresenta o valor de 0,162A de acordo com o monitoramento, estando dentro dos limites estabelecidos.

**Figura 132 - Experimento 9: controle em malha fechada via técnica de histerese; SP = 152mA; 144mA<Corrente Limite<160mA.**



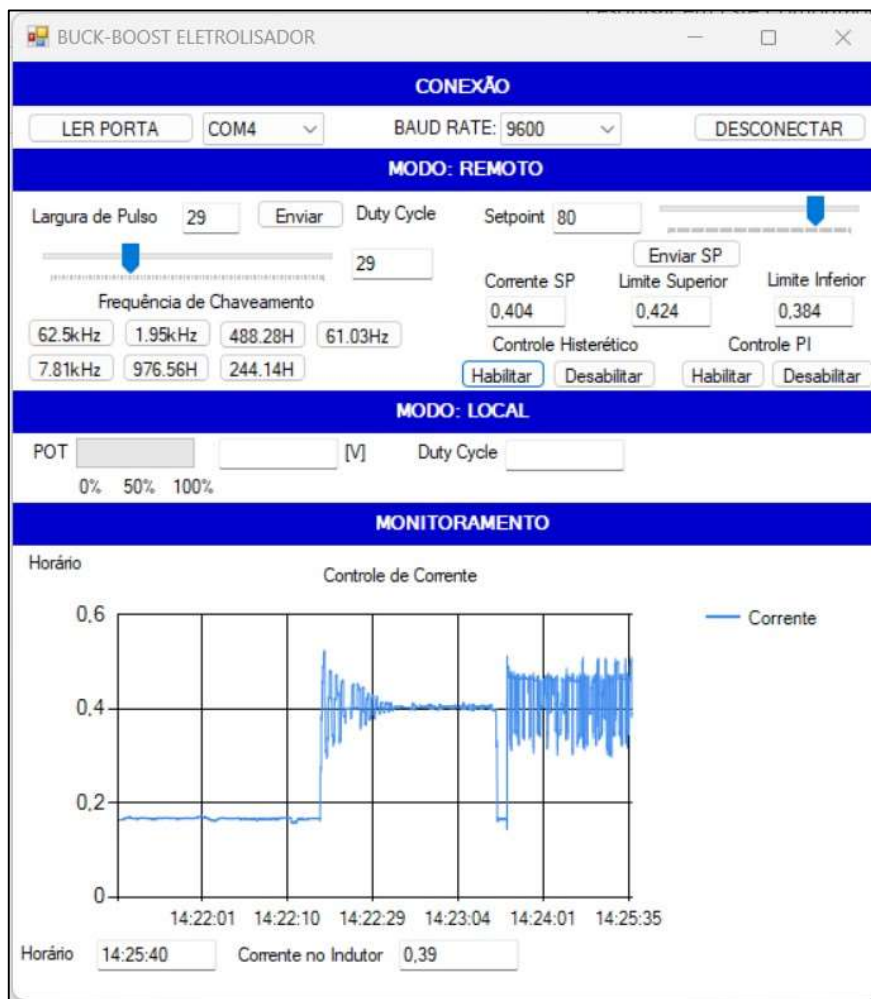
Fonte: Autor.

### 10.10. EXPERIMENTO 10: CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR VIA TÉCNICA DE HISTERESE.

Ao habilitar o controle histerético, a largura do pulso definida em malha aberta é ignorada. O sistema passa a ser controlado via técnica liga-desliga da chave comutadora em frequência fixa, ainda sim, buscando respeitar a margem de histerese definida para a corrente média no indutor para a comutação do MOSFET.

A corrente média resultante do controle deve estar dentro da faixa especificada. Sendo assim, conforme demonstrado no supervisório pela Figura (133), esta apresenta o valor de 0,39A de acordo com o monitoramento, estando dentro dos limites estabelecidos.

**Figura 133 - Experimento 10: controle em malha fechada via técnica de histerese; SP = 404mA; 384mA<Corrente Limite<424mA.**



Fonte: Autor.

### 10.11. EXPERIMENTO 11: CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR VIA TÉCNICA PI.

Ao habilitar o controle PI, a largura do pulso definida em malha aberta é ignorada. O sistema passa a ser controlado via técnica proporcional-integral, buscando o valor desejado definido pelo operador do supervisório.

A corrente média resultante do controle deve buscar o valor desejado, afim de eliminar o erro presente na resposta de saída. Sendo assim, conforme demonstrado no supervisório pela Figura (134), esta apresenta o valor de 0,238A de acordo com o monitoramento em dado instante de medição. Considerando as oscilações dos sinais no sistema em tempo real, provenientes de perturbações, espera-se o controle em torno do valor desejado, e, assim sendo, o gráfico apresentado para o monitoramento em tempo real da corrente média no indutor apresenta comportamento adequado, visto que o comportamento dinâmico demonstra a eliminação do erro.

**Figura 134 - Experimento 11: controle em malha fechada via técnica PI (proporcional-integral); SP = 239mA.**



Fonte: Autor.

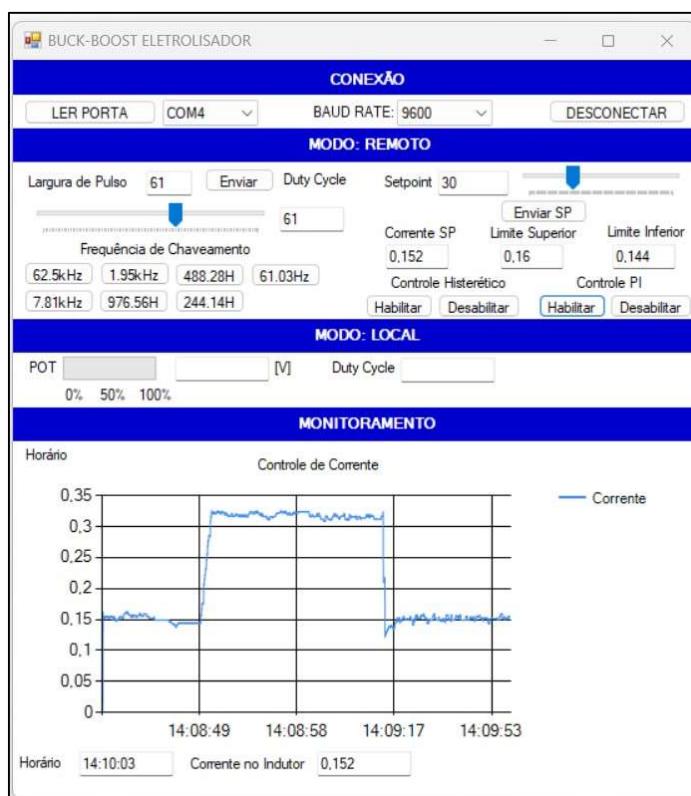


## 10.12. EXPERIMENTO 12: CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR VIA TÉCNICA PI.

Ao habilitar o controle PI, a largura do pulso definida em malha aberta é ignorada. O sistema passa a ser controlado via técnica proporcional-integral, buscando o valor desejado definido pelo operador do supervisório.

A corrente média resultante do controle deve buscar o valor desejado, afim de eliminar o erro presente na resposta de saída. Sendo assim, conforme demonstrado no supervisório pela Figura (135), esta apresenta o valor de 0,152A de acordo com o monitoramento em dado instante de medição. Considerando as oscilações dos sinais no sistema em tempo real, provenientes de perturbações, espera-se o controle em torno do valor desejado, e, assim sendo, o gráfico apresentado para o monitoramento em tempo real da corrente média no indutor apresenta comportamento adequado, visto que o comportamento dinâmico demonstra a eliminação do erro.

**Figura 135 - Experimento 12: controle em malha fechada via técnica PI (proporcional-integral); SP = 152mA.**



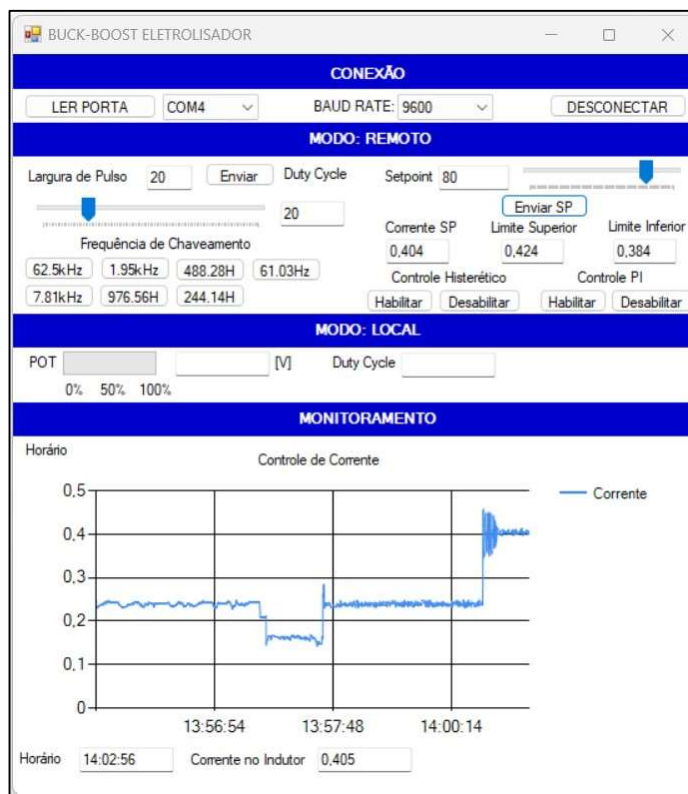
Fonte: Autor.

### 10.13. EXPERIMENTO 13: CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR VIA TÉCNICA PI.

Ao habilitar o controle PI, a largura do pulso definida em malha aberta é ignorada. O sistema passa a ser controlado via técnica proporcional-integral, buscando o valor desejado definido pelo operador do supervisório.

A corrente média resultante do controle deve buscar o valor desejado, afim de eliminar o erro presente na resposta de saída. Sendo assim, conforme demonstrado no supervisório pela Figura (136), esta apresenta o valor de 0,405A de acordo com o monitoramento em dado instante de medição. Considerando as oscilações dos sinais no sistema em tempo real, provenientes de perturbações, espera-se o controle em torno do valor desejado, e, assim sendo, o gráfico apresentado para o monitoramento em tempo real da corrente média no indutor apresenta comportamento adequado, visto que o comportamento dinâmico demonstra a eliminação do erro.

**Figura 136 - Experimento 13: controle em malha fechada via técnica PI (proporcional-integral); SP = 404mA.**

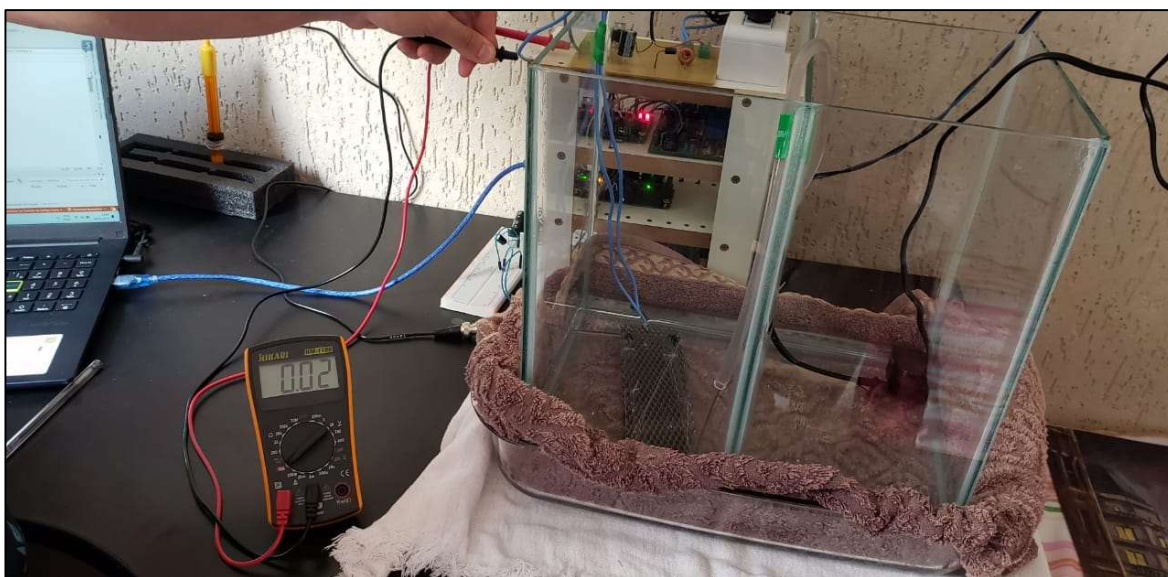


Fonte: Autor.

## 10.14. EXPERIMENTOS DE ELETRÓLISE AQUOSA.

Os experimentos realizados, tal como representado na Figura (137), possuem como objetivo identificar as tendências para as variáveis monitoradas quando há variação de corrente elétrica, e, portanto, eletrólise aquosa.

**Figura 137 - Conversor CC-CC Buck-Boost aplicado a eletrólise aquosa em sistema com circulação de água via eletrodos em malha de titânio.**



Fonte: Autor.

Sendo assim, na Tabela (10) segue registros temporais para as mudanças das variáveis objeto de monitoramento.

**Tabela 10 - Eletrólise Aquosa: experimentos.**

| EXPERIMENTO | LÍQUIDO      | VOLUME [L] | SISTEMA | TDS [ppm] | CONDUTIVIDADE [ $\mu\text{S}/\text{cm}$ ] | TEMPERATURA [ $^{\circ}\text{C}$ ] | pH   | CORRENTE [mA] | ORP [mV] | STATUS               | TEMPO [min] |
|-------------|--------------|------------|---------|-----------|-------------------------------------------|------------------------------------|------|---------------|----------|----------------------|-------------|
| 1           | ÁGUA POTÁVEL | 1,00       | RAS     | 0,00      | 56,00                                     | $27,5 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,70 | 0,00          | 26,00    | ELETRODOS DESLIGADOS | 0           |
| 1           | ÁGUA POTÁVEL | 1,00       | RAS     | 0,00      | 64,00                                     | $27,5 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,22 | 0,00          | 32,00    | ELETRODOS DESLIGADOS | 10          |
| 1           | ÁGUA POTÁVEL | 1,00       | RAS     | 0,00      | 72,00                                     | $27,5 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,05 | 0,00          | 1,00     | ELETRODOS DESLIGADOS | 20          |
| 1           | ÁGUA POTÁVEL | 1,00       | RAS     | 0,00      | 84,00                                     | $27,5 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 8,10 | 0,00          | 2,00     | ELETRODOS DESLIGADOS | 30          |
| 1           | ÁGUA POTÁVEL | 1,00       | RAS     | 0,00      | 80,00                                     | $27,5 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,47 | 0,00          | 2,00     | ELETRODOS DESLIGADOS | 40          |
| 1           | ÁGUA POTÁVEL | 1,00       | RAS     | 0,00      | 82,00                                     | $27,5 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 8,51 | 0,00          | 2,00     | ELETRODOS DESLIGADOS | 50          |
| 1           | ÁGUA POTÁVEL | 1,00       | RAS     | 0,00      | 84,00                                     | $27,5 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,59 | 0,00          | 17,00    | ELETRODOS DESLIGADOS | 60          |

| EXPERIMENTO | LÍQUIDO                   | VOLUME [L] | SISTEMA | TDS [ppm] | CONDUTIVIDADE [ $\mu\text{S}/\text{cm}$ ] | TEMPERATURA [ $^{\circ}\text{C}$ ] | pH   | CORRENTE [mA] | ORP [mV] | STATUS               | TEMPO [min] |
|-------------|---------------------------|------------|---------|-----------|-------------------------------------------|------------------------------------|------|---------------|----------|----------------------|-------------|
| 2           | ÁGUA POTÁVEL              | 1,00       | RAS     | 0,00      | 80,00                                     | $27,6 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,63 | 20,00         | 15,00    | ELETRODOS LIGADOS    | 0           |
| 2           | ÁGUA POTÁVEL              | 1,00       | RAS     | 0,00      | 76,00                                     | $27,6 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,40 | 20,00         | 20,00    | ELETRODOS LIGADOS    | 10          |
| 2           | ÁGUA POTÁVEL              | 1,00       | RAS     | 0,00      | 72,00                                     | $27,6 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,50 | 20,00         | 14,00    | ELETRODOS LIGADOS    | 20          |
| 2           | ÁGUA POTÁVEL              | 1,00       | RAS     | 0,00      | 74,00                                     | $27,6 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,45 | 20,00         | 16,00    | ELETRODOS LIGADOS    | 30          |
| 2           | ÁGUA POTÁVEL              | 1,00       | RAS     | 0,00      | 76,00                                     | $27,6 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,50 | 20,00         | 16,00    | ELETRODOS LIGADOS    | 40          |
| 2           | ÁGUA POTÁVEL              | 1,00       | RAS     | 0,00      | 66,00                                     | $27,6 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,47 | 20,00         | 7,00     | ELETRODOS LIGADOS    | 50          |
| 2           | ÁGUA POTÁVEL              | 1,00       | RAS     | 0,00      | 80,00                                     | $27,6 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,47 | 20,00         | 14,00    | ELETRODOS LIGADOS    | 60          |
| 3           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 1.915,00  | 3.920,00                                  | $27,1 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,11 | 0,00          | 82,00    | ELETRODOS DESLIGADOS | 0           |
| 3           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.137,00  | 4.122,00                                  | $27,1 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,24 | 0,00          | 86,00    | ELETRODOS DESLIGADOS | 10          |
| 3           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 1.814,00  | 4.212,00                                  | $27,1 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,76 | 0,00          | 67,00    | ELETRODOS DESLIGADOS | 20          |
| 3           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 1.819,00  | 4.266,00                                  | $27,1 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,73 | 0,00          | 59,00    | ELETRODOS DESLIGADOS | 30          |
| 3           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.100,00  | 3.986,00                                  | $27,1 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,23 | 0,00          | 51,00    | ELETRODOS DESLIGADOS | 40          |
| 3           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 1.822,00  | 4.238,00                                  | $27,1 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,32 | 0,00          | 47,00    | ELETRODOS DESLIGADOS | 50          |
| 3           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.126,00  | 4.296,00                                  | $27,1 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,17 | 0,00          | 53,00    | ELETRODOS DESLIGADOS | 60          |
| 4           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.298,00  | 4.546,00                                  | $27,3 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,47 | 20,00         | 117,00   | ELETRODOS LIGADOS    | 0           |
| 4           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 1.982,00  | 4.650,00                                  | $27,3 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,57 | 20,00         | 112,00   | ELETRODOS LIGADOS    | 10          |
| 4           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.295,00  | 4.472,00                                  | $27,3 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,66 | 20,00         | 110,00   | ELETRODOS LIGADOS    | 20          |
| 4           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.002,00  | 3.896,00                                  | $27,3 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,71 | 20,00         | 107,00   | ELETRODOS LIGADOS    | 30          |
| 4           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.166,00  | 4.434,00                                  | $27,3 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,71 | 20,00         | 107,00   | ELETRODOS LIGADOS    | 40          |

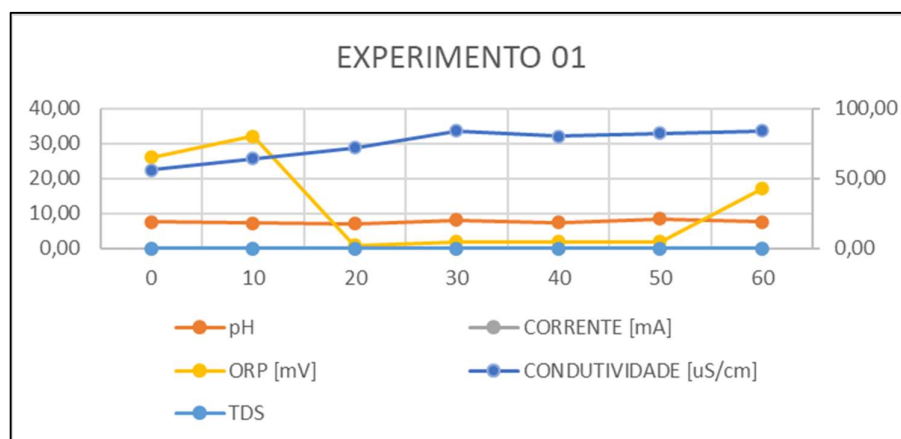
| EXPERIMENTO | LÍQUIDO                   | VOLUME [L] | SISTEMA | TDS [ppm] | CONDUTIVIDADE [uS/cm] | TEMPERATURA [°C] | pH   | CORRENTE [mA] | ORP [mV] | STATUS            | TEMPO [min] |
|-------------|---------------------------|------------|---------|-----------|-----------------------|------------------|------|---------------|----------|-------------------|-------------|
| 4           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 1.973,00  | 3.724,00              | 27,3 ± 1°C       | 7,73 | 20,00         | 106,00   | ELETRODOS LIGADOS | 50          |
| 4           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.148,00  | 4.340,00              | 27,3 ± 1°C       | 7,78 | 20,00         | 106,00   | ELETRODOS LIGADOS | 60          |
| 5           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.030,00  | 4.340,00              | 26,6 ± 1°C       | 7,67 | 30,00         | 84,00    | ELETRODOS LIGADOS | 0           |
| 5           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.407,00  | 4.748,00              | 26,6 ± 1°C       | 7,79 | 30,00         | 113,00   | ELETRODOS LIGADOS | 10          |
| 5           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.067,00  | 4.598,00              | 26,6 ± 1°C       | 7,91 | 30,00         | 128,00   | ELETRODOS LIGADOS | 20          |
| 5           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.396,00  | 3.820,00              | 26,6 ± 1°C       | 7,96 | 30,00         | 130,00   | ELETRODOS LIGADOS | 30          |
| 5           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.348,00  | 3.998,00              | 26,6 ± 1°C       | 7,98 | 30,00         | 133,00   | ELETRODOS LIGADOS | 40          |
| 5           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.107,00  | 4.612,00              | 26,6 ± 1°C       | 7,95 | 30,00         | 130,00   | ELETRODOS LIGADOS | 50          |
| 5           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.010,00  | 3.810,00              | 26,6 ± 1°C       | 7,94 | 30,00         | 131,00   | ELETRODOS LIGADOS | 60          |
| 6           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 1.952,00  | 4.060,00              | 26,8 ± 1°C       | 7,82 | 40,00         | 89,00    | ELETRODOS LIGADOS | 0           |
| 6           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.293,00  | 4.614,00              | 26,8 ± 1°C       | 7,73 | 40,00         | 131,00   | ELETRODOS LIGADOS | 10          |
| 6           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.115,00  | 4.692,00              | 26,8 ± 1°C       | 7,90 | 40,00         | 142,00   | ELETRODOS LIGADOS | 20          |
| 6           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.192,00  | 4.720,00              | 26,8 ± 1°C       | 7,88 | 40,00         | 141,00   | ELETRODOS LIGADOS | 30          |
| 6           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.341,00  | 4.592,00              | 26,8 ± 1°C       | 7,97 | 40,00         | 144,00   | ELETRODOS LIGADOS | 40          |
| 6           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.379,00  | 4.692,00              | 26,8 ± 1°C       | 7,95 | 40,00         | 136,00   | ELETRODOS LIGADOS | 50          |
| 6           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.242,00  | 4.192,00              | 26,8 ± 1°C       | 8,00 | 40,00         | 136,00   | ELETRODOS LIGADOS | 60          |

| EXPERIMENTO | LÍQUIDO                   | VOLUME [L] | SISTEMA | TDS [ppm] | CONDUTIVIDADE [ $\mu\text{S}/\text{cm}$ ] | TEMPERATURA [ $^{\circ}\text{C}$ ] | pH   | CORRENTE [mA] | ORP [mV] | STATUS            | TEMPO [min] |
|-------------|---------------------------|------------|---------|-----------|-------------------------------------------|------------------------------------|------|---------------|----------|-------------------|-------------|
| 7           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.138,00  | 4.492,00                                  | $27,0 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,84 | 60,00         | 80,00    | ELETRODOS LIGADOS | 0           |
| 7           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.526,00  | 4.958,00                                  | $27,0 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 7,94 | 60,00         | 147,00   | ELETRODOS LIGADOS | 10          |
| 7           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.554,00  | 4.680,00                                  | $27,0 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 8,09 | 60,00         | 149,00   | ELETRODOS LIGADOS | 20          |
| 7           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.471,00  | 4.866,00                                  | $27,0 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 8,10 | 60,00         | 156,00   | ELETRODOS LIGADOS | 30          |
| 7           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.571,00  | 5.092,00                                  | $27,0 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 8,10 | 60,00         | 156,00   | ELETRODOS LIGADOS | 40          |
| 7           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.546,00  | 4.950,00                                  | $27,0 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 8,11 | 60,00         | 168,00   | ELETRODOS LIGADOS | 50          |
| 7           | ÁGUA SALINIZADA (3g NaCl) | 1,00       | RAS     | 2.375,00  | 4.322,00                                  | $27,0 \pm 1^{\circ}\text{C}$       | 8,11 | 60,00         | 182,00   | ELETRODOS LIGADOS | 60          |

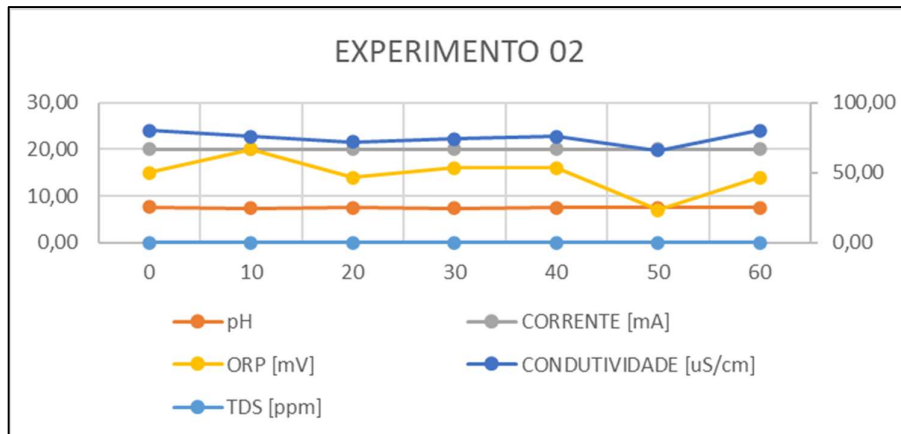
Fonte: Autor.

Construindo o gráfico de tendência para as variáveis: TDS, condutividade, pH e ORP; monitoradas dentro do intervalo total de 60 minutos para cada experimento realizado, tem-se os seguintes resultados apresentados pelas Figuras (138, 139, 140, 141, 142, 143 e 144):

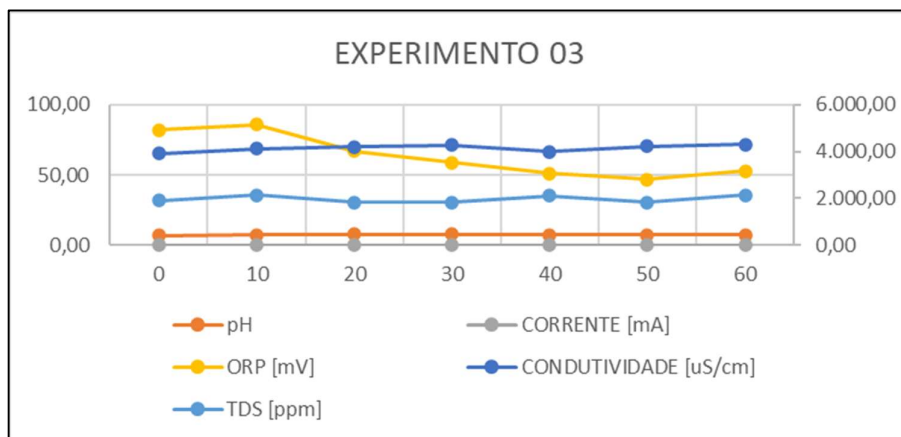
**Figura 138 - Experimento 01: Eletrólise Aquosa.**



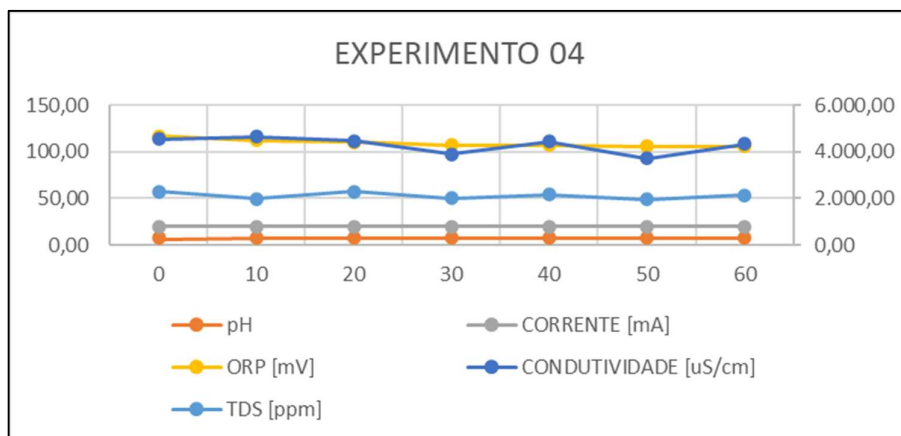
Fonte: Autor.

**Figura 139 - Experimento 02: Eletrólise Aquosa.**

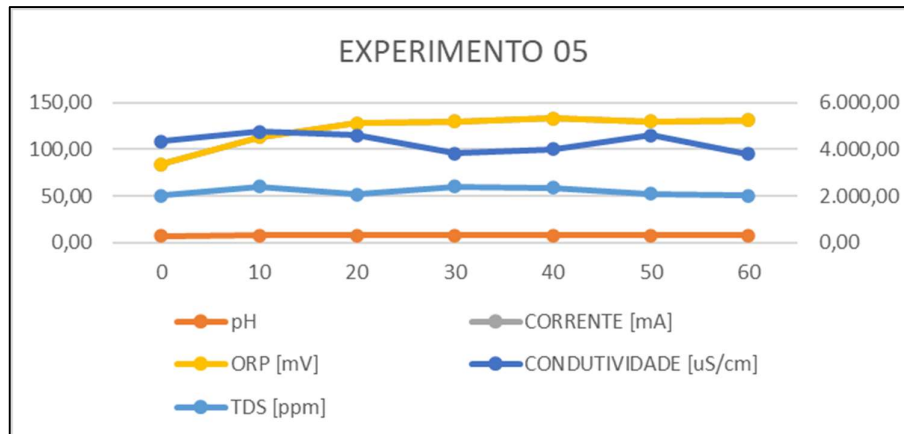
Fonte: Autor.

**Figura 140 - Experimento 03: Eletrólise Aquosa.**

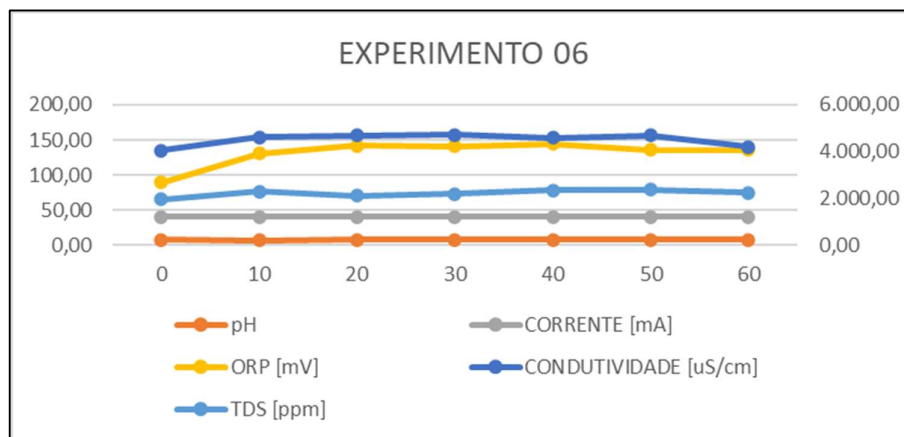
Fonte: Autor.

**Figura 141 - Experimento 04: Eletrólise Aquosa.**

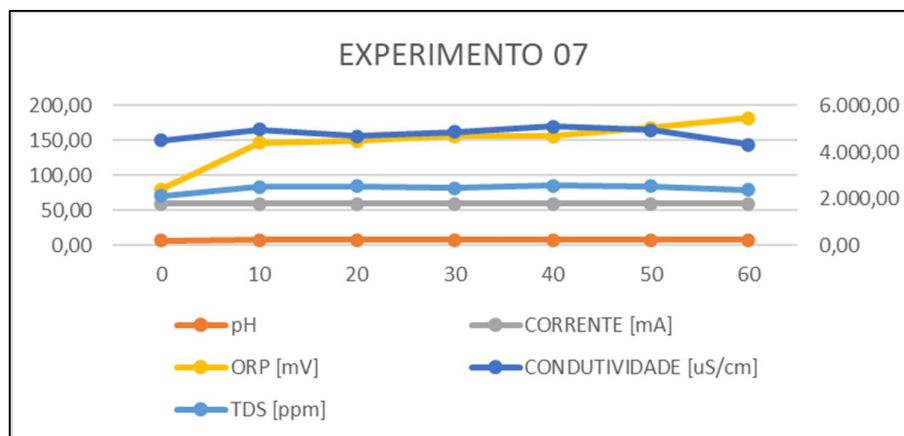
Fonte: Autor.

**Figura 142 - Experimento 05: Eletrólise Aquosa.**

Fonte: Autor.

**Figura 143 - Experimento 06: Eletrólise Aquosa.**

Fonte: Autor.

**Figura 144 - Experimento 07: Eletrólise Aquosa.**

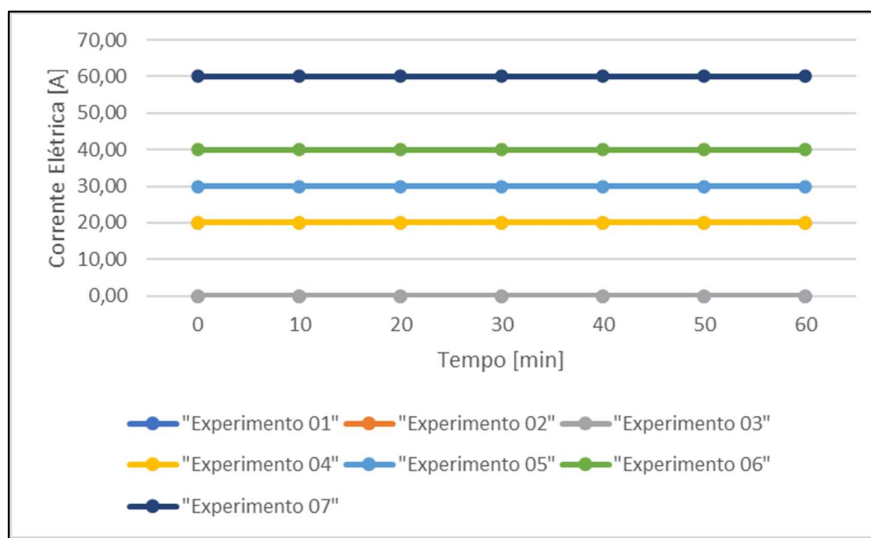
Fonte: Autor.



Realizando a comparação das variáveis entre os experimentos, obtém-se os resultados apresentados nas Figuras (145, 146, 147, 148 e 149).

A corrente elétrica aumenta devido a variação do set-point da corrente, e, portanto, aumento do *duty cycle* na chave de potência, conforme apresentado na Figura (143):

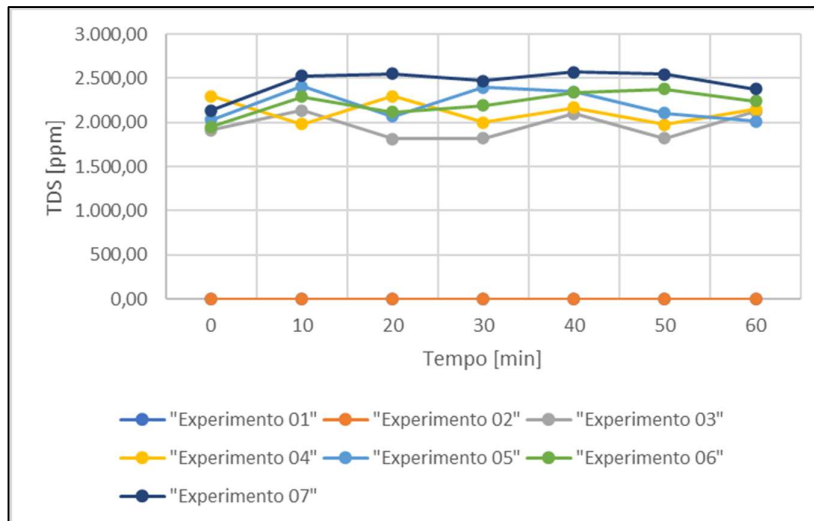
**Figura 145 - Resultados Experimentais: Corrente Elétrica.**



Fonte: Autor.

Analisando o gráfico da Figura (146), é possível perceber que nos experimentos 01 (eletrodos desligados) e 02 (eletrodos ligados) a quantidade total de sais dissolvidos na água apresenta valor nulo quando medido na unidade [ppm] e para os demais experimentos realizados (03, 04, 05, 06 e 07), ao qual foi acrescentado 3g de cloreto de sódio (NaCl), os valores globais aumentam de acordo com o aumento da corrente, visto que a eletrólise afeta a concentração de íons na água pelo efeito redox.

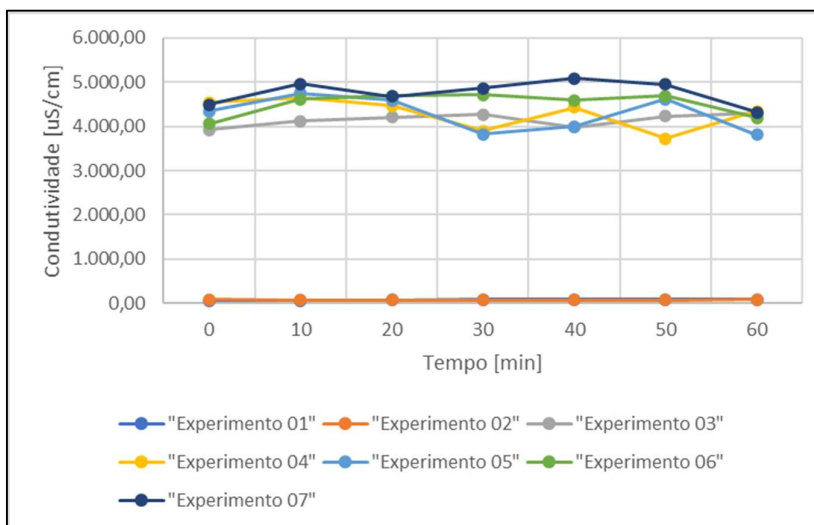
**Figura 146 - Resultados Experimentais: TDS (Concentração de Sais Dissolvidos [ppm]).**



Fonte: Autor.

Analisando o gráfico da Figura (147), percebe-se que nos experimentos 01 (eletrodos desligados) e 02 (eletrodos desligados) a condutividade da água medida em [mV] está próximo a valor nulo, devido à falta de íons durante o processo. Para os outros experimentos realizados (03, 04, 05, 06 e 07), ao qual a água foi salinizada (3g NaCl), logo, aumentando os íons presentes, os valores mensurados apresentaram tendência crescente entre os experimentos quando aumentada a corrente aplicada por meio dos eletrodos. A condutividade da água neste caso, está associada a presença de íons dissolvidos de  $Na^+$  e  $OH^-$ , visto que a ordem de descarga da reação implica na redução dos íons  $H^+$  em  $H(g)$  e oxidação dos íons  $Cl^-$  em  $Cl(g)$ .

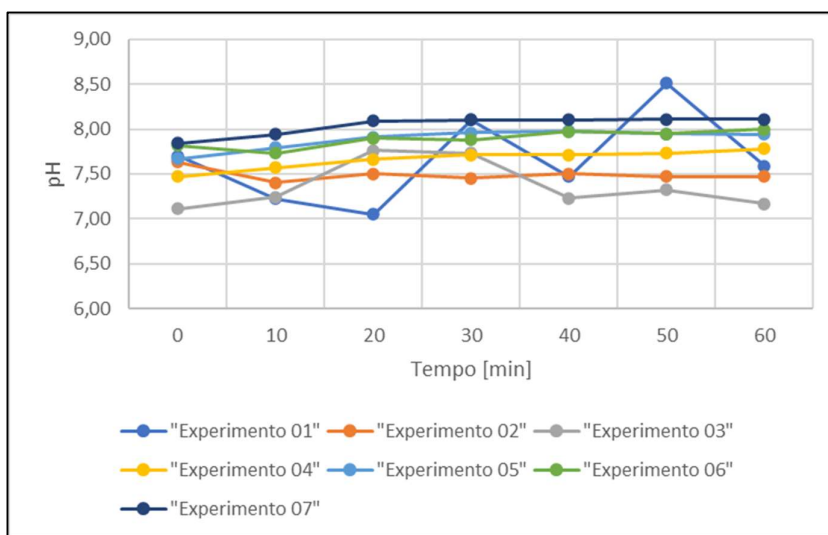
**Figura 147 - Resultados Experimentais: Condutividade ([mV]).**



Fonte: Autor.

Analisando o gráfico da Figura (148), é possível perceber que o pH da água para os experimentos realizados apresentam valores próximos entre si, compreendidos entre o intervalo de 7 e 8, visto que a sua mudança está relacionada ao potencial hidrogeniônico e seus valores apresentam variações temporárias mediante ao processo de oxidação e redução. Considerando que os íons de hidróxido são consumidos para produzir hidrogênio gasoso (água potável) ou hidróxido de sódio (água salinizada), há um aumento de pH na região catódica. Outrossim, quando o hidróxido é consumido para produzir oxigênio gasoso (água potável), haverá diminuição do pH na região anódica, assim como quando produzido cloro gasoso. Portanto, a variação do pH em média para o intervalo de medição, aumenta para a eletrólise de NaCl, visto que ao final do processo de há presença de hidroxila ( $OH^-$ ), caracterizando uma solução básica.

**Figura 148 - Resultados Experimentais: pH.**



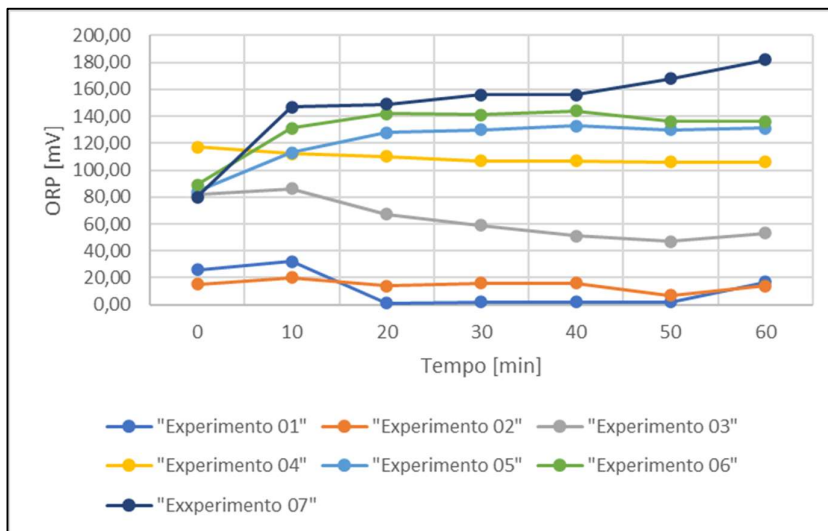
Fonte: Autor.

Analisando o gráfico da Figura (149), para os experimentos 01 (eletrodos desligados) e 02 (eletrodos ligados) efetuados em água potável, o aumento da corrente elétrica, logo ação da eletrólise, provoca aumento global nos valores, porém, não há aumento expressivo entre os valores monitorados.

Já para os outros experimentos (03, 04, 05, 06 e 07) realizados em água salinizada, nota-se evolução mais expressiva quando comparados entre si diante do aumento da corrente aplicada (eletrólise), visto que há aumento das espécies

oxidantes (íons de cloro). Sabendo que o aumento da corrente elétrica aumenta a transferência de cargas (elétrons) nos eletrodos, acelerando as reações redox.

**Figura 149 - Resultados Experimentais: ORP ([mV]).**



Fonte: Autor.

## CAPÍTULO XI - CONCLUSÕES

O projeto do conversor cc-cc buck-boost executado apresentou resultados satisfatórios comprovados pelas simulações realizadas, visto que, houve a constatação da operação abaixadora e elevadora, característica deste tipo de conversor para ciclos ativos de trabalho (*duty cycle*) menores ou maiores a 50%, assim como a tensão desejada na saída quando aplicado o *duty cycle* de projeto.

O conversor cc-cc buck-boost implementado na prática, posterior a projeto e simulação, comprovou através do monitoramento das variáveis *duty cycle* e tensão de saída com auxílio dos instrumentos de medição (multímetro e osciloscópio), os resultados esperados conforme análise da teoria deste tipo de conversor.

Considerando a construção experimental do conversor cc-cc buck-boost e as perdas inerentes dos componentes eletrônicos, portanto caracterizada por cenário não idealizado que deve considerar influências externas ao circuito por ambiente não controlado, capacitâncias e indutâncias parasitas, resistências de contato, soldas, trilhas, condutores e ruídos diversos, os resultados obtidos demonstram-se satisfatórios.

O controle em malha aberta realizado em modo de operação local ou remoto apresentou bons resultados, visto que a manipulação do potenciômetro (modo local) ou manipulação da barra selecionadora de valores (modo remoto) provocou resultados precisos para o *duty cycle* quando verificados no osciloscópio e aproximados para a tensão de saída quando comparados aos cálculos ideais de teoria.

A linearização da equação representante a corrente média no indutor mensurada pelo sensor, demonstrou-se satisfatória, visto que os ensaios e valores conseguidos no processamento dos dados via microcontrolador, aplicação do filtro digital média móvel e posterior envio ao supervisor, quando monitorados com auxílio do multímetro digital, apresentou valores aproximados.

O controle em malha fechada via histerese com feedback da placa transdutora e tratamento digital do sinal de corrente via microcontrolador, selecionado através do supervisor, apresentou bons resultados, mantendo a corrente média no indutor dentro dos limites definidos da margem de histerese no experimento prático realizado, tal como em simulação.

A modelagem via espaço de estados médios realizada, demonstrou-se satisfatória, visto que os cálculos efetuados mediante as equações obtidas, apresentou valores para as variáveis que posteriormente foram adotados em simulação e resultou nas respostas esperadas de acordo com a teoria quando simulado o sistema em malha fechada para as técnicas de controle escolhidas.

O projeto do compensador PI dada a modelagem via espaço de estados médios para o controle da corrente média no indutor via *duty cycle*, apresentou resultados satisfatórios em simulação, já que se obteve boa resposta dinâmica às perturbações e degraus aplicados ao sistema.

A discretização da função transferência do sistema via método de Tustin, tal como o projeto do compensador PI realizado, demonstrou-se pertinente, pois os resultados aplicados para o controle em tempo discreto, provenientes dos coeficientes encontrados, quando simulados, efetuou o controle com boa resposta dinâmica eliminando o erro frente uma perturbação.

O controle digital implementado, posterior a modelagem no espaço de estados médios, discretização da função transferência e compensador PI via método de Tustin, assim como, identificação dos coeficientes de amostras correntes e passadas do sinal controlado, demonstrou bons resultados, visto que ao selecionar o modo de operação em controle proporcional-integral via supervisor, quando definido o valor desejado de controle, obteve-se a compensação do erro em tempo real com boa resposta dinâmica e valores aproximados ao set-point mesmo frente às perturbações decorrentes.

Os experimentos realizados para a eletrólise aquosa via variação da corrente elétrica proveniente do conversor cc-cc buck-boost, através das tendências analisadas dados os intervalos de tempo de medição, a partir do aumento da corrente elétrica demonstraram aumento do TDS e condutividade, variação do pH dentro na margem de 7 e 8, assim como, aumento do ORP para as coletas pontuais durante a maior parte do intervalo de mensuração.

Portanto, diante dos experimentos realizados, conclui-se que a eletrólise pode auxiliar na diminuição de contaminantes na água, influenciando em sua pureza, visto que os valores de TDS aumentam mediante ao aumento da corrente aplicada. Outrossim, o aumento da corrente aplicada contribui para o aumento do ORP, sendo assim, indicando o aumento das reações redox, o que contribui para desinfecção mediante a ação do cloro liberado da água salinizada. Ademais, o controle da ORP

via eletrólise contribui para o monitoramento da qualidade da água, visto que realizando seu controle, estará controlando as reações redox.

## **SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS**

- Realizar eletrólise por meio dos conversores cc-cc e aplicar ao tratamento de materiais;
- Gerar hidrogênio verde por meio de eletrólise através dos conversores cc-cc;
- Aplicar inteligência artificial para adaptação do controle do conversor cc-cc aos resultados de qualidade da água.



## REFERÊNCIAS

- ALEXANDER, Charles K.; SADIKU, Matthew NO. Fundamentos de circuitos elétricos. AMGH Editora, 2013.
- ASADI, Farzin; EGUCHI, Kei. Power Electronics Circuit Analysis with PSIM®. Walter de Gruyter GmbH & Co KG, 2021.
- BADIOLA, Maddi; MENDIOLA, Diego; BOSTOCK, John. Recirculating Aquaculture Systems (RAS) analysis: Main issues on management and future challenges. Aquacultural Engineering, v. 51, p. 26-35, 2012.
- RODRIGUES, Elizabeth Maria Soares et al. Físico-química. 2011.
- BEZERRIL JR, Paulo; WIENDL, W. G. Tratamento Eletrolítico do Esgoto Urbano– Instalação Pioneira em Itacemópolis/SP. Revista DAE, v. 45, n. 143, p. 420-9, 1985.
- BROWN, T. L.; LEMAY, H. E.; BURSTEIN, B. E. Química: a ciência central. 9. ed. Toronto, CA: Pearson/Prentice Hall, 2005.
- DOKIĆ, Branko L.; BLANUŠA, Branko. Power Electronics. Springer, 2015.
- ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. Fundamentals of power electronics. Springer Science & Business Media, 2007.
- GARCIA, Fellipe Saldanha; FERREIRA, André Augusto; POMILIO, José Antenor. Plataforma de ensino de eletrônica de potência versátil e de baixo custo. Eletrônica de Potência, v. 13, n. 2, p. 85-90, 2008.
- GORMEZANO, Lucien. Desenvolvimento e implementação de sistema para avaliar a cinética de remoção de resíduos presentes nos tubos de trocador de calor feixe tubular. 2007.
- DE QUEIROZ, J. F.; SILVEIRA, M. P. Recomendações práticas para melhorar a qualidade da água e dos efluentes dos viveiros de aquicultura. Embrapa Meio Ambiente. Circular Técnica, v. 12, 2006.
- LIN, C.J; LO, S.L; KUO, C.Y; WU, C.H. Pilot scale electrocoagulation with bipolar aluminium electrodes for on-site domestic greywater reuse. Journal of environmental engineering. v. 131, n. 3, p. 491-495, mar. 2005.
- LOSORDO, T. M.; WESTERS, H. System carrying capacity and flow estimation. Developments in aquaculture and fisheries science, v. 27, p. 9-60, 1994.
- MALVINO, Albert P.; BATES, David J. Eletrônica-Vol. 2: 8ª Edição. McGraw Hill Brasil, 2016.
- MALVINO, Albert Paul; BATES, David J. Eletrônica. AMGH, 2011.

MANUAL, PSIM User. Powersim Technol. Rockville, MD, USA, 2010.

NISE, Norman S. Engenharia de Sistemas de Controle [trad.]. Jackson Paul Matsuura, v. 6, 2002.

NOGUEIRA, Daniel da Silva; ALVES, Diego Prandino. Transformadores de potência-teoria e aplicação tópicos essenciais. 2009.

OTENIO, Marcelo Henrique et al. Avaliação em escala laboratorial da utilização do processo eletrolítico no tratamento de águas. Química Nova, v. 31, p. 508-513, 2008.

PROGRAMA, DE PESQUISA EM SANEAMENTO BÁSICO. Tratamento de águas de abastecimento por filtração em múltiplas etapas. Rio de Janeiro: Associação Brasileira de Engenharia Sanitária e Ambiental, 1999.

RASHID, M. H. Power Electronics Handbook: (Butterworth-Heinemann). 2010.

RICHTER, Carlos A.; DE AZEVEDO NETTO, José Martiniano. Tratamento de água: tecnologia atualizada. Editora Blucher, 2021.

ROZANOV, Yuriy et al. Power electronics basics: operating principles, design, formulas, and applications. CRC press, 2015.

SCHULER, Charles. Eletronica I. AMGH, 2013.

TIMMONS, Michael B.; SUMMERFELT, Steven T.; VINCI, Brian J. Review of circular tank technology and management. Aquacultural engineering, v. 18, n. 1, p. 51-69, 1998.

WENDLING, Marcelo. CI reguladores de tensão. UNESP-Universidade Estadual Paulista. Guaratinguetá, Brasil, 2009.

WIENDL, Wolfgang G. Processos eletrolíticos no tratamento de esgotos sanitários. ABES, 1998.

ZOULIAS, Emmanuel et al. A review on water electrolysis. Tcjt, v. 4, n. 2, p. 41-71, 2004.

## APÊNDICE A – ALGORITMO IDE ARDUINO

```

/*=====
* Nome do projeto: Controle do Conversor CC-CC Buck-Boost e GUI.
* Autor do projeto: Nathan Ramos Cruz.
* Descrição resumida do projeto:
* Desenvolvimento de controle para a corrente média do indutor e interface gráfica ao usuário para operação da plataforma
experimental.
* Data da criação: 16/10/2023.
* Data da última alteração: 16/01/2024.
=====*/
//=====
//
//                                --- Mapeamento de Hardware e Software ---

#define pwmOut (1<<PH6)
#define n_pontosCorrente 20
#define n_pontosORP 1000

#define FASTADC 1

#ifndef cbi
#define cbi(sfr, bit) (_SFR_BYTE(sfr) &= ~_BV(bit))
#endif
#ifndef sbi
#define sbi(sfr, bit) (_SFR_BYTE(sfr) |= _BV(bit))
#endif

//=====

//=====
//                                --- Variáveis Globais ---

String data;
String x, y, z, t, p;
char d1;
bool estBotao;
bool FlagLimiteSuperior;
bool FlagLimiteInferior;
int local_remoto;
int valF;
int valD;
int valHabHist;
int valHabPl;
int setpoint;
float amostrasCorrente[n_pontosCorrente];
float amostrasORP[n_pontosORP];
float media_movelCorrente;
float media_movelORP;

```

```

float correnteSP;
float LimiteSuperior;
float LimiteInferior;
double ke0, ke1, ke2, kx1, kx2;
double x0Min, x0Max;
double e0, e1, e2, x0, x1, x2;
double x0_norm;

//=====================================================
//|                                     --- Desenvolvimento das Funções ---                                     |
//|
//|
//|
//|                                     Conversão do duty cycle para bits representativos enviados ao registrador
//| -----
void setDuty_pin09(float valorD)
{
    int duty;
    valorD = valorD/100;
    duty = (valorD * 256) - 1;
    OCR2B = duty;
} //end

//=====================================================
//|                                     Atribui frequência de trabalho desejada diretamente ao registrador TCCR2B
//| -----
void setFreq(char opcao)
{
    /*
    TABELA:

    Frequências

    1   62.5  kHz
    2   7.81  kHz
    3   1.95  kHz
    4   976.56 Hz
    5   488.28 Hz
    6   244.14 Hz
    7   61.03 Hz

    */
    TCCR2B = opcao;

} //end

//=====================================================
//| Lê os valores analógicos inseridos pelo potenciômetro, estabiliza-o e envia para a GUI através da comunicação serial e
//| palavra representativa ('v')
//| -----
void LeituraPot()
{
    String valPot;

```

```

static int antigoPot = 0;
int atualPot = 0, posteriorPot, antecessorPot;
atualPot = analogRead(A0);
posteriorPot = atualPot + 2;
antecessorPot = atualPot - 2;
if(atualPot!=antigoPot)
{
    if((antigoPot<=antecessorPot)|| (antigoPot>=posteriorPot))
    {
        valPot = String(atualPot);
        Serial.print("v");
        Serial.println(valPot);
        antigoPot = atualPot;
    }//end if
} // end if
} //end

//
=====
// Lê os valores digitais inseridos pela GUI, envia para a GUI através da comunicação serial e palavra representativa ('R')
// -----
void LeituraDutRem(int auxValDutRem)
{
    String valDutRem;
    valDutRem = String(auxValDutRem);
    Serial.print("R");
    Serial.println(valDutRem);
} //end

//
=====
// Lê os valores analógicos inseridos pelo potenciômetro, envia para a GUI através da comunicação serial e palavra
representativa ('L')
// -----
void LeituraDutLoc(int auxValDutLoc)
{
    String valDutLoc;
    valDutLoc = String(auxValDutLoc);
    Serial.print("L");
    Serial.println(valDutLoc);
} //end

//
=====
// Lê os valores digitais inseridos pela GUI, envia para a GUI através da comunicação serial e palavra representativa ('f')
// -----
void LeituraFreq(int auxValFreq)
{
    String valFreq;
    valFreq = String(auxValFreq);
    Serial.print("f");

```

```

    Serial.println(valFreq);
} //end

//
=====
// Lê os valores analógicos provenientes do sensor de corrente, realiza filtragem pela técnica de médias móveis e envia para a
// GUI através da palavra representativa ('i')
// -----
void LeituraCorrente()
{
    String valCorrente;
    int atualCorrente = analogRead(A1);
                                     //Serial.print("Entrada Analógica A1: "); Serial.println(atual);
//-----
    for(int i1Corrente=n_pontosCorrente-1; i1Corrente>0; i1Corrente--)
    {
        amostrasCorrente[i1Corrente] = amostrasCorrente[i1Corrente-1];
                                     //Serial.print("Entrada Analógica A1: "); Serial.println(atual);
    } //end
                                     //Serial.print("Entrada Analógica A1: "); Serial.println(atual);
                                     //Serial.print("Entrada Analógica A1: "); Serial.println(atual);

    amostrasCorrente[0] = atualCorrente;
    float somaCorrente = 0.0;
    for(int i2Corrente=0; i2Corrente<n_pontosCorrente; i2Corrente++)
    {
        somaCorrente += (6.6243*((amostrasCorrente[i2Corrente]*5.0)/1023)) - 9.9962-0.06;
                                     //Serial.print("Soma "); Serial.println(soma, 6);
    } //end
    media_movelCorrente = (somaCorrente/n_pontosCorrente);
                                     //Serial.print("Média Móvel "); Serial.println(media_movel, 6);
//-----
    valCorrente = String(media_movelCorrente, 3);
    Serial.print("i");
    Serial.println(valCorrente);
} //end

/*=====
Lê o valor digital inserido pelo botão e atualiza o estado atual da entrada, selecionando o modo Local/Remoto
-----*/

int ModoOP()
{
    int AuxLocal_remoto;
    estBotao = digitalRead(3);

    if(estBotao == true)
    {
        AuxLocal_remoto = 1;
    } //end if
    else if(estBotao == false)
    {
        AuxLocal_remoto = 0;
    }
}

```

```

    }//end else if
    return(AuxLocal_remoto);
} //end ModoOP

/*=====
Lê os valores analógicos provenientes do sensor de corrente, determina as margens de histerese e envia para a GUI através
da palavra representativa ('u') e ('n')
-----*/

void LeituraCorrenteSP()
{
    String valCorrenteSP;
    valCorrenteSP = String(correnteSP, 3);
    correnteSP = setpoint*0.500/1023;
    LimiteInferior = correnteSP*(1-(0.1/2));
    LimiteSuperior = correnteSP*(1+(0.1/2));
    Serial.print("c");
    Serial.println(valCorrenteSP);
}

void LeituraMargInf()
{
    String valMargInf;
    valMargInf = String(LimiteInferior,3);
    Serial.print("n");
    Serial.println(valMargInf);
}

void LeituraMargSup()
{
    String valMargSup;
    valMargSup = String(LimiteSuperior, 3);
    Serial.print("u");
    Serial.println(valMargSup);
}

/*=====
Controle de corrente por histerese
-----*/

void HistereseControl()
{
    if(media_movelCorrente < LimiteInferior)
    {
        FlagLimiteInferior = true;
        FlagLimiteSuperior = false;
    } //end

    else if(media_movelCorrente > LimiteSuperior)
    {
        FlagLimiteSuperior = true;
    }
}

```

```

    FlagLimiteInferior = false;
  }//end

  if(FlagLimiteInferior == true)
  {
    //setDuty_pin09(map(valD, 0, 1023, 0, 100));
    setDuty_pin09(78);
  }//end

  else if(FlagLimiteSuperior == true)
  {
    setDuty_pin09(0.5);
  }//end

  }//end HistereseControl

/*=====
Controle PI
-----*/

void PControl()
{

  e2=e1; e1=e0; x2=x1; x1=x0;

  e0 = correnteSP - media_movelCorrente;
  x0 = ke0*e0 + ke1*e1 + ke2*e2 - kx1*x1 - kx2*x2;

  if(x0 > x0Max){x0 = x0Max;}
  if(x0 < x0Min){x0 = x0Min;}

  x0_norm = (100*x0);
  setDuty_pin09(x0_norm);

  //Serial.print("Entrada Analógica: "); Serial.println(analogRead(A1)); Serial.println("");
  //delay(1000);
  //Serial.print("Corrente Medida: "); Serial.println(media_movel); Serial.println("");
  //delay(1000);
  //Serial.print("Setpoint: "); Serial.println(correnteSP); Serial.println("");
  //delay(1000);
  //Serial.print("Erro: "); Serial.println(e0); Serial.println("");
  //delay(1000);
  //Serial.print("Compensador Digital: "); Serial.println(x0); Serial.println("");
  //delay(1000);
  //Serial.print("Controle Duty Cycle: "); Serial.println(x0_norm); Serial.println("");
  //delay(1000);

}

/*=====
SENSOR ORP
-----*/

void LeituraSensorORP()
{
  String valORP;

```



```

int atualORP = analogRead(A2);
//Serial.print("Entrada Analógica A2: "); Serial.println(atual);

//-----
for(int i1ORP=n_pontosORP-1; i1ORP>0; i1ORP--)
{
    amostrasORP[i1ORP] = amostrasORP[i1ORP-1];
    //Serial.print("Entrada Analógica A2: "); Serial.println(atual);
}

//end

//Serial.print("Entrada Analógica A2: "); Serial.println(atual);
//Serial.print("Entrada Analógica A2: "); Serial.println(atual);

amostrasORP[0] = atualORP;
float somaORP = 0.0;
for(int i2ORP=0; i2ORP<n_pontosORP; i2ORP++)
{
    somaORP += amostrasORP[i2ORP];
    //somaORP += ((amostrasORP[i2ORP]*4000.0)/818.4) - 2000.0;
    //somaORP += ((amostrasORP[i2ORP]*4.0)/(4.0*818.4))*2000.0;
    //Serial.print("SomaORP "); Serial.println(somaORP, 6);
}

//end
media_movelORP = (somaORP/n_pontosORP);
float sensorValueVoltage = (3.69*media_movelORP - 695.64)/409.2;
float valueORP = ((2000*sensorValueVoltage + 3400)/3.69) - 2047 + 495;
//Serial.print("Média Móvel ORP"); Serial.println(media_movelORP, 6);

//-----
valORP = String(valueORP);
Serial.print("O");
Serial.println(valORP);

}

//end

//
=====
//
--- Programa Principal ---

void setup()
{
    DDRH |= pwmOut;
    PORTH &= ~pwmOut;
    TCCR2A = 0xA3;

    #if FASTADC
        // set prescale to 16
        sbi(ADCSRA,ADPS2);
        cbi(ADCSRA,ADPS1);
        cbi(ADCSRA,ADPS0);
    #endif

    pinMode(3, INPUT_PULLUP);
    analogReference(DEFAULT);
    Serial.begin(9600);

```

```

valF = 1;
setFreq(valF);

ke0 = 0.8337, ke1 = -0.6786, ke2 = 0.0000, kx1 = -1.0000, kx2 = 0.0000;
x0Min = 0.0050, x0Max = 0.7800;

for(int i=0; i<n_pontosCorrente; i++)
{
    amostrasCorrente[i] = 0;
} //end

for(int i2=0; i2<n_pontosORP; i2++)
{
    amostrasORP[i2] = 0;
} //end

} //end

void loop ()
{
    if(Serial.available())
    {
        data = Serial.readString();
        d1 = data.charAt(0);
    } //end
    local_remoto = ModoOP();
    if(local_remoto == 1)
    {
        int val = analogRead(A0);
        int auxVal = val;
        LeituraDutLoc(auxVal);
        val = map(val, 0, 1023, 0, 100);
        LeituraPot();
        LeituraCorrente();
        setDuty_pin09(val);
    } //end
    else if(local_remoto == 0)
    {
        LeituraCorrente();
        LeituraSensorORP();
        switch(d1)
        {
            case 'D':
                x = data.substring(1);
                valD = x.toInt();
                LeituraDutRem(valD);
                //setDuty_pin09(map(valD, 0, 1023, 0, 100));
                //Serial.print("Valor do Duty Cycle"); Serial.println(valD);

                break;
            case 'F':
                y = data.substring(1);

```

```

    valF = y.toInt();
    setFreq(valF);

    //Serial.print("Frequência Seleccionada"); Serial.println(valF);

    break;
    case 'H':
    z = data.substring(1);
    valHabHist = z.toInt();

    //Serial.print("Status Histerese"); Serial.println(valHabHist);

    break;
    case 'S':
    t = data.substring(1);
    setpoint = t.toInt();

    //Serial.print("Valor do Setpoint: ");Serial.println(setpoint*3.0/1023, 4);

    break;

    case 'P':
    p = data.substring(1);
    valHabPI = p.toInt();
    break;
} //end switch case

//Serial.print("Setpoint: "); Serial.println(setpoint);

LeituraCorrenteSP();
LeituraMargInf();
LeituraMargSup();

if(valHabHist == 1)
{
    valHabPI = 0;
    HistereseControl();
    //Serial.println("Histerese Habilitada");
}
else if(valHabPI == 1)
{
    valHabHist = 0;
    PControl();
    //Serial.println("PI Habilitado");
}
else if ((valHabPI == 0) && (valHabHist == 0))
{
    setDuty_pin09(map(valD, 0, 1023, 0, 100));
    //Serial.println("Histerese e PI desabilitados");
}

} //end
} //end

//
=====
// --- FINAL DO PROGRAMA ---

```

## APÊNDICE B – ALGORITMO IDE VISUAL STUDIO

```

/*Nome do projeto: GUI Plataforma Experimental Conversor CC-CC Buck-Boost.
/*Autor do projeto: Nathan Ramos Cruz.
/*Descrição resumida do projeto:
/*Desenvolvimento de interface gráfica ao usuário para operação da plataforma experimental do conversor cc-cc buck-boost.
/*Data da criação: 26/10/2023.
/*Data da última alteração: 16/01/2024.

```

```
//PROGRAMA PRINCIPAL (MAIN)
```

```

using System;
using System.Collections.Generic;
using System.Linq;
using System.Threading.Tasks;
using System.Windows.Forms;

namespace PWM_Registradores_GUI_rev2
{
    internal static class Program
    {
        /// <summary>
        /// Ponto de entrada principal para o aplicativo.
        /// </summary>
        [STAThread]
        static void Main()
        {
            Application.EnableVisualStyles();
            Application.SetCompatibleTextRenderingDefault(false);
            Application.Run(new Form1());
        }
    }
}

```

```
//FUNÇÕES
```

```

using System;
using System.Collections.Generic;
using System.ComponentModel;
using System.Data;
using System.Drawing;
using System.IO.Ports;
using System.Linq;
using System.Reflection.Emit;
using System.Text;
using System.Threading.Tasks;
using System.Windows.Forms;
using System.Xml.Linq;

```

```

namespace PWM_Registradores_GUI_rev2
{
    public partial class Form1 : Form
    {
        string DutCy, Freq, Hab_Contr_Hist, SetPoint_Hist, Hab_Contr_PI;
        int P = 0;
        int DutLoc, DutRem;
        Double volts, corrente, limiteInferior, limiteSuperior, correnteSP, ORP;
        string StrSerialIn, StrSerialInRam;
        public Form1()
        {
            InitializeComponent();
            ComboBoxBaudRate.SelectedIndex = 0;
        }
        private void ButtonScanPort_Click(object sender, EventArgs e)
        {
            ComboBoxPort.Items.Clear();
            string[] myPort;
            int i;
            myPort = SerialPort.GetPortNames();
            ComboBoxPort.Items.AddRange(myPort);
            i = ComboBoxPort.Items.Count;
            i = i - i;
            try
            {
                ComboBoxPort.SelectedIndex = i;
                ButtonConnect.Enabled = true;
            }
            catch (Exception)
            {
                MessageBox.Show("Porta de comunicação não encontrada!");
                ComboBoxPort.Text = "";
                ComboBoxPort.Items.Clear();
            }
            ComboBoxPort.DroppedDown = true;
        }
        private void ButtonConnect_Click(object sender, EventArgs e)
        {
            try
            {
                SerialPort1.BaudRate = Convert.ToInt32(ComboBoxBaudRate.SelectedItem);
                SerialPort1.PortName = Convert.ToString(ComboBoxPort.SelectedItem);
                SerialPort1.Open();
                TimerSerial.Start();

                ButtonConnect.SendToBack();
                ButtonDisconnect.BringToFront();
            }
            catch (Exception)
            {
                MessageBox.Show("Checar hardware, porta COM, Baud Rate e tentar novamente!");
            }
        }
    }
}

```

```

    }
}
private void ButtonDisconnect_Click(object sender, EventArgs e)
{
    TimerSerial.Stop();
    SerialPort1.Close();

    ButtonDisconnect.SendToBack();
    ButtonConnect.BringToFront();
}
private void SerialPort1_DataReceived(object sender, SerialDataReceivedEventArgs e)
{
    try
    {
        StrSerialIn = SerialPort1.ReadLine();
    }
    catch(Exception)
    {
        TimerSerial.Stop();
        SerialPort1.Close();
    }
}
private void ValDutyCy_Scroll(object sender, EventArgs e)
{
    DutCy = "D" + ValDutCy.Value;
    TextBox6.Text = String.Format("{0:0}", (ValDutCy.Value*100) / 1023);
}
private void EnvDutCy_Click(object sender, EventArgs e)
{
    if (string.IsNullOrEmpty(DutCy))
    {
        DutCy = "0";
    }
    SerialPort1.Write(DutCy);
}
private void EnvFreq1_Click(object sender, EventArgs e)
{
    Freq = "F" + 1;
    SerialPort1.Write(Freq);
}
private void EnvFreq2_Click(object sender, EventArgs e)
{
    Freq = "F" + 2;
    SerialPort1.Write(Freq);
}
private void EnvFreq3_Click(object sender, EventArgs e)
{
    Freq = "F" + 3;
    SerialPort1.Write(Freq);
}
}

```

```

private void EnvFreq4_Click(object sender, EventArgs e)
{
    Freq = "F" + 4;
    SerialPort1.Write(Freq);
}
private void EnvFreq5_Click(object sender, EventArgs e)
{
    Freq = "F" + 5;
    SerialPort1.Write(Freq);
}
private void EnvFreq6_Click(object sender, EventArgs e)
{
    Freq = "F" + 6;
    SerialPort1.Write(Freq);
}
private void EnvFreq7_Click(object sender, EventArgs e)
{
    Freq = "F" + 7;
    SerialPort1.Write(Freq);
}
private void Hab_Cont_Hist_Click(object sender, EventArgs e)
{
    Hab_Contr_Hist = "H" + "1";
    SerialPort1.Write(Hab_Contr_Hist);

    Hab_Cont_Hist.SendToBack();
    Desabilita_Control_Hist.BringToFront();
}
private void Desabilita_Control_Hist_Click(object sender, EventArgs e)
{
    Hab_Contr_Hist = "H" + "0";
    SerialPort1.Write(Hab_Contr_Hist);
    Desabilita_Control_Hist.SendToBack();
    Hab_Cont_Hist.BringToFront();
}
private void ValSetPoint_Scroll(object sender, EventArgs e)
{
    SetPoint_Hist = "S" + ValSetPoint.Value;
    Textbox_Setpoint.Text = String.Format("{0:0}", (ValSetPoint.Value * 100) / 1023);
}
private void EnvSetpoint_Click(object sender, EventArgs e)
{
    if (string.IsNullOrEmpty(SetPoint_Hist))
    {
        SetPoint_Hist = "0";
    }
    SerialPort1.Write(SetPoint_Hist);
}
private void Hab_Control_PI_Click(object sender, EventArgs e)
{
    Hab_Contr_PI = "P" + "1";

```

```

        SerialPort1.Write(Hab_Contr_PI);
        Hab_Control_PI.SendToBack();
        Desabilita_Control_PI.BringToFront();
    }
    private void Desabilita_Control_PI_Click(object sender, EventArgs e)
    {
        Hab_Contr_PI = "P" + "0";
        SerialPort1.Write(Hab_Contr_PI);
        Desabilita_Control_PI.SendToBack();
        Hab_Control_PI.BringToFront();
    }
    private void TimerSerial_Tick(object sender, EventArgs e)
    {
        TextBox TB = new TextBox();
        TB.Multiline = true;
        TB.Text = StrSerialIn;
        try
        {
            if (TB.Lines.Count() > 0)
            {
                StrSerialInRam = TB.Lines[P];
                if (StrSerialInRam != null)
                {
                    if (TB.Lines[P].Substring(0, 1) == "v")
                    {
                        volts = Math.Round((Convert.ToSingle(StrSerialInRam.Substring(1)) * 5 / 1023), 3,
MidpointRounding.AwayFromZero);
                        TextBox1.Text = Convert.ToString(volts);
                        ProgressBar1.Value = Convert.ToInt16(StrSerialInRam.Substring(1));
                    }
                    else if (TB.Lines[P].Substring(0, 1) == "R")
                    {
                        DutRem = Convert.ToInt16(StrSerialInRam.Substring(1)) * 100 / 1023;
                        TextBox5.Text = Convert.ToString(DutRem);
                    }
                    else if (TB.Lines[P].Substring(0, 1) == "L")
                    {
                        DutLoc = Convert.ToInt16(StrSerialInRam.Substring(1)) * 100 / 1023;
                        TextBox7.Text = Convert.ToString(DutLoc);
                    }
                    else if (TB.Lines[P].Substring(0,1) == "I")
                    {
                        corrente = (Convert.ToSingle(StrSerialInRam.Substring(1, 5)))/1000;
                        TextBox8.Text = Convert.ToString(corrente);
                    }
                    else if (TB.Lines[P].Substring(0,1)=="c")
                    {
                        correnteSP = (Convert.ToSingle(StrSerialInRam.Substring(1, 5))) / 1000;
                        Text_CorrenteSP.Text = Convert.ToString(correnteSP);
                    }
                    else if (TB.Lines[P].Substring(0, 1) == "n")

```



```

    {
        limiteInferior = (Convert.ToSingle(StrSerialInRam.Substring(1, 5)))/1000;
        Text_Lim_Inf_SP.Text = Convert.ToString(limiteInferior);
    }
    else if (TB.Lines[P].Substring(0, 1) == "u")
    {
        limiteSuperior = (Convert.ToSingle(StrSerialInRam.Substring(1, 5)) / 1000;
        Text_Lim_Sup_SP.Text = Convert.ToString(limiteSuperior);
    }
    else if (TB.Lines[P].Substring(0, 1) == "O")
    {
        ORP = ((Convert.ToSingle(StrSerialInRam.Substring(1, 5)))/10);
        TextBox2.Text = Convert.ToString(ORP);
    }
}
TextBox9.Text = DateTime.Now.ToString("HH:mm:ss");
}
ChartCorrente.Series["Corrente"].Points.AddXY(DateTime.Now.ToString("HH:mm:ss"), corrente);
}
catch (Exception)
{
    volts = volts;
    DutRem = DutRem;
    DutLoc = DutLoc;
    corrente = corrente;
}
}
}
}

```

## APÊNDICE C – ALGORITMO DE PROJETO DO CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST E CONTROLE PI EM MATLAB

```

clear;clc;
s = tf('s');
%% PROJETO BUCK-BOOST

%TENSÕES
Vg = 5; %TENSÃO DE ENTRADA
Vo = 15; %TENSÃO DE SAÍDA

%POTÊNCIAS
Po = 5; %POTÊNCIA DA CARGA

%RESISTÊNCIAS
Ron = 0; %RESISTÊNCIA DA CHAVE DE POTÊNCIA
rL = 0; %RESISTÊNCIA DO INDUTOR
R = Vo^2/Po; %RESISTÊNCIA DA CARGA

%RAZÃO CÍCLICA
D = Vo/(Vg+Vo); %DUTY CYCLE

%FREQUÊNCIAS
f = 62.5e3; %FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DA CHAVE

%PERÍODOS
T = 1/f; %PERÍODO DO CICLO DE TRABALHO

%CORRENTES
iL = (Po/Vg) + (Po/Vo); %CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR
iL = 3;
Io = Po/Vo; %CORRENTE NA CARGA

%RIPPLES
DeltaiL = iL*0.1; %ONDULAÇÃO PERMITIDA DA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR
DeltaVc = Vo*0.01; %ONDULAÇÃO PERMITIDA DA TENSÃO NO CAPACITOR

%INDUTORES
L = (Vg*D*T)/DeltaiL; %INDUTOR PROJETADO
L = 470e-6;

%Capacitores
C = (Io*D*T)/DeltaVc; %CAPACITOR PROJETADO
C = 1000e-6;

%% MODELAGEM BUCK-BOOST EM ESPAÇO DE ESTADO

```

```

%MATRIZES DE ESTADO

%PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (CHAVE FECHADA)
A1 = [-(Ron+rL)/L 0; 0 -1/(R*C)];
B1 = [1/L 0; 0 0];
C1 = [1 0; 0 1];
%SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO (CHAVE ABERTA)
A2 = [-rL/L -(1/L); (1/C) -(1/(R*C))];
B2 = [0 0; 0 0];
C2 = [1 0; 0 1];
%VETOR DE ENTRADA
%U = [Vg; Vg];

U = [Vg; Vg];
%MATRIZES DE ESTADO PARA CICLO TOTAL DE TRABALHO
A = A1*D + A2*(1-D);
B = B1*D + B2*(1-D);
C = C1*D + C2*(1-D);
%CONSIDERANDO PERTURBAÇÕES DE PEQUENOS SINAIS (x = x + x~, U = U + U~, D = D + d~)
Bu = B;
X = -inv(A)*Bu*U;
ABd = (A1-A2)*X + (B1-B2)*U;
%FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA COMPLETA Y(s)/d~(s)
G = C*inv(s*eye(size(A)) - A)*ABd;
%FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR MEDIANTE A ENTRADA
%EM RAZÃO CÍCLICA
%CiL = C(1,:);
%GiLd = CiL*(s*eye(size(A)) - A)*ABd;
GiLd = zpk(minreal(G(1), 1e-6));
%FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA TENSÃO DE SAÍDA MEDIANTE A ENTRADA EM RAZÃO
%CÍCLICA
%Cvo = C(2,:);
%Gvod = Cvo*(s*eye(size(A)) - A)*ABd;
Gvod = zpk(minreal(G(2), 1e-6));
%FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA TENSÃO DE SAÍDA MEDIANTE A VARIAÇÃO DA
%CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR
GvoiL = Gvod/GiLd;

%% PROJETO DO COMPENSADOR
%CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR POR DUTY CYCLE (GiLd)
%sisotool(GiLd,1);
%PROJETADO C/ ALOCAÇÃO MANUAL
%CompGiLd = K1*(1+Ti1*s)/s, onde K1 = 0.4 e Ti1 = 1e-7
%Ti1 = 1e-7;
%K1 = 0.4;
%PROJETADO C/ FÓRMULA CLÁSSICA DE ZIEGLER NICHOLS
%CompGiLd = K1*(1+Ti1*s)/s, onde K1 = 9694.7 e Ti1 = 7.8e-5, integrador
%=((1+Ti1*s)/s)
Ti1 = 7.8e-5;
K1 = 9694.7;
CompGiLd = K1*(1+Ti1*s)/s;
%sisotool(GiLd, CompGiLd)

```

```

%TENSÃO DE SAÍDA POR DUTY CYCLE (Gvod)
%sisotool(Gvod,1);
%TENSÃO DE SAÍDA POR CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR (GvoiL)
%sisotool(GvoiL,1)

%% RESPOSTA DO SISTEMA EM MALHA FECHADA COM COMPENSADOR E REALIMENTAÇÃO NEGATIVA
%SISTEMA EM MALHA FECHADA PARA CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR POR DUTY CYCLE
GCiLd = GiLd*CompGiLd;
%SISTEMA EM MALHA FECHADA PARA TENSÃO DE SAÍDA POR DUTY CYCLE
%Tvod = feedback(Gvod*CompGvod, 1);
%SISTEMA EM MALHA FECHADA PARA TENSÃO DE SAÍDA POR CORRENTE MÉDIA NO
%INDUTOR
%TvoiL = feedback(GvoiL*CompGvoiL, 1);
%% DISCRETIZAÇÃO DO SISTEMA (CONTROLE DIGITAL)
CompGiLdZ = c2d(CompGiLd, 1/62500, 'tustin');
GziLd = c2d(GCiLd, 1/62500, 'tustin');
TziLd = feedback(GziLd, 1);
%step(TziLd);

```