

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ**

**ADRIANO LUCAS GISCH**

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC DE 850W APLICADO A UM  
SISTEMA DE ELETROESTIMULAÇÃO POST-MORTEM EM CARÇAÇAS DE  
FRANGO**

**MEDIANEIRA**

**2025**

**ADRIANO LUCAS GISCH**

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC DE 850W APLICADO A UM SISTEMA DE ELETROESTIMULAÇÃO POST-MORTEM EM CARCAÇAS DE FRANGO**

**Implementation of a 850W DC-DC converter applied to a post-mortem electro-stimulation system for broiler carcasses**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação apresentado como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Giovano Mayer

**MEDIANEIRA**

**2025**



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/)

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, para fins não comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es). Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

**ADRIANO LUCAS GISCH**

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC DE 850W APLICADO A UM  
SISTEMA DE ELETROESTIMULAÇÃO POST-MORTEM EM CARCAÇAS DE  
FRANGO**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação  
apresentado como requisito para obtenção do título  
de Bacharel em Engenharia Elétrica, da  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná  
(UTFPR).

Data de aprovação: 26/novembro/2025

---

Giovano Mayer  
Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Ismael Burgardt  
Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Filipe Marangoni  
Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

**MEDIANEIRA  
2025**

## RESUMO

A procura por carne de frango vem sendo destaque no mercado interno e externo. Seu preço mais acessível, variedades de preparo e por ser considerada mais saudável que a carne vermelha, são alguns dos fatores que levam o cliente a optar por este produto. O mercado aquecido gera uma competição interna entre frigoríficos que buscam atender os critérios de satisfação dos clientes, sendo um desses critérios a maciez da carne. Atualmente, existem algumas técnicas para melhorar este aspecto, como a eletroestimulação post-mortem aplicada na carcaça do frango. Um equipamento para eletroestimulação, desenvolvido em outro trabalho, utiliza um conversor CA-CC trifásico não controlado que opera em malha aberta, possui ajuste de tensão por meio de um transformador variac e não possui controle da tensão de saída. Neste trabalho é dimensionado um filtro capacitivo para saída do retificador existente, além do projeto e execução de um conversor CC-CC Buck com sistema de controle digital. O conversor CC-CC Buck desenvolvido utiliza como entrada a saída do conversor CA-CC de tal forma a possibilitar uma maior faixa de controle da tensão de saída que faz o tratamento de eletroestimulação. O projeto do conversor CC-CC Buck conta com o dimensionamento dos componentes através de cálculos teóricos e posteriormente sua validação por simulação. Já a execução consiste na montagem do conversor CC-CC em placas de circuito impresso, bem como a implementação de seu sistema de controle, realizado de forma digital utilizando um DSP. Resultados experimentais são apresentados e mostram que o sistema de controle operou de forma adequada para diferentes níveis de tensão e potência na carga. As melhorias inseridas no protótipo existente, como o controle em malha fechada da tensão de saída e o controle da amplitude da tensão, possibilitam que novos estudos sejam desenvolvidos sobre os efeitos da eletroestimulação em aves.

Palavras-chaves: eletrônica de potência; sistemas de controle por realimentação; controladores elétricos; alimentos-indústria; controle automático.

## ABSTRACT

The demand for chicken meat has been increasing in both domestic and international markets. Its more affordable price, versatility in preparation, and the perception of being healthier than red meat are among the factors that lead consumers to choose this product. The heated market results in internal competition among slaughterhouses, which seek to meet customer satisfaction criteria, one of which is meat tenderness. Currently, there are techniques aimed at improving this characteristic, such as post-mortem electrical stimulation applied to the chicken carcass. An electrical stimulation device developed in a previous study employs an uncontrolled three-phase AC–DC converter operating in open loop, with voltage adjustment performed through a variac transformer and without output voltage control. In this work, a capacitive filter is designed for the output of the existing rectifier, in addition to the design and implementation of a DC–DC Buck converter with a digital control system. The developed DC–DC Buck converter uses the output of the AC–DC converter as its input, enabling a wider output voltage control range for the electrical stimulation treatment. The converter design includes component sizing based on theoretical calculations, followed by validation through simulation. The implementation consists of assembling the DC–DC converter on printed circuit boards, as well as implementing its control system, which is digitally executed using a DSP. Experimental results are presented and demonstrate that the control system operated properly for different voltage and load power levels. The improvements incorporated into the existing prototype, such as closed-loop output voltage control and amplitude control of the applied voltage, enable the development of further studies on the effects of electrical stimulation in poultry.

Keywords: power electronics; feedback control systems; electrical controllers; food industry and trade; automatic control.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Dados de Produção Anual de Frango Mundial .....	13
Figura 2 - Dados de Exportação Anual de Carne de Frango .....	13
Figura 3 - Dados de comparação entre a carne de frango e a suína .....	14
Figura 4 - Abate de Frango por estado.....	15
Figura 5 - Processo de estímulo elétrico.....	16
Figura 6 - Representação do esquema elétrico do estimulador .....	17
Figura 7 - Forma de onda da tensão elétrica aplicada nos frangos.....	17
Figura 8 - Configuração geral dos principais tipos de conversores estáticos .....	22
Figura 9 - (a) Circuito do conversor monofásico CA-CC de meia onda não controlado. (b) Formas de onda das tensões de entrada e saída do retificador CA-CC. ....	23
Figura 10 - (a) Circuito do conversor monofásico CA-CC de onda completa não controlado. (b) Forma da onda das tensões de entrada e saída do retificador monofásico de onda completa CA-CC não controlado. ....	23
Figura 11 - (a) Circuito do conversor trifásico CA-CC em ponte completa não controlado. (b) Forma de onda das tensões de entrada e saída do retificador trifásico CA-CC não controlado.....	24
Figura 12 - Circuito do conversor trifásico CA-CC não controlado e com filtro capacitivo .....	26
Figura 13 - (a) Circuito elétrico genérico de um conversor CC-CC. (b) Forma de onda da tensão de saída do conversor .....	27
Figura 14 - Circuito elétrico do conversor CC-CC Buck .....	28
Figura 15 - (a) 1ª Etapa de funcionamento do conversor CC-CC Buck. (b) 2ª Etapa de funcionamento do conversor CC-CC Buck.....	29
Figura 16 - Símbolo do MOSFET de canal N .....	30
Figura 17 - Capacitâncias parasitas do MOSFET .....	31
Figura 18 - Forma de onda no MOSFET para carga indutiva.....	32
Figura 19 - Circuito elétrico do diodo em condução .....	33
Figura 20 - Capacitância parasita no diodo .....	34
Figura 21 - Forma de onda da corrente no diodo para carga indutiva .....	34
Figura 22 - Núcleo e carretel tipo E .....	36
Figura 23 - Entreferro do núcleo tipo E .....	38
Figura 24 - Circuito para cálculo térmico.....	40
Figura 25 - Sistema de controle genérico em MA.....	41
Figura 26 - Exemplo de um controlador genérico em malha fechada .....	42

Figura 27 - Diagrama de bloco do controlador digital.....	46
Figura 28 - Processo de conversão do sinal analógico para digital .....	47
Figura 29 - Conversão analógico-digital .....	47
Figura 30 - LaunchPad do microcontrolador TMS320F28379D.....	49
Figura 31 - (a) Comparação das curvas modulantes e portadora. (b) Obtenção do sinal PWM para um determinado valor da modulante. (c) Obtenção do sinal PWM com o aumento do sinal modulante .....	50
Figura 32 - Circuito elétrico de medição de tensão por divisor resistivo.....	51
Figura 33 - Circuito elétrico do filtro RC.....	52
Figura 34 - Forma de onda da saída do driver que aciona semicondutores de potência .....	53
Figura 35 - Quadro de controle e aquisição de dados do eletroestimulador. (a) Vista frontal. (b) Layout interno .....	54
Figura 36 - Circuito elétrico utilizado para simulação do quadro de controle e aquisição de dados .....	55
Figura 37 - Resultado da simulação para a tensão na saída do quadro de controle e aquisição de dados .....	55
Figura 38 - Ondulação da tensão do conversor CA-CC instalado no quadro de controle e aquisição de dados .....	56
Figura 39 - Diagrama elétrico de potência do quadro de controle e aquisição de dados com a inserção do conversor Buck .....	57
Figura 40 - Indutor utilizado no conversor CC-CC Buck.....	64
Figura 41 - Diagrama do sistema de controle do conversor Buck.....	70
Figura 42 - Diagrama de Bode de malha aberta do conversor CC-CC Buck...	72
Figura 43 - Diagrama de Bode do conversor CC-CC Buck com controle PI ...	73
Figura 44 - Simulação do conversor CC-CC Buck com controlador PI. (a) Tensão de saída $V_o = 225\text{ V}$ (b) Tensão de saída $V_o = 50\text{ V}$ .....	74
Figura 45 - Circuito do conversor CC-CC Buck com controle PI .....	75
Figura 46 - Tensão do conversor CC-CC Buck com controle PI. (a) Tensão de saída $V_o = 225\text{ V}$ . (b) Tensão de saída $V_o = 50\text{ V}$ .....	76
Figura 47 - Circuito conversor Buck com perturbação na tensão de entrada e na carga.....	77
Figura 48 - Resposta do sistema de controle. (a) Para $V_o = 225\text{ V}$ . (b) Para $V_o = 50\text{ V}$ .....	78
Figura 49 - Conversor CC-CC Buck com controle Digital.....	79
Figura 50 - Tensão de saída do conversor Buck com controle digital. (a) Para $V_o = 225\text{ V}$ . (b) Para $V_o = 50\text{ V}$ .....	80
Figura 51 - Simulação do conversor CC-CC com controle digital e perturbação na tensão de entrada e na carga.....	81

Figura 52 - Curva da tensão de saída do conversor Buck com controle digital. (a) Para $V_o = 225$ V. (b) Para $V_o = 50$ V.....	82
Figura 53 - Circuito completo do eletroestimulador utilizado para simulação.....	83
Figura 54 - Tensão de saída do conversor Buck. (a) Curva para tensão de 225 V na saída do conversor CC-CC Buck. (b) valor médio e eficaz da tensão de saída.....	84
Figura 55 - Tensão e corrente no MOSFET para $V_o = 225$ V. Gráfico de curva azul – Tensão no MOSFET. Gráfico de curva vermelha – Corrente no MOSFET.....	85
Figura 56 - Tensão e corrente no MOSFET para $V_o = 50$ V. Gráfico de curva azul – Tensão no MOSFET. Gráfico de curva vermelha – Corrente no MOSFET.....	86
Figura 57 - Tensão e corrente no diodo para $V_o = 225$ V. Gráfico de curva azul – Tensão no diodo. Gráfico de curva vermelha – Corrente no diodo.....	87
Figura 58 - Tensão e corrente no diodo para $V_o = 50$ V. Gráfico de curva azul – Tensão no diodo. Gráfico de curva vermelha – Corrente no diodo.....	87
Figura 59 - Tensão no capacitor do conversor CC-CC Buck para $V_o = 225$ V. (a) Tensão média no capacitor C. (b) Ondulação da tensão do capacitor C em alta frequência.....	88
Figura 60 - Corrente no indutor (L) para tensão $V_o = 225$ V. (a) Corrente média no indutor L. (b) Ondulação de alta frequência da corrente no indutor L.....	89
Figura 61 - Layout inicial da chapa de montagem das PCBs.....	92
Figura 62 - Diagrama elétrico da PCB do divisor resistivo.....	95
Figura 63 - Layout da PCB do divisor resistivo. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.....	96
Figura 64 - Layout da PCB do DPS F28379D. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.....	97
Figura 65 - Layout da PCB do Driver. (a) Vista Superior. (b) Vista inferior.....	98
Figura 66 - Layout da PCB da fonte. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.....	99
Figura 67 - Tipos de conexões de cabos na PCB. (a) Condutor maior que permite a medição de corrente no componente. b) Condutor menor para operação normal.....	100
Figura 68 - Layout PCB do conversor CC-CC Buck. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.....	101
Figura 69 - Layout chapa de montagem.....	102
Figura 70 - Configuração final das PCBs instaladas na chapa de montagem.....	102
Figura 71 - Fluxograma da programação do controlador.....	103
Figura 72 - Código controle PI Digital.....	104
Figura 73 - Bancada utilizada para ensaios.....	106
Figura 74 - Tensão e corrente no indutor.....	107

<b>Figura 75 - Tensão no capacitor de saída do conversor CC-CC Buck .....</b>	<b>108</b>
<b>Figura 76 - Tensão e corrente na saída do conversor Buck com a referência passando de 0 V para 50 V .....</b>	<b>109</b>
<b>Figura 77 - Tensão e corrente na saída do conversor Buck. Step de 30 V (50 V para 80 V).....</b>	<b>110</b>
<b>Figura 78 - Tensão e corrente na saída do conversor Buck. Step de 30 V (80 V para 110 V).....</b>	<b>111</b>
<b>Figura 79 - Tensão na saída do conversor Buck com a referência passando de 0 V para 225 V.....</b>	<b>111</b>
<b>Figura 80 - Variação na carga do conversor CC-CC Buck de 300 W para 500 W com <math>V_o = 80</math> V.....</b>	<b>112</b>
<b>Figura 81 - Variação na carga do conversor CC-CC Buck de 300 W para 500 W com <math>V_o = 110</math> V.....</b>	<b>113</b>
<b>Figura 82 - Variação na carga do conversor CC-CC Buck de 500 W para 400 W com <math>V_o = 150</math> V.....</b>	<b>113</b>
<b>Figura 83 - Variação na carga do conversor CC-CC Buck de 700 W para 500 W com <math>V_o = 180</math> V.....</b>	<b>114</b>
<b>Figura 84 - Variação na carga do conversor CC-CC Buck de 850 W para 700 W com <math>V_o = 200</math> V.....</b>	<b>115</b>
<b>Figura 85 - Variação na carga do conversor CC-CC Buck de 850 W para 700 W com <math>V_o = 200</math> V.....</b>	<b>115</b>

## LISTA DE QUADROS

Quadro 1 - Parâmetros de projeto .....	59
Quadro 2 - Requisitos do projeto de controle .....	59
Quadro 3 - Características térmicas do MOSFET e do diodo.....	67
Quadro 4 - Dados FT Buck .....	71
Quadro 5 - Parâmetros do sistema de controle.....	71
Quadro 6 - Dados das tensões de saída.....	99
Quadro 7 - Equipamentos utilizados em laboratório .....	107

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>13</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivo Geral</b> .....	<b>19</b>
<b>1.2</b>	<b>Objetivos Específicos</b> .....	<b>19</b>
<b>1.3</b>	<b>Justificativa</b> .....	<b>19</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b> .....	<b>20</b>
<b>2.1</b>	<b>Choque <i>Post-Mortem</i></b> .....	<b>20</b>
<b>2.2</b>	<b>Conversores Estáticos</b> .....	<b>21</b>
2.2.1	Conversores CA-CC .....	22
2.2.2	Conversor CC - CC .....	26
2.2.3	Funcionamento, Equacionamento e Componentes do Conversor CC- CC Buck .....	27
<u>2.2.3.1</u>	<u>Interruptor S</u> .....	<u>30</u>
<u>2.2.3.2</u>	<u>Diodo D</u> .....	<u>33</u>
<b>2.3</b>	<b>Dimensionamento dos componentes do indutor</b> .....	<b>35</b>
<b>2.4</b>	<b>Cálculo Térmico dos componentes semicondutores</b> .....	<b>39</b>
<b>2.5</b>	<b>Sistema de Controle Aplicado ao Conversor CC-CC</b> .....	<b>41</b>
2.5.1	Função de Transferência .....	42
2.5.2	Controlador PI .....	43
2.5.3	Diagrama de Bode .....	44
2.5.4	Sistemas de Controle Discreto .....	45
2.5.5	Processadores de sinais digitais (DSP - <i>Digital Signal Processor</i> ) .....	48
<u>2.5.5.1</u>	<u>DSP TMS320F28379D</u> .....	<u>48</u>
2.5.6	Modulação por largura de pulso .....	49
<b>2.6</b>	<b>Medição da tensão de saída</b> .....	<b>50</b>
<b>2.7</b>	<b>Filtro passa baixa</b> .....	<b>51</b>
<b>2.8</b>	<b>Drive para acionamento do MOSFET</b> .....	<b>52</b>
<b>3</b>	<b>SIMULAÇÕES INICIAIS DO ELETROESTIMULADOR EXISTENTE</b> .....	<b>54</b>
<b>4</b>	<b>PROJETO DO CONVERSOR CC-CC BUCK</b> .....	<b>58</b>
<b>4.1</b>	<b>Dimensionamento da carga total do conversor CC-CC Buck</b> .....	<b>58</b>
4.1.1	Dimensionamento do capacitor do conversor CA-CC .....	60
4.1.2	Dimensionamento do Indutor .....	60
<u>4.1.2.1</u>	<u>Dimensionamento do núcleo do indutor e números de espiras</u> .....	<u>61</u>
4.1.3	Dimensionamento do Capacitor do conversor CC-CC .....	64

4.1.4	Dimensionamento do MOSFET .....	65
4.1.5	Dimensionamento do Diodo .....	66
4.1.6	Dimensionamento do Dissipador.....	67
<b>4.2</b>	<b>Dimensionamento do sistema de controle .....</b>	<b>68</b>
4.2.1	Obtenção dos parâmetros no domínio contínuo.....	71
4.2.2	Discretização dos parâmetros de controle .....	78
<b>5</b>	<b>SIMULAÇÕES.....</b>	<b>83</b>
<b>5.1</b>	<b>Análise da Tensão de saída.....</b>	<b>83</b>
<b>5.2</b>	<b>Análise da tensão e corrente no MOSFET .....</b>	<b>85</b>
<b>5.3</b>	<b>Análise da corrente e tensão no diodo.....</b>	<b>86</b>
<b>5.4</b>	<b>Análise da tensão no capacitor de saída .....</b>	<b>88</b>
5.4.1	Análise da corrente no indutor.....	89
<b>6</b>	<b>MONTAGEM DO PROTÓTIPO.....</b>	<b>91</b>
<b>6.1</b>	<b>Placa do divisor resistivo .....</b>	<b>93</b>
6.1.1	Circuito Grampeador .....	93
6.1.2	Divisor de tensão.....	93
6.1.3	Filtro passa Baixa.....	94
6.1.4	Layout final da placa do divisor resistivo .....	95
<b>6.2</b>	<b>Placa do DSP .....</b>	<b>96</b>
<b>6.3</b>	<b>Placa do Driver .....</b>	<b>97</b>
<b>6.4</b>	<b>Placa da Fonte .....</b>	<b>98</b>
<b>6.5</b>	<b>Placa do Conversor CC-CC Buck.....</b>	<b>100</b>
<b>6.6</b>	<b>Layout da chapa de montagem .....</b>	<b>101</b>
<b>6.7</b>	<b>Programação do DSP .....</b>	<b>103</b>
<b>7</b>	<b>RESULTADOS DE BANCADA.....</b>	<b>106</b>
<b>7.1</b>	<b>Corrente no indutor.....</b>	<b>107</b>
<b>7.2</b>	<b>Tensão no capacitor.....</b>	<b>108</b>
<b>7.3</b>	<b>Tempo de resposta a perturbação na carga e na referência .....</b>	<b>108</b>
7.3.1	Variação da tensão de 0 V para 50 V.....	108
7.3.2	Variação da tensão de 50 V para 80 V.....	109
7.3.3	Variação da tensão de 80 V para 110 V.....	110
7.3.4	Variação da tensão de 0 V para 225 V.....	111
7.3.5	Variação na carga para $V_o = 80\text{ V}$ .....	112
7.3.6	Variação na carga para $V_o = 110\text{ V}$ .....	112
7.3.7	Variação na carga para $V_o = 150\text{ V}$ .....	113

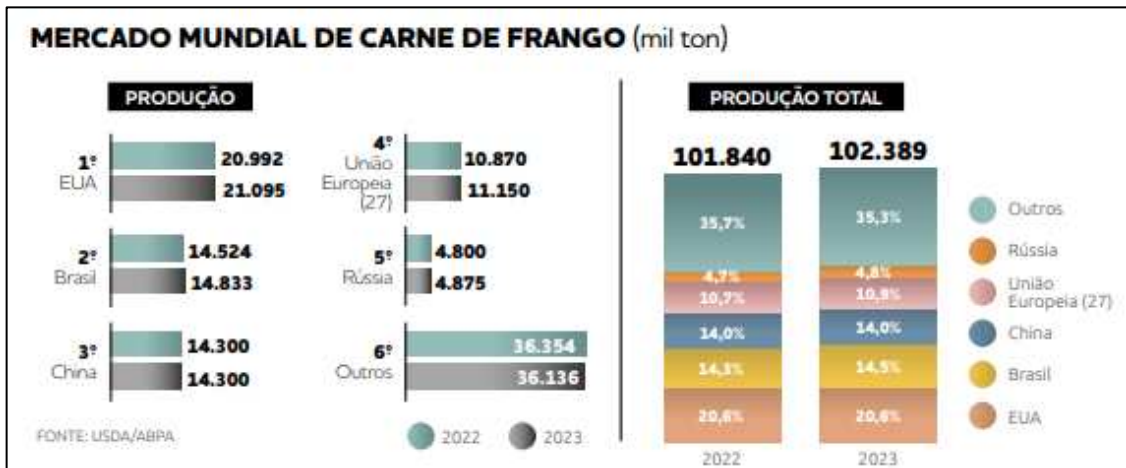
7.3.8	Variação na carga para $V_o = 180\text{ V}$ .....	114
7.3.9	Variação na carga para $V_o = 200\text{ V}$ .....	114
7.3.10	Variação na carga para $V_o = 225\text{ V}$ .....	115
<b>8</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	<b>116</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>118</b>

# 1 INTRODUÇÃO

O consumo de carne de frango teve um aumento significativo nos últimos anos no Brasil e no Mundo. No ano de 2024, o Brasil atingiu a produção de 14,972 milhões de toneladas, e o consumo per capita de 45,5 kg (ABPA, 2025).

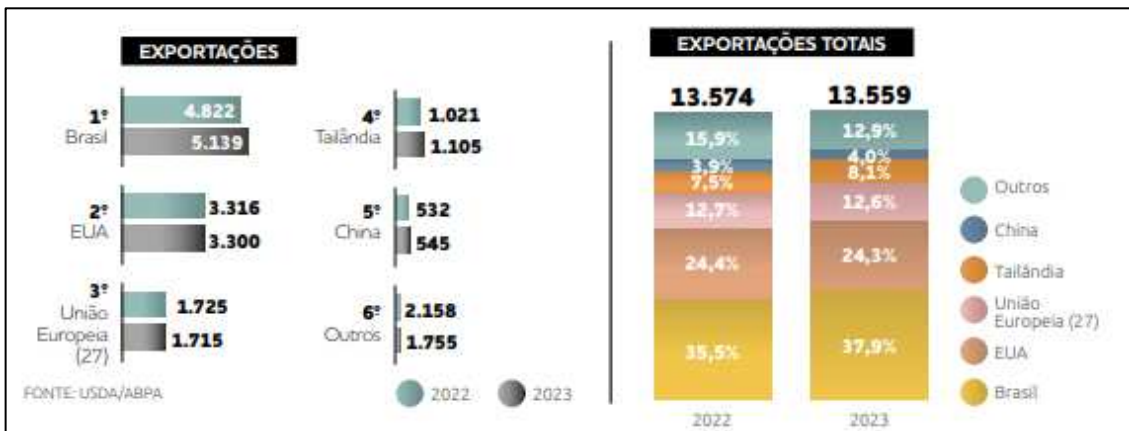
Segundo dados do Relatório Anual da Associação Brasileira de Proteína Animal (ABPA), o Brasil é o segundo maior produtor e maior exportador de carne de frango no mundo, ficando atrás apenas dos Estados Unidos. A Figura 1 retrata os dados da produção mundial anual de carne de frango, enquanto a Figura 2 apresenta os dados de exportação anual de carne de frango, sendo o Brasil o líder dos exportadores desta proteína.

Figura 1 - Dados de Produção Anual de Frango Mundial



Fonte: ABPA (2024)

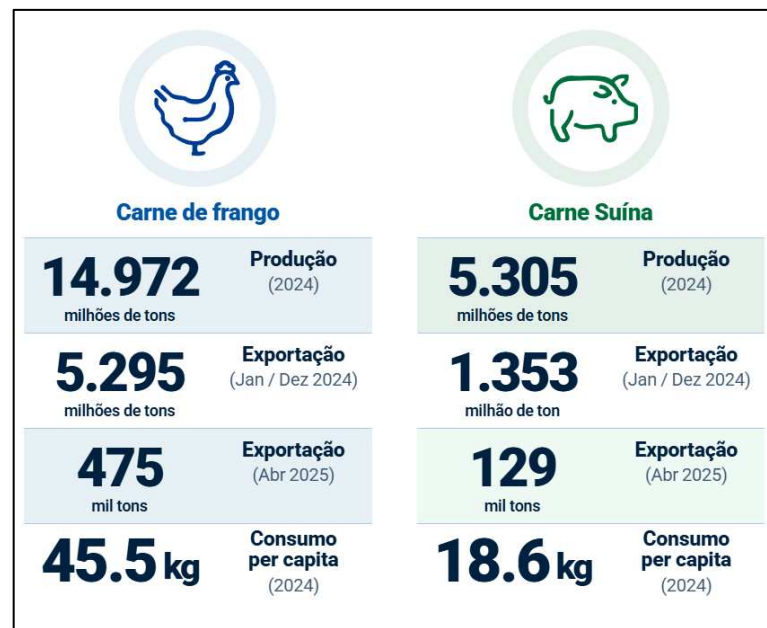
Figura 2 - Dados de Exportação Anual de Carne de Frango



Fonte: ABPA (2024)

Em comparação com outras proteínas animais, a carne de frango se destaca no cenário nacional, tanto em produção quanto em consumo. A Figura 3 apresenta dados de comparação entre a carne de frango e a carne suína. Pode se observar que a produção da carne de frango é cerca de 2,8 vezes maior que a carne suína, já o seu consumo per capita é de aproximadamente 2,4 vezes maior que o da proteína suína.

**Figura 3 - Dados de comparação entre a carne de frango e a suína**

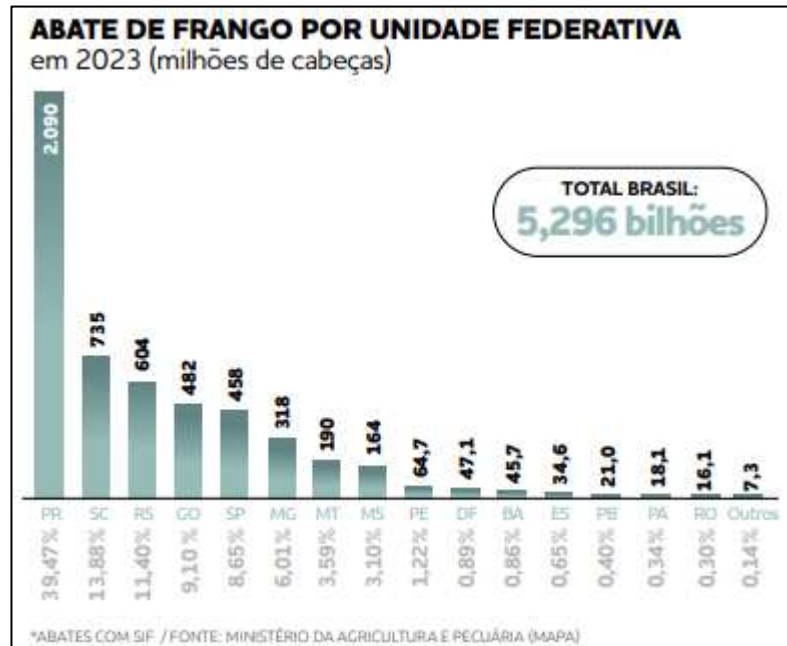


Fonte: ABPA (2024)

No Brasil, o Paraná é o estado que se destaca no abate de Frango, apresentando um crescimento de 2,47% no abate em relação ao ano anterior (IBGE, 2024). A Figura 4 destaca a soberania do estado dentro do cenário nacional, sendo possível observar que o estado do Paraná abate cerca 2,85 vezes mais frangos que o segundo colocado no *ranking*.

Diversos fatores contribuem para que a carne de frango seja a preferida para servir à mesa dos consumidores: a) é considerada mais saudável e apresenta baixa quantidade de gordura ao ser comparada com a carne vermelha (UOL, 2023); b) apresenta custo acessível; c) possui versatilidade no preparo, e; d) apresenta menor impacto ambiental (EMERGENT COLD LATAM, 2025).

Figura 4 - Abate de Frango por estado



Fonte: ABPA (2024)

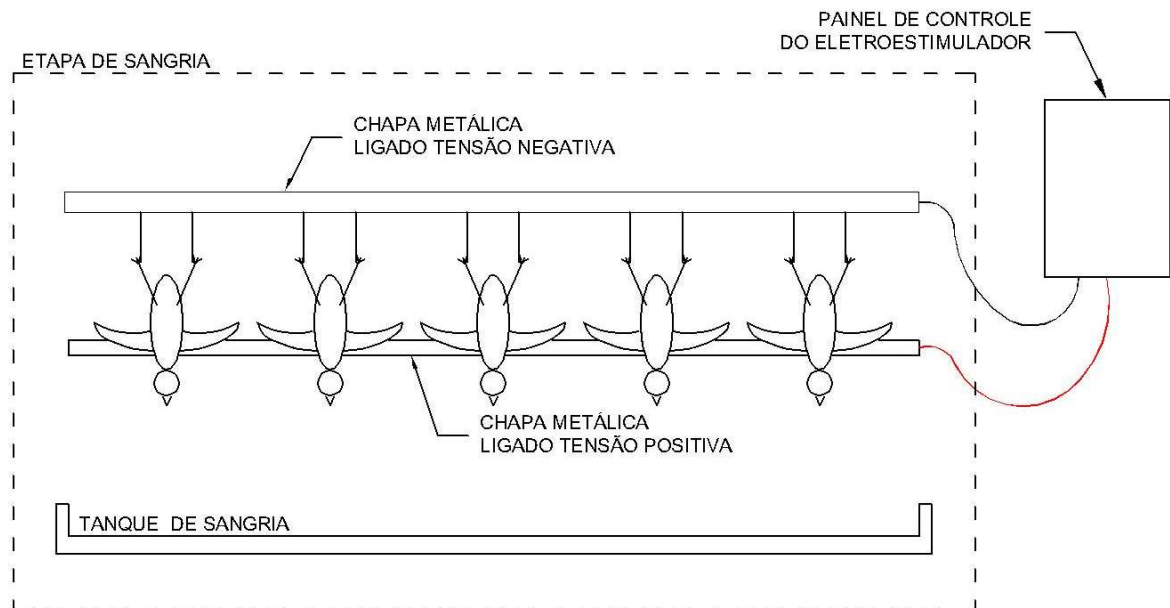
No consumo de frango, a qualidade da carcaça e da carne são características consideradas importantes para o consumidor. Os aspectos como cor, brilho, aroma, suculência, maciez e textura são os mais desejáveis no mercado. Para atingir tal nível de exigência do cliente, devem ser adotados padrões pré e pós abate (MULLER *et al.*, 2013).

A maciez é um aspecto extremamente importante em qualquer tipo de carne, pois está relacionada a satisfação final do consumidor. Na carne de frango, existem fatores *ante-mortem* e *post-mortem* que afetam a maciez. Sendo os fatores *post-mortem* relacionada a estímulos elétricos, *rigor mortis*, pH final, velocidade de resfriamento da carcaça, maturação, métodos e temperatura de cocção. (DUARTE, *et al.*, 2010).

O método do estímulo elétrico afeta os processos bioquímicos do músculo, evitando seu encurtamento e ajudando na sua transformação em carne (Miranda, 2022). Recentes estudos dão preferência a baixas tensões (<100 V), pois possui um custo inferior e fornece mais segurança ao operador. Porém com tensões maiores (>100 V) se obtém bons resultados no processo de amaciamento da carne (Miranda, 2022).

O estudo apresentado por Heemann *et al.* (2020), avalia o efeito de estimulação elétrica *post-mortem*, analisando o tipo da estimulação, o nível de tensão elétrica e o tempo aplicado. Neste estudo o estímulo foi aplicado na etapa da sangria, conforme pode ser observado com o auxílio da Figura 5.

**Figura 5 - Processo de estímulo elétrico**



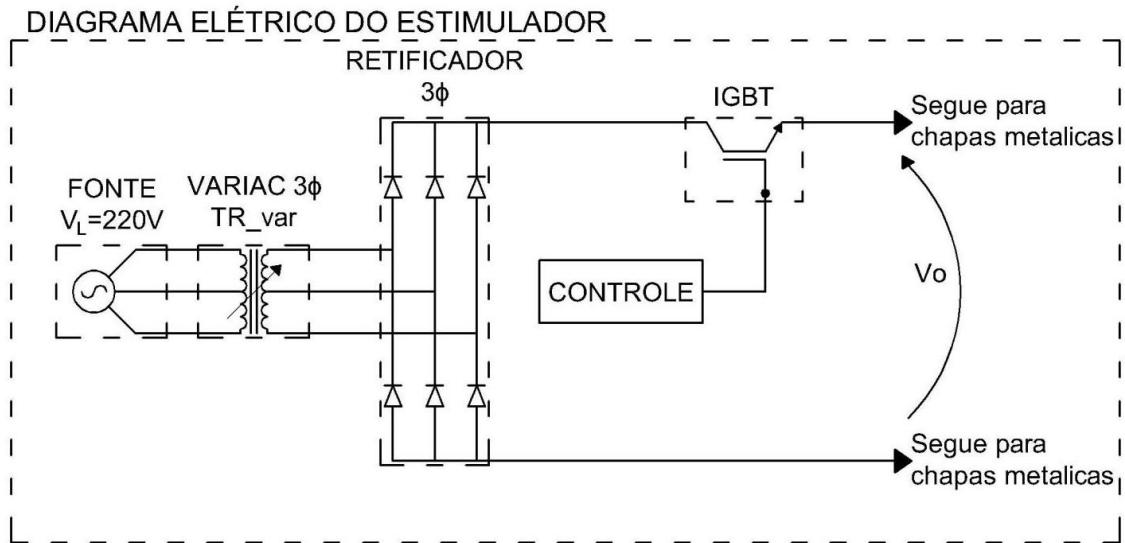
**Fonte: Adaptado de Mayer (2017)**

No tanque de sangria existem duas chapas metálicas, isoladas eletricamente da estrutura, que entram em contato com os frangos. A chapa inferior entra em contato na região do peito do frango e aplica a tensão positiva, já a chapa superior fecha o circuito com o contato nos pés da ave.

Estudos como Young *et al.* (2004,2005) e Zhuang *et al.* (2010), apresentam resultados satisfatório quanto a maciez da carne aplicando tensão contínua e pulsada na carcaça do frango. Porém estes trabalhos não detalham sobre a forma construtiva ou funcionamento dos equipamentos que aplicam o estímulo elétrico.

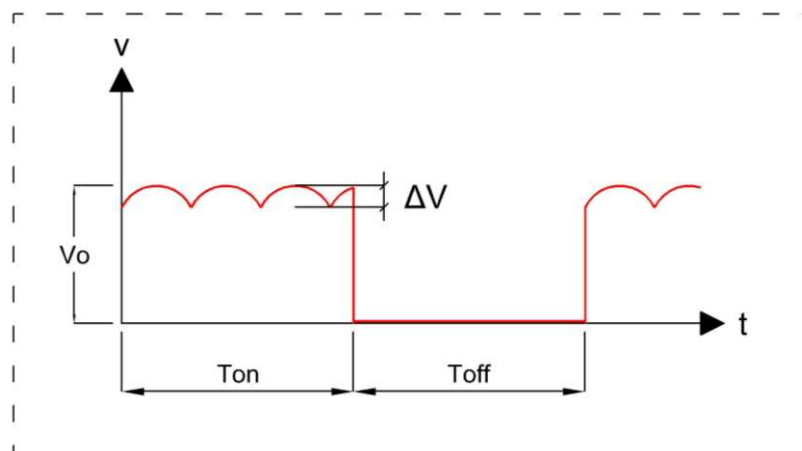
No trabalho apresentado por Heemann *et al.* (2020), um protótipo composto por um retificador trifásico não controlado foi desenvolvido. O esquema representativo pode ser verificado com o auxílio da Figura 6.

**Figura 6 - Representação do esquema elétrico do estimulador**



A tensão de saída do estimulador ( $V_o$ ), que é aplicada aos frangos, só pode ser alterada variando o transformador variac (TR\_var). Este tipo de operação funciona em malha aberta (MA), o que não garante que a tensão do estímulo seja constante, pois a resistência da carga pode variar conforme o tamanho ou peso do frango (Zhuang *et al.* 2010). O formato da onda da tensão aplicada nos frangos pode ser visualizado na Figura 7.

**Figura 7 - Forma de onda da tensão elétrica aplicada nos frangos**



O pulso da tensão “T<sub>ON</sub>” e “T<sub>OFF</sub>” é controlado por um sistema de controle que comanda a abertura e fechamento do Transistor Bipolar de Porta Fechada (*Insulated Gate Bipolar Transistor* - IGBT) que pode ser visualizado na Figura 6. Além disso, devido à ausência do filtro capacitivo na saída do conversor CA-CC, o estímulo elétrico aplicado a carga apresenta ondulação advindo do sinal senoidal da tensão de entrada. Estas ondulações de tensão também são conhecidas como *ripple*, e na Figura 7 estão representadas como “ $\Delta V$ ”.

Para que novos estudos na área de eletroestimulação possam ser realizados, o eletroestimulador desenvolvido por Mayer (2017) e Heemann *et al.* (2020) pode receber melhorias. Uma das modificações é garantir que a tensão de saída seja constante e possa ter seu nível alterado conforme a necessidade do estudo. O range de trabalho de 50 V a 225 V permite grande flexibilidade no que diz respeito a amplitude da tensão aplicada.

A instalação de um conversor CC-CC na saída do conversor CA-CC existente, é uma maneira de obter um range maior e permitir o controle da tensão aplicada nos animais.

## 1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral do trabalho é o projeto e execução de um conversor CC-CC Buck com controle digital, instalado na saída do conversor CA-CC existente no protótipo de um equipamento de eletroestimulação de frango.

## 1.2 Objetivos Específicos

- Projeto, simulação e instalação de um filtro capacitivo para o conversor CA-CC não controlado existente no protótipo de estimulação elétrica;
- Projeto, simulação e execução do conversor CC-CC;
- Obtenção de resultados experimentais quanto ao comportamento do conversor CC-CC em Malha Fechada (MF);
- Montagem do conversor CC-CC em placa de montagem e obtenção de resultados experimentais em bancada com cargas resistivas equivalente a carga total dos frangos.

## 1.3 Justificativa

A carne de frango é em geral a de mais baixo custo comparado com a proteína de outros animais (Miranda, 2022). Portanto, a melhoria na qualidade desta carne vem sendo estudada nas indústrias de alimentos.

O estimulador apresentado no estudo da Heemann, *et al.* (2020), possui ajuste de tensão manual utilizando um transformador variador sem um sistema de controle automático em MF, o que causa variação da tensão conforme o peso e tamanho das aves.

Neste sentido, este trabalho busca desenvolver um conversor CC-CC, com controle digital. O conversor permite o ajuste da tensão de saída de 50 V a 225 V, o que proporciona maior flexibilidade em estudos de eletroestimulação. Além disso o conversor trabalha em MF o que garante o controle constante da tensão de saída diante das variações de carga (tamanho e peso dos frangos).

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Nas seções seguintes são apresentados os principais conteúdos necessários para o desenvolvimento do trabalho. Inicialmente são apresentados os resultados experimentais obtidos por alguns autores que estudaram sistemas de tratamento por eletroestimulação *post-mortem*. Na sequência, é feita uma revisão dos principais conteúdos necessários para o desenvolvimento do conversor CC-CC aplicado ao eletroestimulador.

### 2.1 Choque *Post-Mortem*

O sucesso da carne de frango depende da aceitação do consumidor, sendo a qualidade da carne analisada pela aparência, textura, suculência, sabor e funcionalidade. A maciez, que é o fator mais relevante sob ponto de vista do consumidor, depende de fatores *ante-mortem* e *post-mortem* (Miranda, 2022).

Após o abate do frango, o músculo sofre diversas modificações bioquímicas e físico-químicas até virar carne. Este processo é caracterizado por três etapas distintas, pré-rigor, *rigor mortis* e pós-rigor (Heemann *et al.*, 2020).

O estímulo elétrico *post-mortem* é a circulação de corrente elétrica na carcaça do frango logo após o abate, o que afeta o sistema nervoso e muscular e causa mudanças físicas e bioquímicas na carne. Dentre estas mudanças destacam-se a acelerar da glicose *post-mortem* e a diminuição do pH pelo esgotamento das reservas energéticas no músculo (Heemann *et al.*, 2020).

A eletroestimulação possui a tensão como principal parâmetro elétrico a ser controlado. O uso de tensão contínua pulsada e em certas amplitudes apresenta os melhores resultados para a depleção das reservas energéticas do músculo (Heemann *et al.*, 2020). Palma (2017) menciona que a aplicação do estímulo elétrico logo após a sangria (90 V) ou dentro da primeira hora após o abate (500 a 1000 V) acelera a glicólise pós-morte, resultando em uma rápida queda do pH muscular até aproximadamente 6,2. Esse processo promove a liberação de íons cálcio, induzindo uma intensa contração muscular. No entanto, o retículo sarcoplasmático ainda mantém sua capacidade de recaptar esses íons, uma vez que as concentrações de Adenosina Trifosfato (ATP) e Adenosina Difosfato (ADP) permanecem elevadas neste estágio, possibilitando o relaxamento do sarcômero.

Os estudos mencionados indicam que a aplicação da eletroestimulação logo após a sangria não requer tensões elevadas, o que implica na implementação do conversor CC-CC operando em uma faixa de ajuste de 50 V a 225 V.

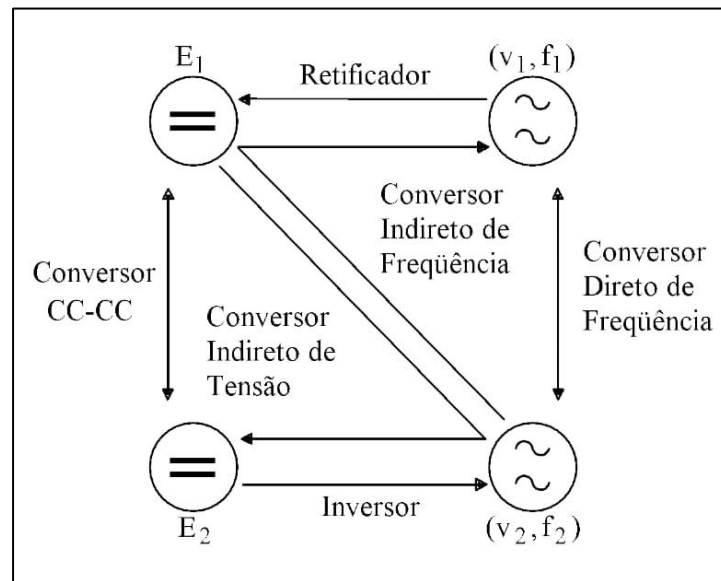
## 2.2 Conversores Estáticos

A energia elétrica se apresenta basicamente em duas formas nos sistemas elétricos, sendo elas corrente ou tensão contínua (CC) e corrente ou tensão alternada (CA). Os conversores estáticos são dispositivos utilizados para alterar a tensão e/ou corrente de CC para CA ou vice-versa, permitindo a adequação para diferentes cargas e aplicações. A ciência responsável por estudar o comportamento e os diferentes tipos de conversores é a Eletrônica de Potência, a qual classifica esses dispositivos em quatro categorias principais:

- CA - CC: Retificador - convertem corrente alternada em contínua. Retificadores não controlados possuem tensão de saída fixa, enquanto os controlados são capazes de variar a tensão CC.
- CC - CA: Inversor de frequência - convertem corrente CC para CA, sendo muito utilizado em geração distribuída e controle de velocidade de motores de indução.
- CA - CA: Conversores utilizados para modificar o nível de uma tensão AC e/ou frequência do circuito de saída.
- CC - CC: Conversores responsáveis por alterar o valor da tensão ou corrente CC a partir de uma fonte com valores fixos ou variados.

A Figura 8 ilustra os tipos de conversores e sua finalidade.

**Figura 8 - Configuração geral dos principais tipos de conversores estáticos**



Fonte: Barbi (2005)

### 2.2.1 Conversores CA-CC

Circuitos retificadores podem ser monofásicos de meia onda, onda completa ou trifásicos, composto por dispositivos semicondutores não-lineares controlados ou não controlados. Retificadores controlados utilizam tiristores, Transistor de Efeito de Campo de Óxido de Metal Semicondutor (MOSFET) ou IGBTs, enquanto os não controlados utilizam diodos (Petry, 2012). A seguir são descritos os modelos de retificadores não controlados de meia onda e onda completa monofásico, além do trifásico.

O retificador de meia onda possui apenas um diodo, e seu circuito pode ser observado com o auxílio da Figura 9 (a). Na Figura 9 (b) a curva de cor vermelha representa a forma de onda da saída do retificador, e a curva de cor azul, representa a tensão de entrada.

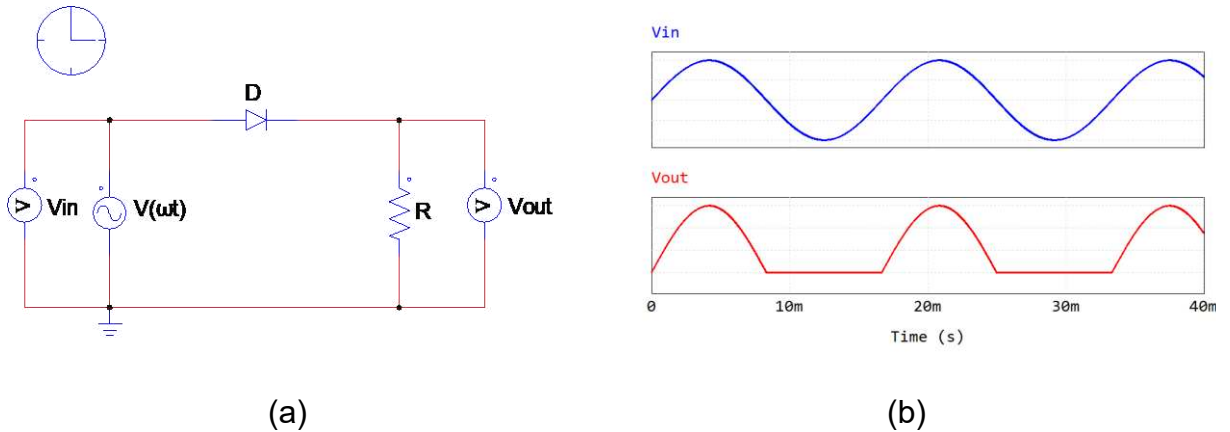
A tensão média de saída do retificador monofásico de meia onda pode ser obtida com a Equação (1) (Barbi, 2006).

$$V_{out} = 0,45 \cdot V_p \quad (1)$$

Sendo:

$$V(\omega t) = \sqrt{2} \cdot V_P \cdot \text{sen}(\omega t)$$

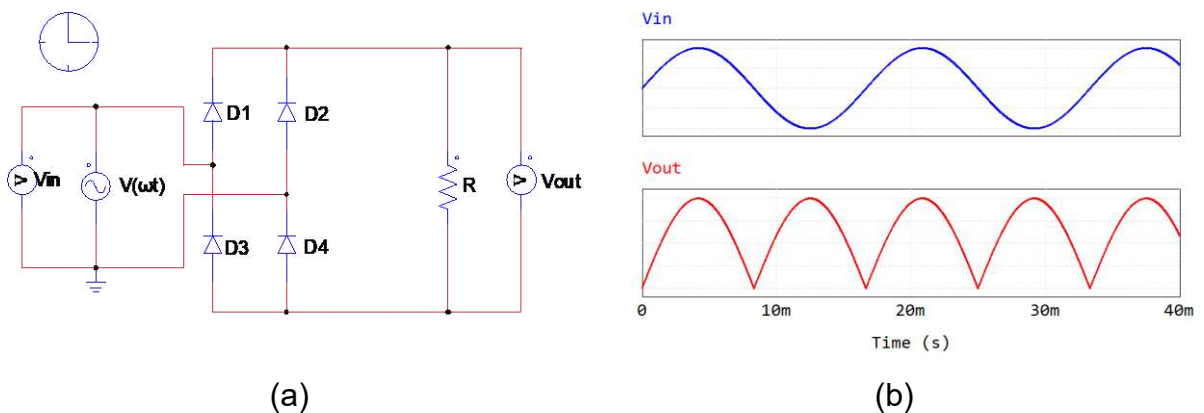
**Figura 9 - (a) Circuito do conversor monofásico CA-CC de meia onda não controlado. (b) Formas de onda das tensões de entrada e saída do retificador CA-CC.**



Fonte: Autoria própria (2025)

O retificador monofásico de onda completa possui quatro diodos e seu circuito pode ser verificado na Figura 10 (a). Na Figura 10 (b) é possível verificar na curva de cor vermelha a forma de onda da saída do retificador.

**Figura 10 - (a) Circuito do conversor monofásico CA-CC de onda completa não controlado. (b) Forma da onda das tensões de entrada e saída do retificador monofásico de onda completa CA-CC não controlado.**



Fonte: Autoria própria (2025)

A tensão média de saída do retificador monofásico de onda completa pode ser obtida com a Equação (2) (Barbi, 2006).

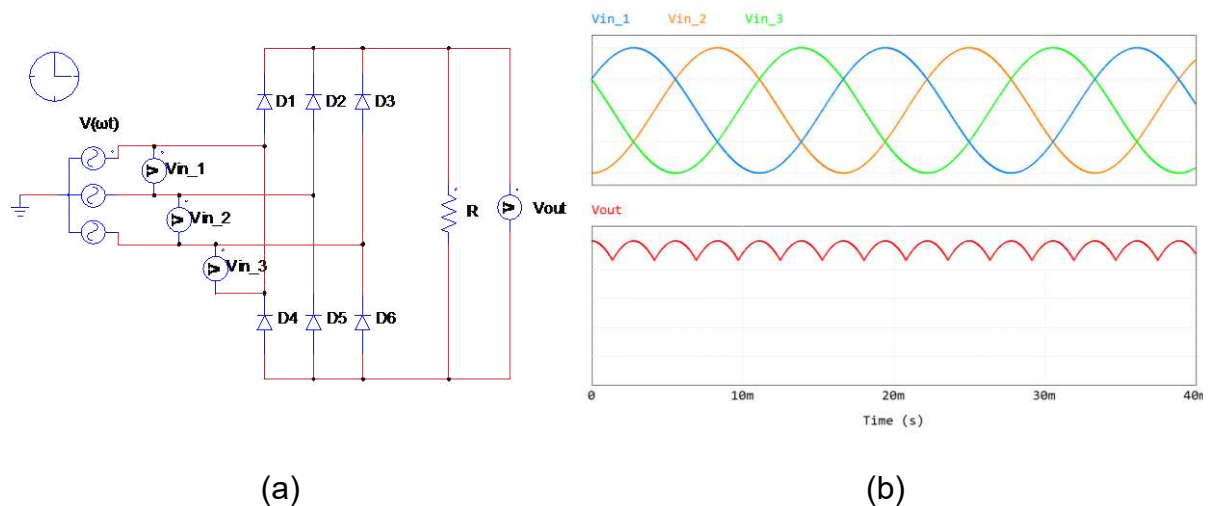
$$V_{out} = 0,9 \cdot V_P \quad (2)$$

Sendo:

$$V(\omega t) = \sqrt{2} \cdot V_P \cdot \text{sen}(\omega t)$$

O retificador trifásico em ponte completa possui seis diodos e utiliza uma fonte de alimentação trifásica. Na Figura 11 (a) é possível verificar o circuito elétrico deste conversor. Na Figura 11 (b) o gráfico superior representa as curvas das tensões de entrada do conversor, já o gráfico inferior representa a forma de onda da tensão de saída do retificador (cor vermelha).

**Figura 11 - (a) Circuito do conversor trifásico CA-CC em ponte completa não controlado. (b) Forma de onda das tensões de entrada e saída do retificador trifásico CA-CC não controlado.**



Fonte: Autoria própria (2025)

A tensão média da saída do retificador trifásico em ponte completa pode ser obtida com a Equação (3) (Barbi, 2006).

$$V_{out} = 1,35 \cdot V_P \quad (3)$$

Sendo:

$$V(\omega t) = \sqrt{2} \cdot V_P \cdot \text{sen}(\omega t)$$

Apesar de trabalhar com uma alta taxa de distorção harmônica na corrente de entrada (rede elétrica), conversores CA-CC são muito utilizados por serem de baixo custo e de fácil implementação (Barbi, 2007).

Como citado anteriormente, o conversor de entrada do eletroestimulador existente é um conversor trifásico não controlado CA-CC. Para diminuir a ondulação da tensão de saída, um filtro capacitivo pode ser instalado na saída deste conversor, sendo o circuito elétrico apresentado na Figura 12.

O dimensionamento do capacitor (C1) depende da potência do conversor e da ondulação da tensão de saída suportável na carga, como mostra a equação (4) (Barbi,2007):

$$C1 = \frac{P_O}{6F_r (V_P^2 - V_{Cmin}^2)} \quad (4)$$

Onde:

C1 – Capacitor na saída do conversor trifásico CA-CC não controlado (F);

P<sub>O</sub> – Potência da carga (W);

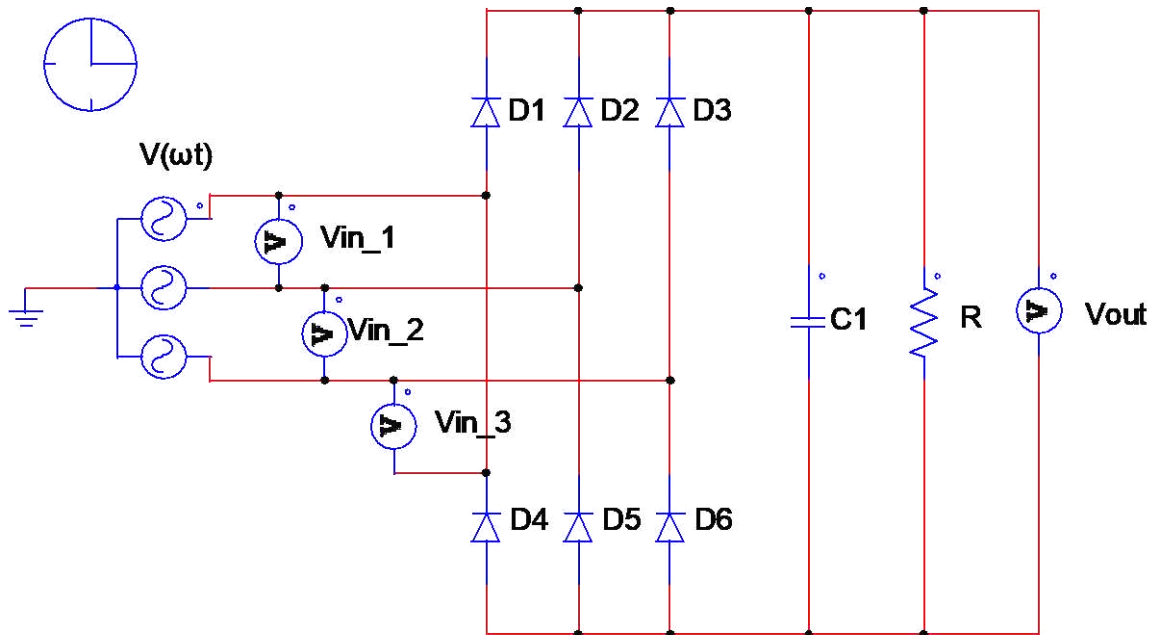
F<sub>r</sub> – frequência da rede (Hz);

V<sub>P</sub> – Tensão de pico na carga (V);

V<sub>Cmin</sub> – Tensão mínima suportada pela carga (V).

A subtração de V<sub>P</sub> e V<sub>Cmin</sub> resulta na ondulação da tensão de saída que se deseja na carga.

Figura 12 - Circuito do conversor trifásico CA-CC não controlado e com filtro capacitivo

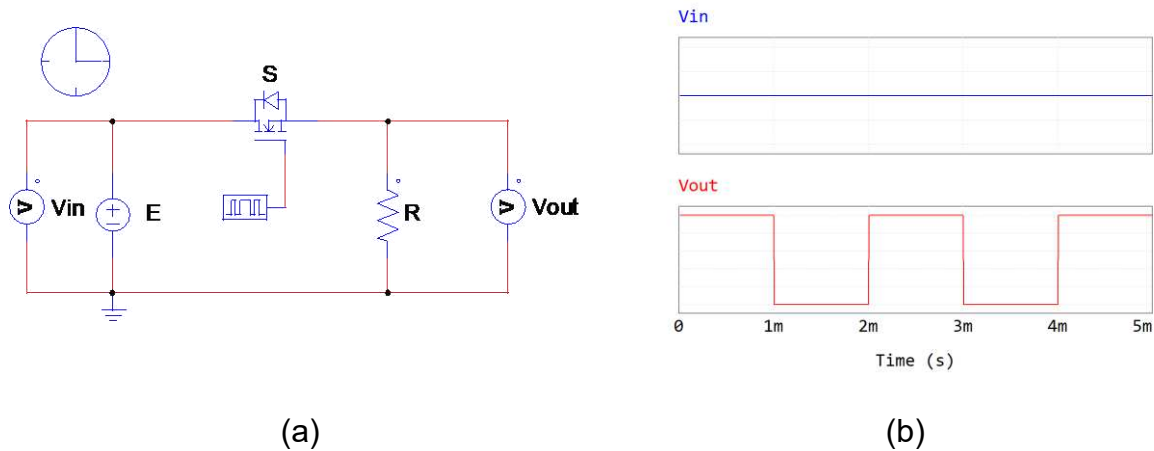


Fonte: Autoria própria (2025)

### 2.2.2 Conversor CC - CC

Conversores CC-CC são circuitos compostos por dispositivos semicondutores de potência, que operam como interruptores, e por elementos passivos (Petry, 2001). A Figura 13 (a) apresenta um circuito típico de um conversor CC-CC, já sua forma de onda característica da tensão de saída ( $V_0$ ), pode ser verificada na Figura 13 (b). Na Figura 13, a fonte de tensão CC é chamada de E, possui seu valor registrado pelo medidor Vin e é a entrada do conversor CC-CC. Quando o interruptor S é fechado pelo dispositivo de comando, permite a passagem de corrente e tensão para a carga R, durante o período chamado  $T_{ON}$ . A tensão na carga é medida pelo medidor Vout.

**Figura 13 - (a) Circuito elétrico genérico de um conversor CC-CC. (b) Forma de onda da tensão de saída do conversor**



Fonte: Autoria própria (2025)

A tensão média na carga pode ser controlada com o aumento ou a diminuição do tempo de condução ( $T_{ON}$ ) do interruptor  $S$ , sendo denominado  $T$  o período total de um ciclo. A razão entre esses dois intervalos de tempo é denominada razão cíclica ( $D$ ), apresentada na Equação (5) (Petry, 2001).

$$D = \frac{T_{ON}}{T} \quad (5)$$

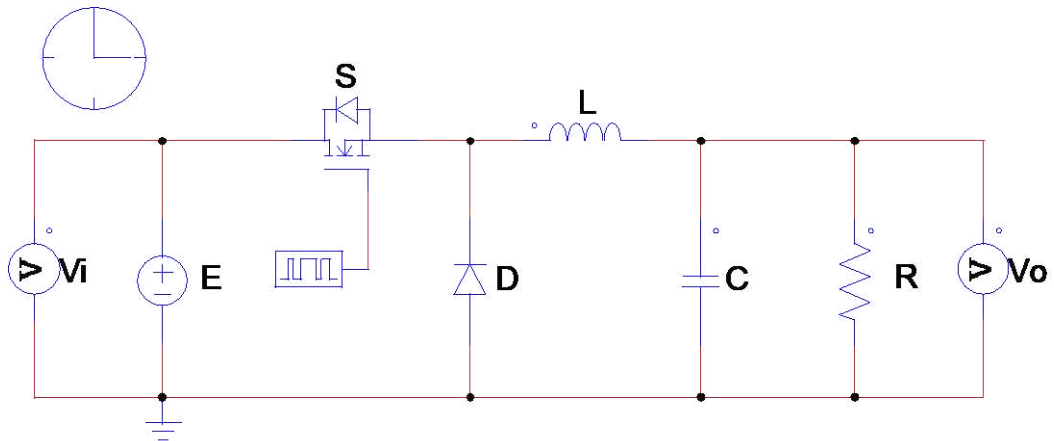
Existem três principais tipos de conversores CC-CC: Buck, Boost e Buck-Boost, correspondendo, respectivamente, aos conversores abaixador, elevador e abaixador-elevador de tensão (Bottarelli, 2006).

A tensão requisitada na saída do eletroestimulador é menor do que a tensão máxima na saída do conversor CA-CC, neste caso a implementação de um conversor CC-CC Buck atende os requisitos de projeto e garante que a tensão possa ser reduzida ao valor desejado.

### 2.2.3 Funcionamento, Equacionamento e Componentes do Conversor CC-CC Buck

O circuito do conversor CC-CC Buck é apresentado na Figura 14.

Figura 14 - Circuito elétrico do conversor CC-CC Buck



Fonte: Autoria própria (2025)

O funcionamento do conversor pode ser descrito em duas etapas (Barbi, 2007):

1ª Etapa (Figura 15 (a)) - Interruptor fechado: O diodo  $D$  está bloqueado e a fonte  $E$  fornece energia para a carga e magnetiza o indutor  $L$ ;

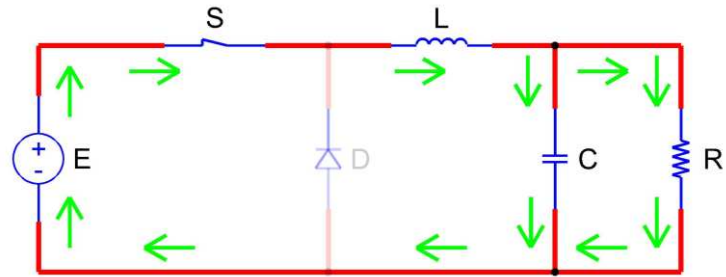
2ª Etapa (Figura 15 (b)) - Interruptor aberto: A corrente circula pelo diodo  $D$  e o indutor  $L$  é desmagnetizado enquanto transfere energia para a carga.

A tensão de saída pode ser calculada com a Equação (6) (Barbi, 2007)

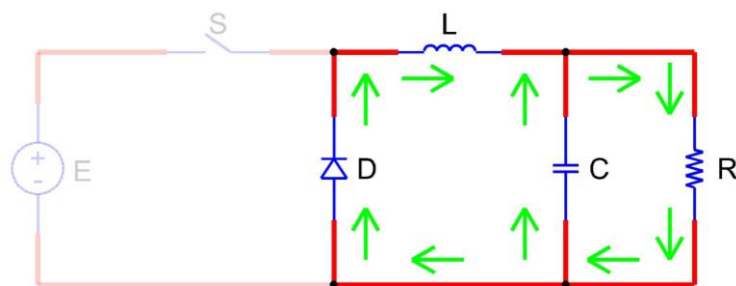
$$V_o = V_i \cdot D \quad (6)$$

$$0 < D \leq 1 \quad (7)$$

Figura 15 - (a) 1ª Etapa de funcionamento do conversor CC-CC Buck. (b) 2ª Etapa de funcionamento do conversor CC-CC Buck



(a)



(b)

Fonte: Autoria própria (2025)

Para o dimensionamento do indutor  $L$  e do capacitor  $C$ , utilizam-se respectivamente as Equações (8) e (9), (Barbi, 2007):

$$L = \frac{V_i \cdot (1 - D) \cdot D}{F_S \cdot \Delta i_L} \quad (8)$$

$$C = \frac{\Delta i_L}{2\pi \cdot F_S \cdot \Delta V_C} \quad (9)$$

$$\Delta i_L = \Delta i_L \% \cdot I_R \quad (10)$$

Onde  $I_R$  é corrente na carga e  $\Delta i_L$  é a ondulação em alta frequência na corrente da carga.

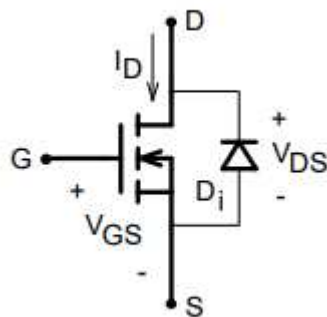
$$\Delta V_C = \Delta V_C \% \cdot V_O \quad (11)$$

Onde  $\Delta V_C$  é a ondulação em alta frequência da tensão na saída,  $V_O$  é a tensão de saída,  $V_i$  é a tensão de entrada e  $F_s$  frequência de chaveamento.

### 2.2.3.1 Interruptor S

O interruptor S pode ser de várias tecnologias, porém para utilização em altas frequência o MOSFET possui algumas vantagens, tais como, tempo de comutação extremamente curto e baixa potência consumida devido à alta impedância de entrada. O símbolo do MOSFET de canal N pode ser visualizado na Figura 16. Nesta figura é possível ver os terminais de um MOSFET: *Dreno* (D), *Gate* (G) e *Source* (S), além da corrente  $I_D$  e as tensões  $V_{GS}$  e  $V_{DS}$  (Barbi, 2007). A tensão  $V_{DS}$  é a máxima tensão suportada entre os terminais D e S, já a tensão aplicada entre os terminais G e S ( $V_{GS}$ ) é responsável pelo controle do estado de condução do MOSFET. Por sua vez, a corrente  $I_D$  é a corrente que circula pelo semicondutor quando este se encontra em condução.

**Figura 16 - Símbolo do MOSFET de canal N**



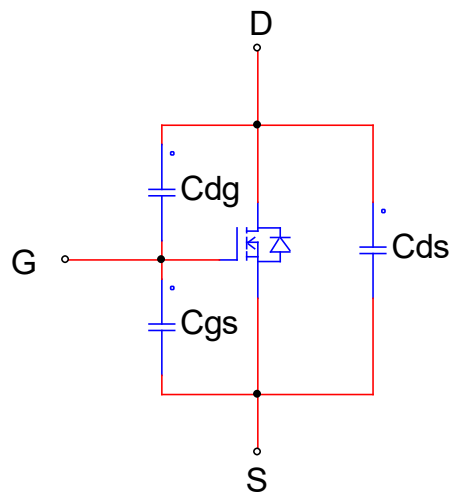
**Fonte: Barbi (2007)**

Em geral a aplicação dos MOSFETs em conversores CC-CC é com a tensão  $V_{GS}$  saturada, para esta condição o interruptor pode ser representado como uma

resistência ( $R_{ON}$ ) em série com o circuito. Com esta resistência é possível determinar as perdas em condução, que é diretamente proporcional a temperatura (Barbi, 2007).

O MOSFET também possui algumas capacitâncias parasitas que influenciam em seu comportamento dinâmico. Na Figura 17 pode ser observado a simbologia do MOSFET com estas capacitâncias parasitas entre os pinos D e S ( $C_{ds}$ ), D e G ( $C_{dg}$ ), G e S ( $C_{gs}$ ). Estas capacitâncias são na ordem de pF, e são apresentadas no *datasheet* do componente (Barbi, 2007).

**Figura 17 - Capacitâncias parasitas do MOSFET**



**Fonte: Autoria própria (2025)**

As capacitâncias também podem ser expressas em:

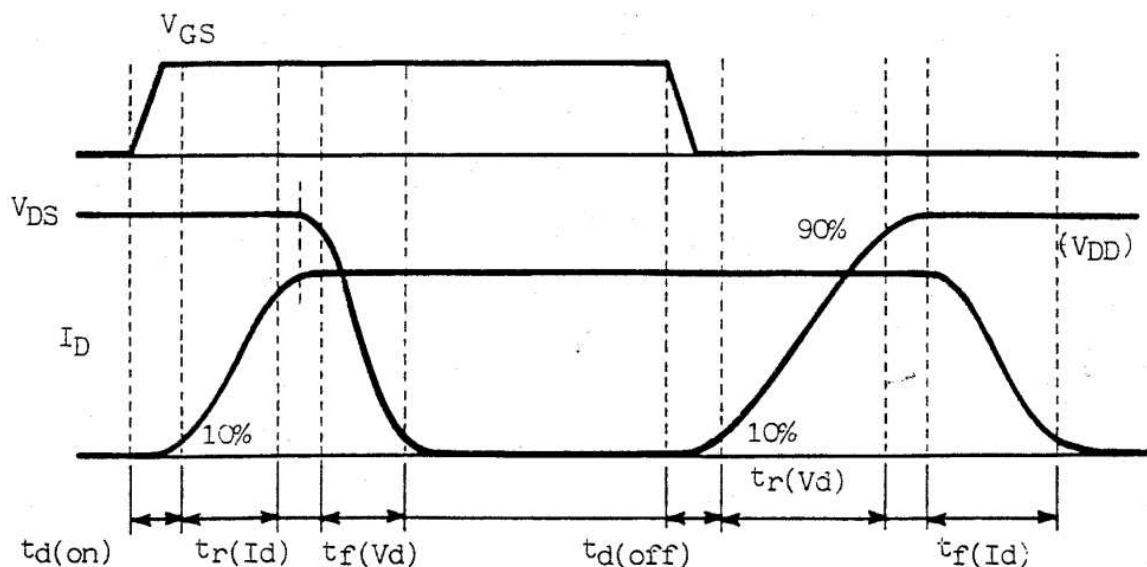
- $C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$  (Capacitância de entrada);
- $C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$  (Capacitância de saída);
- $C_{rss} = C_{gd}$  (Capacitância de transferências).

A capacitância  $C_{iss}$  é importante para o tempo de comutação, visto que o circuito de comando do Gate deve carregar e descarregar esse capacitor em cada período de chaveamento (Barbi, 2007).

A forma de onda da tensão e corrente no MOSFET para circuito com carga indutiva é representada na Figura 18, onde:

- $t_{D(on)}$ : tempo de carga de  $C_{iss}$  pelo circuito de comando;
- $t_r$ : tempo em que  $V_{DS}$  vai de zero até  $V_{DD}$ , ou tempo que a corrente  $I_D$  leva para ir de zero até o valor nominal;
- $t_{D(off)}$ : tempo de descarregamento de  $C_{iss}$  pelo circuito de comando;
- $t_f$ : tempo de descida da curva de tensão  $V_{DS}$  ou tempo que a corrente  $I_D$  leva para alcançar o valor zero.

Figura 18 - Forma de onda no MOSFET para carga indutiva



Fonte: Barbi (2007)

O dimensionamento do interruptor para aplicação no conversor CC-CC Buck baseia-se na tensão  $V_{DS}$  máxima suportada e nas corrente média e eficaz que nele circula. Especificamente no Buck, a tensão máxima aplicada entre os terminais D e S é a tensão da fonte de entrada, já as correntes média e eficaz são obtidas pelas Equações (12) e (13), respectivamente (Barbi, 2007).

$$I_{D(\text{med})} = D \times I_{L(\text{med})} \quad (12)$$

$$I_{D(ef)} = \sqrt{D} \times I_{L(med)} \quad (13)$$

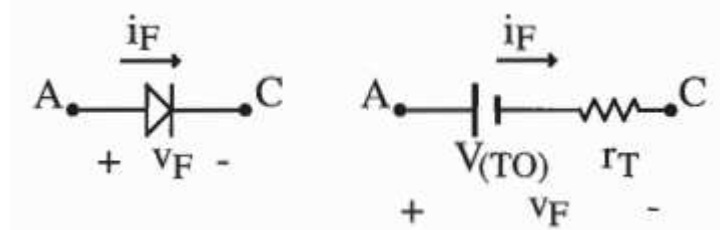
### 2.2.3.2 Diodo D

O diodo é um semicondutor que permite passagem de corrente em apenas um sentido. Quando polarizado diretamente ( $V_F > 0$ ) ocorre a passagem de corrente  $I_F$ , já para  $V_F < 0$ , o componente possui alta impedância e não conduz corrente (Barbi, 2006).

O circuito elétrico do diodo em condução é representado por uma fonte de tensão com uma resistência em série, e esta representação pode ser vista com o auxílio da Figura 19. Na figura é possível visualizar a indicação da tensão  $V_{(TO)}$ , da corrente  $i_F$  e da resistência  $r_T$ , com estes dados é possível calcular a perda em condução do diodo, utilizando a Equação (14) (Barbi, 2006).

$$P = V_{(TO)} \times I_{Dmed} + r_T \times I_{Def}^2 \quad (14)$$

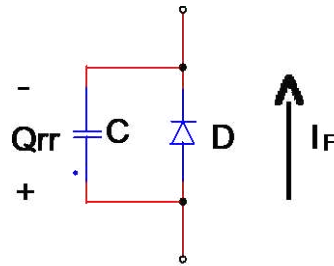
**Figura 19 - Circuito elétrico do diodo em condução**



**Fonte: Barbi (2006)**

O diodo assim como o MOSFET, possui capacitância intrínseca, como é possível visualizar na Figura 20. Este capacitor influencia na corrente  $I_F$  após o diodo bloquear, quando a carga  $Q_{rr}$  começa a descarregar e a corrente no diodo se torna negativa. Então o diodo somente bloqueia quando a carga  $Q_{rr}$  se anular. O valor da capacitância intrínseca do diodo é fornecido pelo fabricante no *dataseheet* do componente (Barbi, 2006).

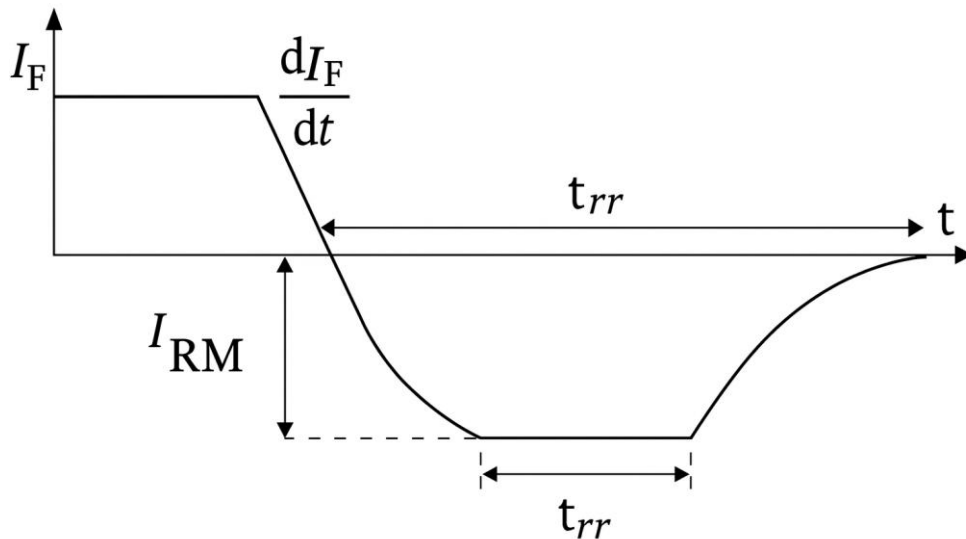
Figura 20 - Capacitância parasita no diodo



Fonte: Adaptado de Barbi (2006)

Considerando novamente um circuito com carga indutiva, a corrente no diodo deve ter um formato semelhante à da Figura 21. Na imagem,  $T_{rr}$  é o tempo de recuperação reversa, ou seja, o tempo que diodo leva para bloquear a corrente. Durante este tempo é possível verificar que o diodo possui uma corrente negativa, proveniente da carga  $Q_{rr}$  da capacitância parasita. (Barbi, 2006).

Figura 21 - Forma de onda da corrente no diodo para carga indutiva



Fonte: Barbi (2006)

Quanto a velocidade de recuperação, os diodos são classificados em lentos, rápidos e ultra-rápidos. Os valores típicos de  $T_{rr}$  nos diodos são (Barbi, 2006):

- Diodo lento –  $T_{rr} > 1\mu s$ ;
- Diodo rápido –  $T_{rr} < 200ns$ ;
- Diodo ultra-rápido –  $T_{rr} < 70ns$ .

O dimensionamento do diodo é semelhante ao do MOSFET, deve-se levar em conta a corrente média e eficaz que circula pelo componente, além da máxima tensão reversa. As correntes podem ser calculadas com as Equações (15) e (16), e a tensão máxima reversa deve ser igual ou superior a máxima tensão da fonte.

$$I_{F(\text{med})} = (1 - D) \times I_{L(\text{med})} \quad (15)$$

$$I_{F(\text{ef})} = \sqrt{(1 - D)} \times I_{L(\text{med})} \quad (16)$$

### 2.3 Dimensionamento dos componentes do indutor

Para aplicações em de alta frequência, é recomendado a utilização do núcleo de ferrite devido as baixas perdas por histerese, porém como desvantagem o ferrite permite uma densidade de fluxo apenas na casa de 0,3T, além de não ser resistente a choques mecânicos.

No núcleo de ferrite tipo E, a área da seção transversal central é denominada  $A_E$ , e a área da janela onde passam as espiras é chama de  $A_w$ . A Figura 22 representa de maneira ilustrativa as áreas  $A_E$  e  $A_w$  deste tipo de núcleo (Barbi, et al., 2002).

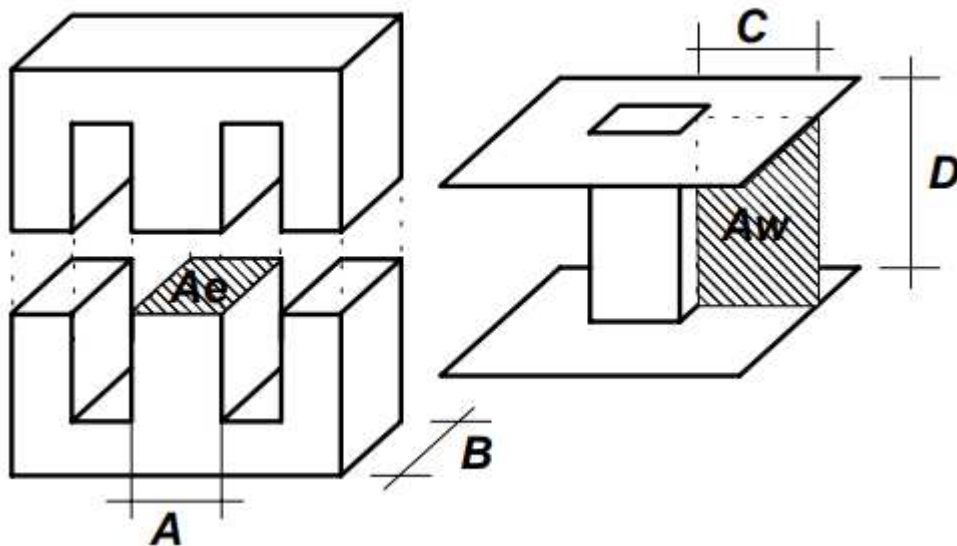
As dimensões do núcleo de ferrite tipo E podem ser obtidas com o auxílio da Equação (17).

$$A_e \times A_w = \frac{L \cdot I_{ef} \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} \cdot 10^4 \quad (17)$$

Onde:

- $L$ : indutância (H);
- $I_{ef}$ : corrente eficaz no indutor (A);
- $I_{pico}$ : corrente de pico no indutor (A);
- $B_{max}$ : densidade de fluxo (T);
- $J_{max}$ : densidade de corrente (A/cm<sup>2</sup>);
- $K_w$ : fator de ocupação do cobre dentro do carretel;

Figura 22 - Núcleo e carretel tipo E



Fonte: Barbi (2002)

Uma vez definida as dimensões do núcleo, pode ser determinado o número de espiras ( $N$ ) do carretel utilizando-se a Equação (18) (Barbi, et al.,2002).

$$N = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (18)$$

Um entreferro deve ser adicionado nos caminhos de fluxo laterais (pernas) do indutor para oferecer uma maior relutância no circuito magnético. A relutância é a oposição da passagem de fluxo magnético e traz vantagens para o indutor tais como (Barbi, et al.,2002):

- Introduce uma relutância muito maior que a oferecida pelo núcleo, o que faz com que o valor da indutância  $L$  seja mais constante, visto que a relutância do núcleo varia com o ponto de operação e a temperatura.
- O entreferro permite que o indutor opere com valores de corrente maior sem que ocorra a saturação do núcleo.

O cálculo do comprimento do entreferro pode ser realizado utilizando a Equação (19).

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad (19)$$

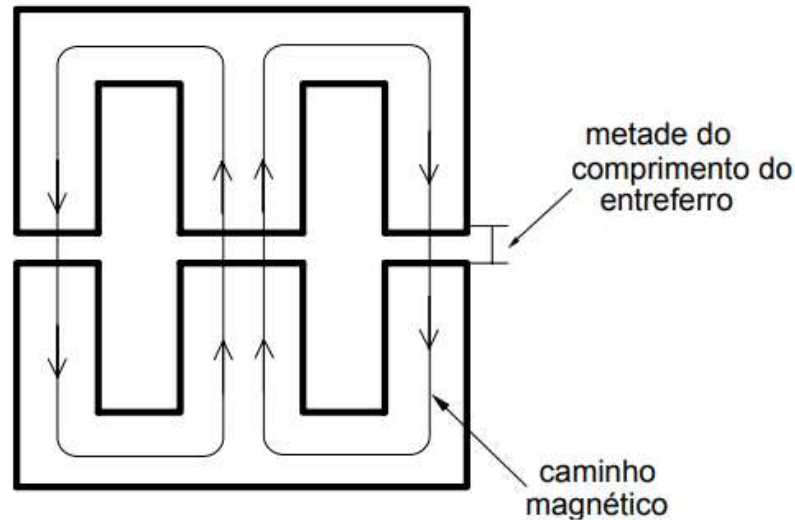
Onde:

$l_{\text{entreferro}}$  – comprimento do entreferro (cm);

$\mu_0$  – permeabilidade do ar ( $1,2566 \times 10^{-6}$ ).

Como no núcleo tipo E o entreferro é adicionado em duas partes, o valor calculado deve ser dividido por dois, desta forma se obtém o comprimento de um entreferro. A Figura 23 auxilia na visualização da posição de instalação do entreferro (Barbi, et al., 2002).

Figura 23 - Entreferro do núcleo tipo E



Fonte: Barbi (2002)

Deve-se calcular também qual é a área mínima do condutor de cobre ( $S_{fio}$ ) necessária para conduzir a corrente eficaz que circula no indutor. A área do condutor escolhida deve ser ao menos igual ou maior a calculada, caso contrário devem ser adicionados condutores em paralelo no carretel. Com a Equação (20) é possível dimensionar a seção do condutor (Barbi, et al., 2002).

$$S_{fio} = \frac{I_{eficaz}}{J_{max}} \quad (20)$$

Por fim é necessário realizar o cálculo da elevação de temperatura ocasionada por perdas no cobre e no núcleo, visto que o aquecimento indesejado no indutor pode causar diminuição na sua indutância. As perdas no cobre podem ser calculadas com a Equação (21), enquanto as perdas no núcleo são obtidas com a Equação (22) (Barbi, et al., 2002):

$$P_{cobre} = \frac{\rho_{fio} \cdot l_{espira} \cdot N}{n_{condutores}} \cdot I_{eficaz} \quad (21)$$

$$P_{\text{nucleo}} = \Delta B \cdot (K_h \cdot F_s + K_f \cdot F_s^2) \cdot V_{\text{nucleo}} \quad (22)$$

Onde:

$l_{\text{espiras}}$  – comprimento médio de uma espira (cm)

$\rho_{\text{fio}}$  – resistividade do condutor por cm

$K_h$  – coeficiente de perda por histerese ( $4 \times 10^{-5}$ )

$K_f$  – coeficiente de perda por corrente parasita ( $4 \times 10^{-10}$ )

$V_{\text{nucleo}}$  – Volume do núcleo;

A resistência térmica do núcleo é definida como (Barbi, et al., 2002):

$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} \quad (23)$$

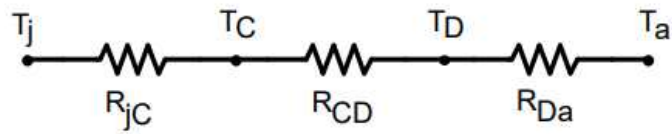
A elevação de temperatura é dada por (Barbi, et al., 2002):

$$\Delta T = (P_{\text{cobre}} \cdot P_{\text{núcleo}}) \cdot R_{t_{\text{nucleo}}} \quad (24)$$

## 2.4 Cálculo Térmico dos componentes semicondutores

Para garantir que os componentes semicondutores, tais como diodos e interruptores, não ultrapassem suas máximas temperaturas de junção, um dissipador é dimensionado por meio do cálculo térmico. A análise térmica em regime permanente para componentes semicondutores é realizada considerando o circuito da Figura 24 (Barbi, 2007).

Figura 24 - Circuito para cálculo térmico



Fonte: Barbi (2007)

Onde:

$T_J$  : Temperatura de junção do componente semiconductor ( $^{\circ}\text{C}$ );

$T_C$  : Temperatura do encapsulamento do componente semiconductor( $^{\circ}\text{C}$ );

$T_D$  : Temperatura do dissipador ( $^{\circ}\text{C}$ );

$T_A$  : Temperatura ambiente ( $^{\circ}\text{C}$ );

$R_{JC}$  : Resistência térmica da junção-cápsula ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );

$R_{CD}$  : Resistência térmica gerada pelo contato do componente com o dissipador ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );

$R_{DA}$  : Resistência térmica do dissipador de calor.

Dados como temperatura de junção, resistência térmica e potência dissipada são encontrados no datasheet dos componentes. A resistência térmica do dissipador pode ser calculada utilizando a Equação (25) (Barbi, 2007).

$$R_{DA} = \frac{T_J - T_A}{P_{\text{perda}}} - R_{JC} - R_{CD} \quad (25)$$

Onde:

$P_{\text{perda}}$  : é a perda no componente por efeito joule.

Depois de determinada a resistência do dissipador, é necessário conferir em catálogos de fabricante de dissipadores, um que tenha valor de resistência térmica menor ou igual ao calculado.

## 2.5 Sistema de Controle Aplicado ao Conversor CC-CC

O sistema de controle tem como função fazer com que uma planta alcance o sinal de saída desejado de acordo com a referência estabelecida na entrada, também denominada *setpoint* (Nise, 2023). Na Figura 25 é possível verificar um sistema de controle genérico em Malha Aberta (MA) utilizando diagramas de blocos. Esse tipo de diagrama possui uma representação gráfica das funções que cada componente desempenha e do fluxo de sinais entre eles.

**Figura 25 - Sistema de controle genérico em MA**



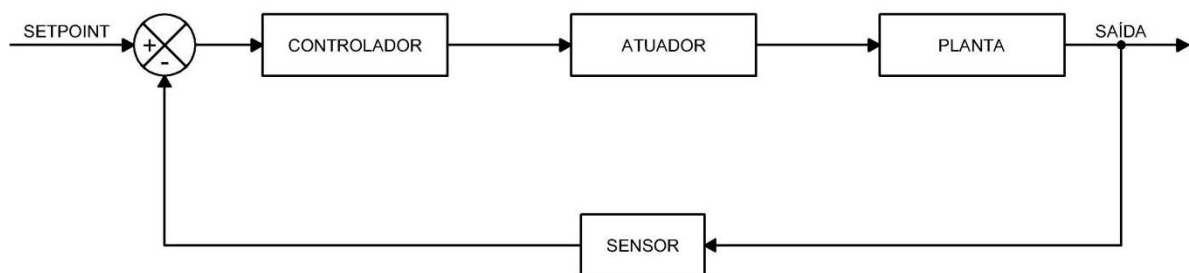
**Fonte: Autoria própria (2025)**

Os sistemas de controle possuem duas principais medidas de desempenho, a resposta em regime transitório e a resposta em regime permanente. O comportamento transitório deve apresentar uma velocidade adequada para que o sistema atinja o valor de referência, enquanto o regime permanente deve buscar minimizar o erro, sendo o erro a diferença entre a entrada e a saída (Nise, 2023). Na Figura 25 pode ser observada uma malha de controle simples, na qual não é calculado o erro, porém controles mais robustos exigem malhas mais complexas que realizam este cálculo.

As malhas de controle podem ser classificadas como MA ou MF. No controle em MA, o sinal de saída não exerce nenhuma influência sobre o sistema de controle. Já nos sistemas em MF, a saída é medida e realimenta o sistema de controle, sendo constantemente comparada com o valor de referência. A partir dessa comparação, calcula-se o erro, que é então utilizado para gerar um sinal de controle com o objetivo de minimizar o desvio do sinal de saída (Ogata, 2010).

A Figura 26 é um exemplo genérico de um sistema de controle em MF. Esse sistema é composto por um controlador, um atuador, uma planta e um sensor. Neste processo o sinal de saída é medido por um sensor e comparado com o *setpoint*, o que resulta no sinal do erro que entra no controlador. Por sua vez o controlador gera um sinal de controle que é encaminhado ao atuador que amplifica o sinal de controle atuando na planta, a fim de corrigir o sinal de saída (Ogata, 2010).

**Figura 26 - Exemplo de um controlador genérico em malha fechada**



**Fonte: Autoria própria (2025)**

### 2.5.1 Função de Transferência

A função de transferência (FT) é uma representação matemática que relaciona a variável de saída de um sistema com a variável de entrada, no domínio de Laplace (contínuo) ou no domínio Z (discreto). Ela é obtida a partir das equações diferenciais que descrevem um sistema linear invariante no tempo, transformando-as em uma expressão algébrica (Ogata, 2023).

A função de transferência do conversor CC-CC Buck é obtida a partir da análise do circuito do conversor. Segundo Barbi (2015, p92 e 100), a função de transferência da tensão e da corrente na carga, em função da razão cíclica, é dada a partir das equações (26) e (27), respectivamente.

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_i}{(L \cdot C)s^2 + \left(\frac{L}{R} + C \cdot R_L\right)s + 1} \quad (26)$$

$$\frac{\Delta I_O(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_O}{L \cdot D \left( s + \left( \frac{D \cdot R_S \cdot R_L}{L} \right) \right)} \quad (27)$$

Onde:

$V_i$  – Tensão da fonte de entrada (V);

$V_o$  – Tensão de saída do conversor (V);

$L$  – Indutor do conversor CC-CC Buck (H);

$C$  – Capacitor do conversor CC-CC Buck (F);

$R$  – Resistência da carga ( $\Omega$ );

$R_L$  – Resistência do indutor ( $\Omega$ );

$R_S$  – Resistência do interruptor ( $\Omega$ );

### 2.5.2 Controlador PI

Sistemas de controle utilizam diferentes tipos de controladores conforme a aplicação e os objetivos de desempenho. A função de transferência da tensão do Conversor CC-CC Buck, contém um duplo polo na frequência de ressonância devido ao indutor e ao capacitor, uma malha de controle simples sem algum tipo de compensação pode levar a instabilidade do sistema. Com isso uma solução é utilizar um controlador PI (Platão *et al.*, 2018).

O controlador PI é bastante utilizado em sistemas de controle devido à sua capacidade de melhorar o desempenho de resposta transitória e eliminar o erro em regime permanente. Sua função de transferência característica é dada por:

$$G_s(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (28)$$

Onde:

$K_p$  - Ganho proporcional;

$T_i$  - Constante de tempo integral.

O controlador PI possui um zero em  $(s = -\frac{1}{T_i})$  e um polo em  $(s = 0)$ . Essa configuração proporciona ganho infinito na frequência zero, o que melhora as características de regime permanente do sistema (Ogata, 2010).

O erro em regime permanente é reduzido adicionando um polo na origem, o que aumenta o tipo do sistema em uma unidade. Por exemplo, um sistema do Tipo 0, ao responder a uma entrada em degrau com erro finito, passará a ter erro nulo se seu tipo for aumentado em uma unidade (Nise, 2023).

O controlador PI deve ter seus parâmetros determinados para que haja uma melhor resposta transitória diante do sistema. Para isso, existem algumas maneiras de determinar os parâmetros  $K_p$  e  $T_i$  do controlador, como o Método de Ziegler-Nichols, diagramas de Bode, método do lugar das raízes e a utilização da função “*auto-tuning*” do software Matlab.

### 2.5.3 Diagrama de Bode

O diagrama de Bode é constituído por dois gráficos em escala logarítmica que descrevem o comportamento em frequência de um sistema dinâmico, sendo um gráfico de módulo e outro de fase (Ogata, 2010).

Analisando o diagrama de Bode de um sistema dinâmico é possível obter informações, tais como (Ogata, 2010):

- Frequência de ressonância
- Máximo sobressinal
- Amortecimento
- Tempo de resposta
- Frequência de cruzamento ( $\omega_c$ )
- Margem de fase (MF)
- Margem de ganho (MG)
- Estabilidade relativa

A análise da estabilidade relativa é obtida pela MF e MG do sistema. De modo que, quando a  $MF > 0$  e  $MG > 0$  o sistema é estável, caso esta condição não seja atendida, não se pode garantir a estabilidade do sistema (Ogata, 2010).

Para realizar o projeto dos parâmetros de controle PI por meio do diagrama de Bode, é necessário definir qual a MF e frequência de cruzamento requeridos.

A MF está relacionada com o tempo de resposta do sistema com uma relação inversa, ou seja, quanto menor a MF mais rápido é o sistema. A frequência de cruzamento  $\omega_c$  indica qual é a frequência de corte do sistema, ou seja, até que nível de variação o sistema é capaz de responder adequadamente (Ogata, 2010).

Uma vez definida MF e o  $\omega_c$  requeridos, utiliza-se as Equações (29) e (30) para calcular os parâmetros do controlador PI (Eletrônica De Potência, 2019).

$$\frac{1}{T_i} = \frac{\omega_c}{\tan [MF - 90^\circ - \angle \frac{V_O(\omega_c)}{D(\omega_c)}]} \quad (29)$$

$$K_P = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \times \frac{1}{|\frac{V_O(\omega_c)}{D(\omega_c)}|} \quad (30)$$

Onde:

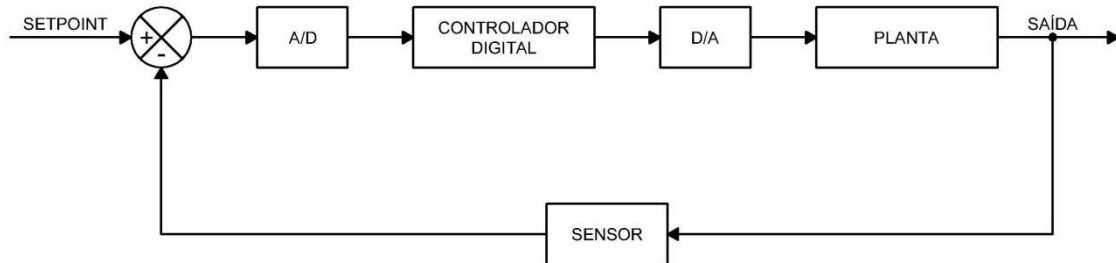
$\angle \frac{V_O(\omega_c)}{D(\omega_c)}$ : é o ângulo da FT para a  $\omega_c$  requerida;

$|\frac{V_O(\omega_c)}{D(\omega_c)}|$ : é o módulo da FT para a  $\omega_c$  requerida;

#### 2.5.4 Sistemas de Controle Discreto

A discretização de uma função de transferência é um procedimento que permite representar sistemas contínuos de controle no domínio digital, possibilitando implementação prática em controladores digitais (Ogata, 2010).

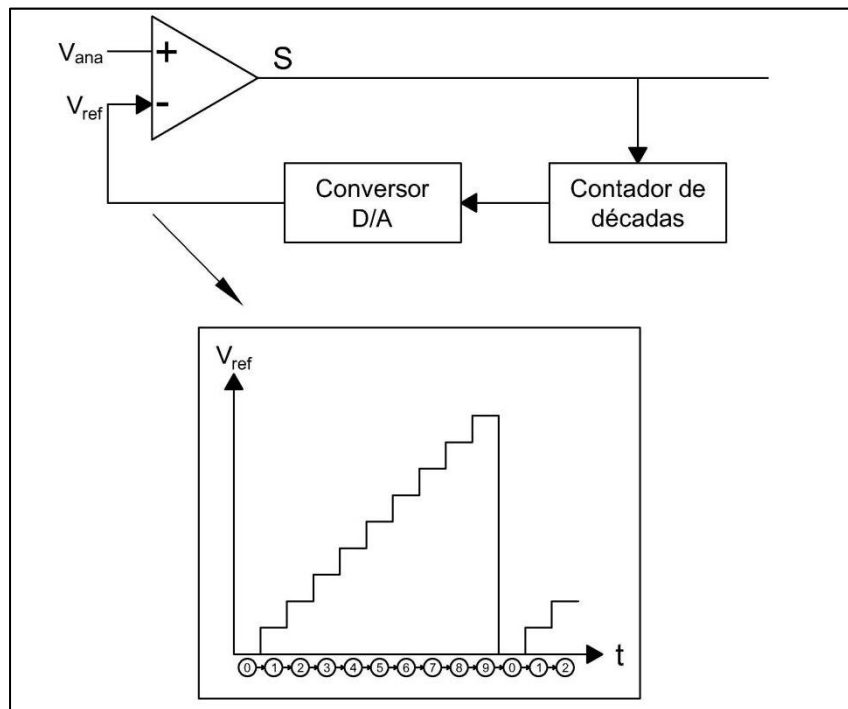
Para implementar um sistema de controle em um microcontrolador, os sinais analógicos devem passar por conversores analógico-digital (A/D) e digital-analógico (D/A), como pode ser observado na Figura 27.

**Figura 27 - Diagrama de bloco do controlador digital**

**Fonte: Autoria própria (2025)**

No processo de conversão do sinal analógico para digital, o sinal analógico é constantemente comparado com um sinal de referência que é gerado por um circuito conversor digital analógico, esta etapa pode ser visualizada com o auxílio da Figura 28. O sinal de referência é gerado por um contador de década que muda seu estado dependendo do valor da comparação do sinal analógico com a referência. Enquanto o valor da entrada analógica for maior que a referência ( $S=1$ ) ocorre a mudança de estado no contador, ou seja, aumenta-se a tensão de referência. A partir do momento que a saída do comparador for zero ( $S=0$ ), o contador permanece no estado em que está, que é numericamente igual ao da tensão de entrada do sinal analógico (Capuano, 2019).

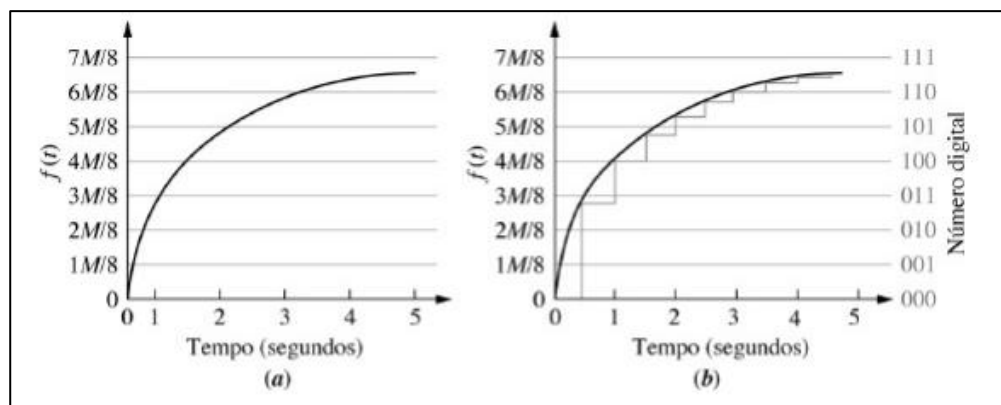
**Figura 28 - Processo de conversão do sinal analógico para digital**



Fonte: Autoria própria (2025)

Na Figura 29 pode ser visualizado um exemplo de conversão do sinal analógico em digital. O processo de comparação, mencionado anteriormente, é evidente na Figura 29 (b), onde se observa que, ao atingir o valor do sinal analógico, o sinal digital se torna constante por um determinado tempo (taxa de amostragem).

**Figura 29 - Conversão analógico-digital**



Fonte: Nise (2023)

Uma técnica para realizar a passagem de um sistema contínuo no tempo em um sistema discreto é utilizando a *transformação de Tustin*, dada pela Equação (31):

$$s = \frac{2(z - 1)}{T(z + 1)} \quad (31)$$

Onde T é a taxa de amostragem do conversor A/D.

Para aplicar a transformada de *Tustin*, basta obter a função de transferência em “s” (Laplace) e posteriormente substituir “s” por (31).

## 2.5.5 Processadores de sinais digitais (DSP - *Digital Signal Processor*)

DSPs são dispositivos que possuem um alto desempenho em MF, operam em uma variedade de aplicações embarcadas de processamento de sinal em tempo real (TEXAS INSTRUMENTS, 2025). Oferecem diversas funções de processamento digitais de sinais e excelente desempenho em termo da capacidade computacional (SHI *et al.*, 2015). São amplamente utilizados no desenvolvimento de sistemas de controle digital para conversores de potência.

### 2.5.5.1 DSP TMS320F28379D

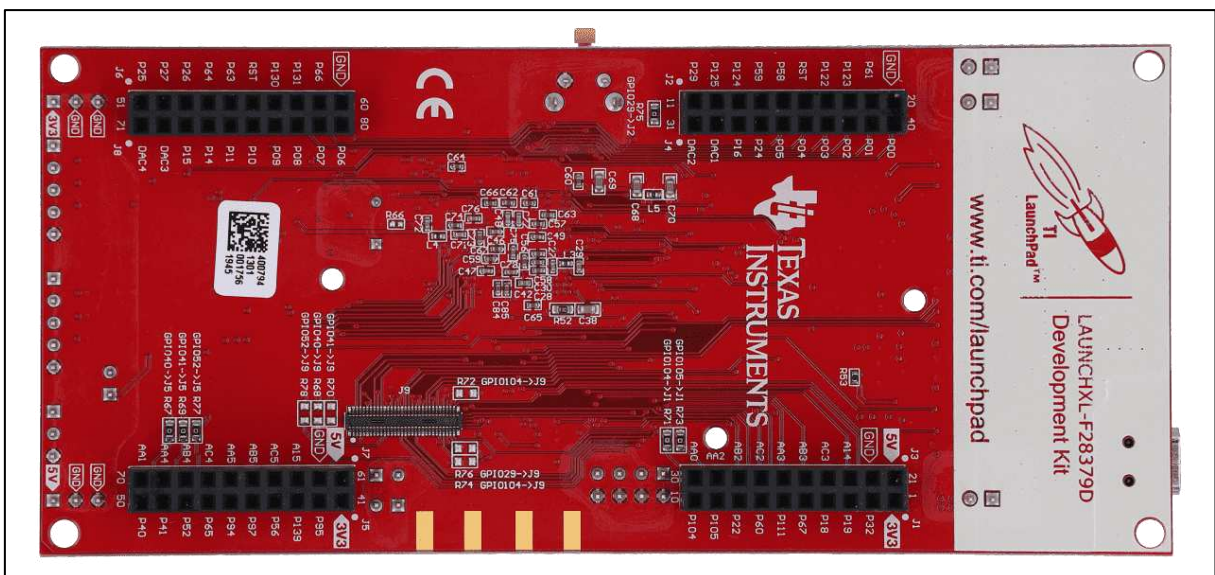
O microcontrolador TMS320F28379D da Texas Instruments, faz parte da família C2000 e é voltado para aplicações que exigem alto desempenho no processamento de sinais digitais. Ele permite a execução eficiente de códigos em linguagem C e o controle de tarefas em sistemas embarcados. É muito utilizado em aplicações de controle em tempo real nas indústrias, no setor automotivo e em conversores de potência (Cella *et al.*, 2022). Seu LaunchPad pode ser visualizado na Figura 30.

De acordo com o datasheet o TMS320F28379D possui duas CPUs que podem trabalhar independentes e chegar à frequência de operação de 200 MHz. Possibilita gravar variáveis e códigos na memória RAM (temporária) e na memória

flash (permanente). Possui 94 GPIO (*General-Purpose Input/Output*), dentre elas 4 entradas analógicas com resolução de 12 ou 16 bits, e 24 canais de PWM, sendo 16 de alta resolução que permite ajuste fino da razão cíclica (Texas Instruments, 2025).

O ambiente de desenvolvimento integrado (IDE - *Integrated Development Environment*) utilizado para programar o controlador é o *Code Composer Studio*. Além da IDE, é necessário baixar o conjunto de bibliotecas chamado *Control Suite*.

Figura 30 - LaunchPad do microcontrolador TMS320F28379D



Fonte: Texas Instruments (2025)

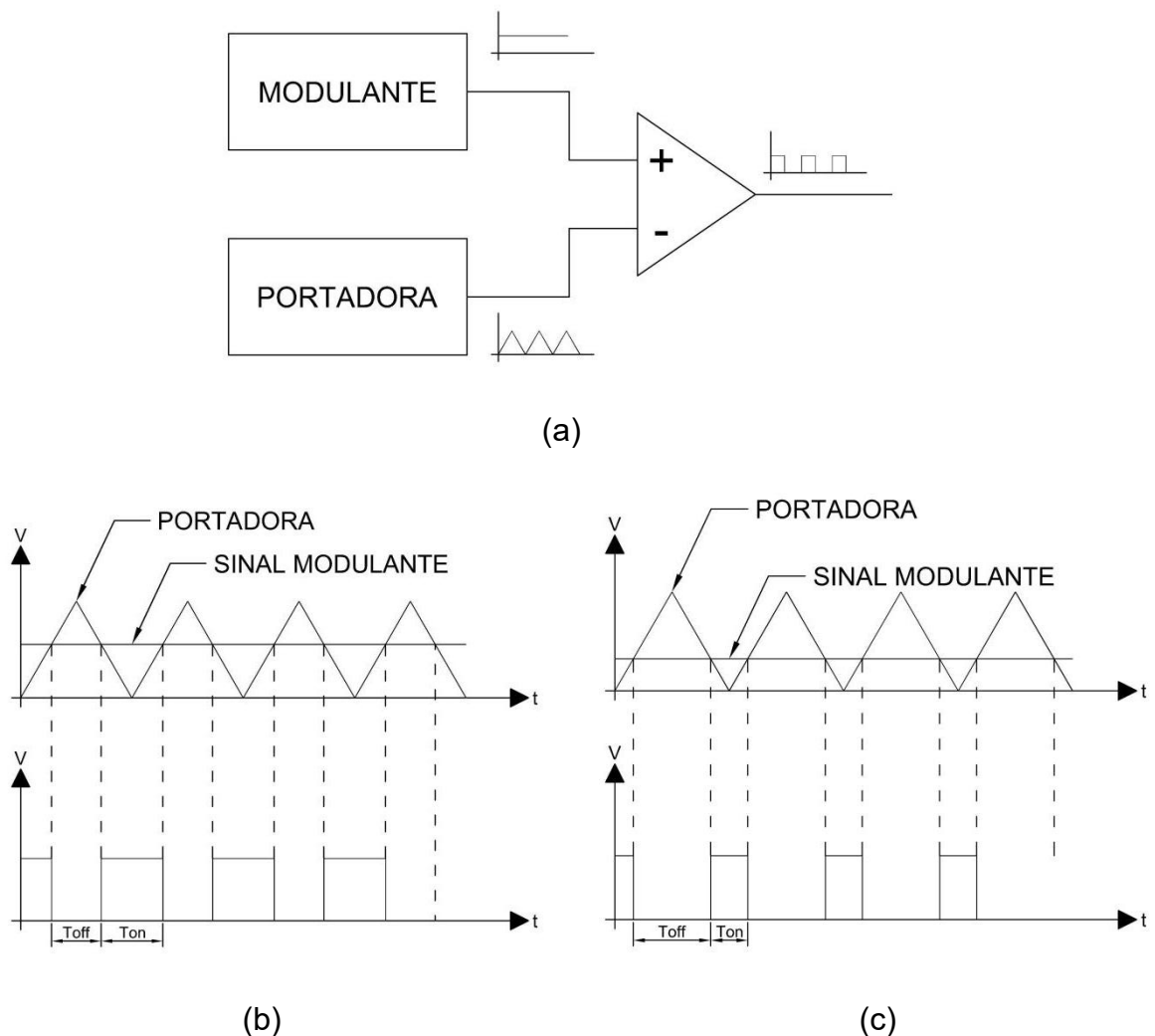
### 2.5.6 Modulação por largura de pulso

A Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation - PWM*) é uma estratégia de modulação aplicada no comando dos interruptores de conversores, variando a razão cíclica do sinal de comutação em alta frequência dos interruptores. Para fazer esse controle, é realizado a comparação entre dois sinais, um deles de baixa frequência chamado sinal modulante e outro de alta frequência chamado portadora. O resultado é um sinal de frequência fixa e largura de pulso variada (Batschauer, 2011).

A Figura 31 (a) auxilia a compreender como é a comparação entre os sinais utilizando um amplificador operacional. A Figura 31 (b) e Figura 31 (c) apresentam

dois gráficos onde pode ser visualizado como o sinal do PWM varia de acordo com o sinal da forma de onda modulante.

**Figura 31 - (a) Comparação das curvas modulantes e portadora. (b) Obtenção do sinal PWM para um determinado valor da modulante. (c) Obtenção do sinal PWM com o aumento do sinal modulante**

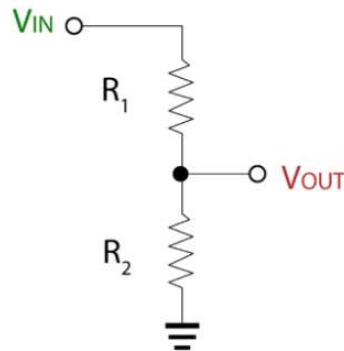


Fonte: Autoria própria (2025)

## 2.6 Medição da tensão de saída

Para medição de tensão CC o método mais utilizado é o divisor de tensão resistivo (Thomazini, 2010). Tem seu princípio de funcionamento baseado em um divisor de tensão, de forma que a tensão de saída seja proporcional a tensão medida. O circuito elétrico do divisor de tensão resistivo é apresentado na Figura 32 (Mesh Engenharia, 2023).

Figura 32 - Circuito elétrico de medição de tensão por divisor resistivo



Fonte: Mesh Engenharia (2023)

A tensão de saída do sensor tipo divisor resistivo pode ser obtido da Equação (32):

$$V_{OUT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{IN} \quad (32)$$

## 2.7 Filtro passa baixa

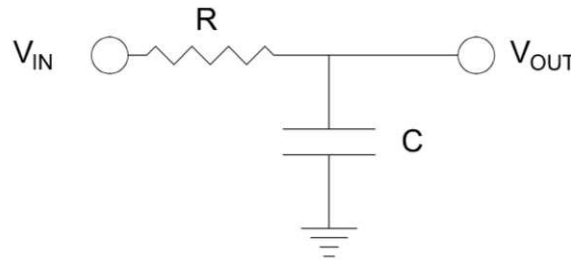
O filtro passa baixa RC representado na Figura 33, funciona como um divisor de tensão, e para frequências elevadas o capacitor apresenta uma baixa impedância, diminuindo a tensão  $V_{out}$  em relação a  $V_{in}$ . A tensão de saída pode ser calculada pela Equação (33) (Horowitz, 2015).

$$V_{out} = \frac{1}{(1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2)^{\frac{1}{2}}} \cdot V_{in} \quad (33)$$

A frequência em que a tensão  $V_{out}$  começa a diminuir é dita como frequência de corte ( $f_c$ ), e pode ser determinada utilizando a Equação (34) (Horowitz, 2015).

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R} \quad (34)$$

**Figura 33 - Circuito elétrico do filtro RC**



**Fonte: Autoria própria (2025)**

## 2.8 Drive para acionamento do MOSFET

Semicondutores de potência são comumente acionados por controladores digitais. Porém estes dispositivos geralmente possuem uma tensão de saída 3,3 V ou 5 V, enquanto os componentes de potência são acionados normalmente por tensão entre 15 e 20 V (Horowitz, 2015).

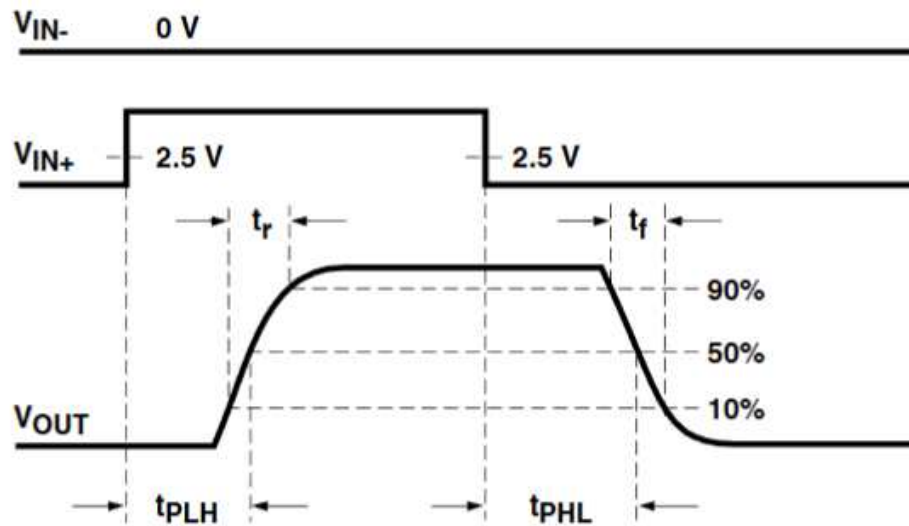
O drive para IGBT ou MOSFET é um dispositivo que faz a conexão entre o controle e a potência. Sua função é amplificar o sinal da corrente e tensão gerado pelo controlador para acionar o comando dos transistores (Supplier, 2025).

Normalmente esses dispositivos recebem o sinal na ordem de 3,3 a 5 V do controlador e ampliam para uma faixa de 15 a 18 V. Existem modelos com implementação de circuito eletrônico, que oferece funções de proteção e detecção de falhas. Além disso, alguns modelos de drives de acionamento possuem isolamento galvânico, o que gera uma isolação entre o controlador e o circuito de potência, gerando maior segurança ao sistema de controle (Oliveira, 2024).

Na Figura 34 é possível visualizar a comparação da forma de onda da entrada e saída do driver HCPL-316J. É possível verificar a existência do tempo de *delay* do

sinal do controlador até 50% do sinal do driver ( $t_{PLH}$ ) e o tempo que o sinal na saída do driver leva para ir de 10% para 90% e vice-versa ( $t_r$  e  $t_f$ ).

Figura 34 - Forma de onda da saída do driver que aciona semicondutores de potência

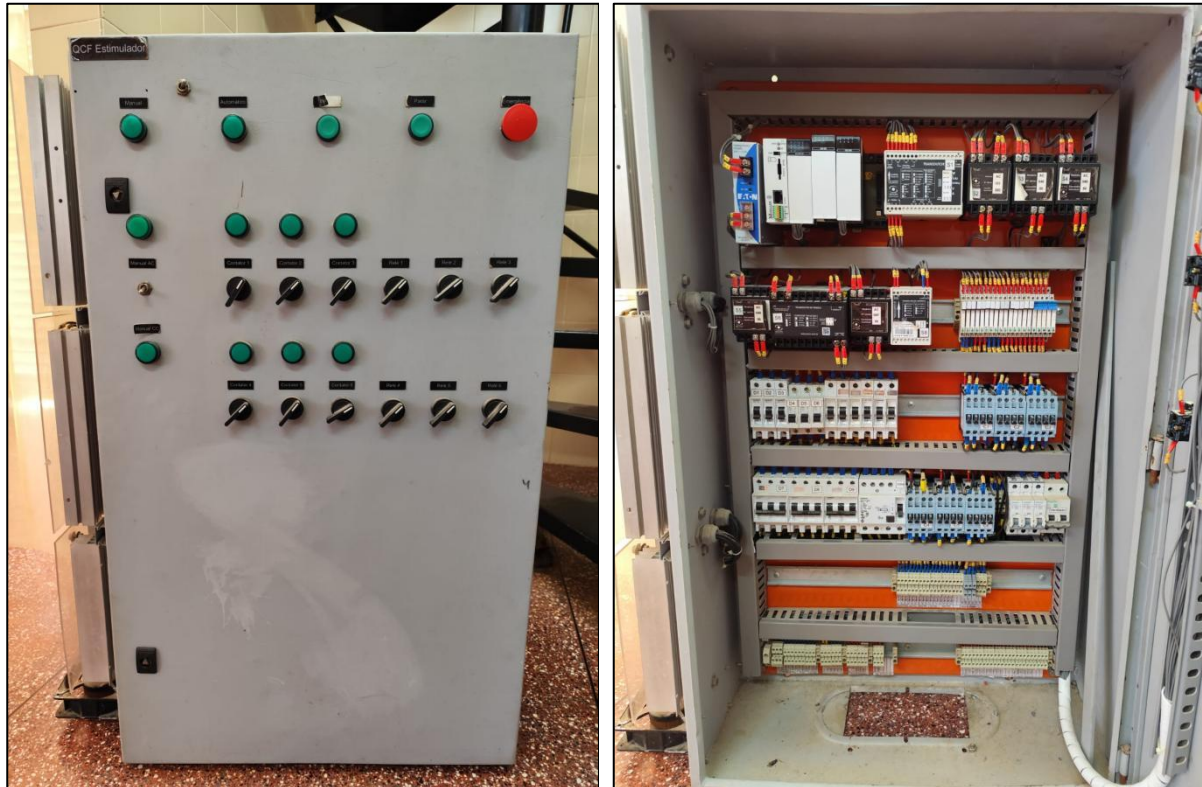


Fonte: Agilent Technologies (2011)

### 3 SIMULAÇÕES INICIAIS DO ELETROESTIMULADOR EXISTENTE

O eletroestimulador existente foi desenvolvido por Mayer (2017) e seu quadro de controle e aquisição de dados pode ser verificado na Figura 35

Figura 35 - Quadro de controle e aquisição de dados do eletroestimulador. (a) Vista frontal. (b) Layout interno



(a)

(b)

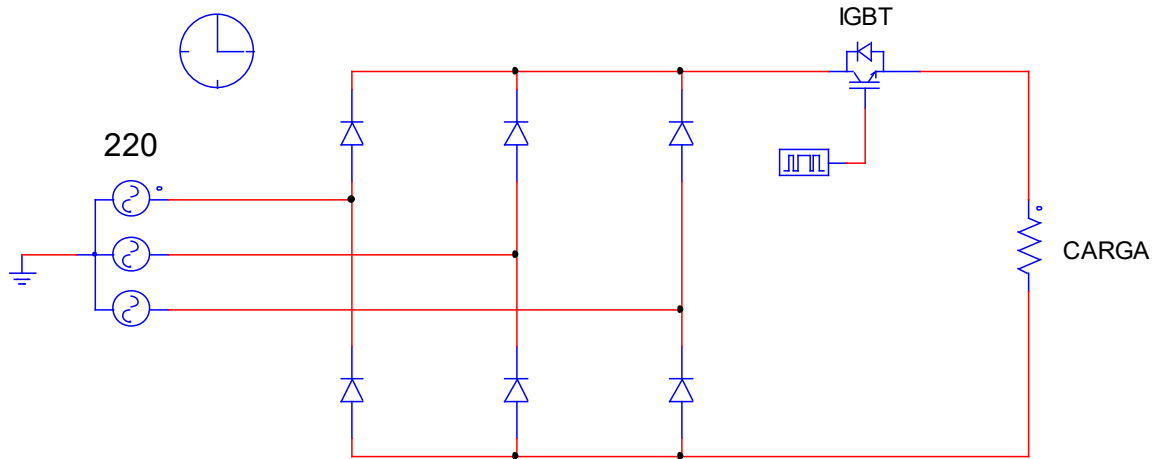
Fonte: Protótipo desenvolvido por Mayer (2017)

O diagrama elétrico de força do quadro de controle e aquisição de dados foi apresentado na Seção 1 na Figura 6. Na Figura 36 é apresentado o circuito utilizado para simulação e análise da sua tensão de saída. Para a simulação foi removido o transformador variável, simulando uma relação de transformação unitária e o tempo de pulso do IGBT foi configurado para 500ms.

Na Figura 37 observa-se a tensão aplicada na carga, destacando os pulsos comandados pelo IGBT. Na Figura 38 pode ser observada a ondulação da tensão

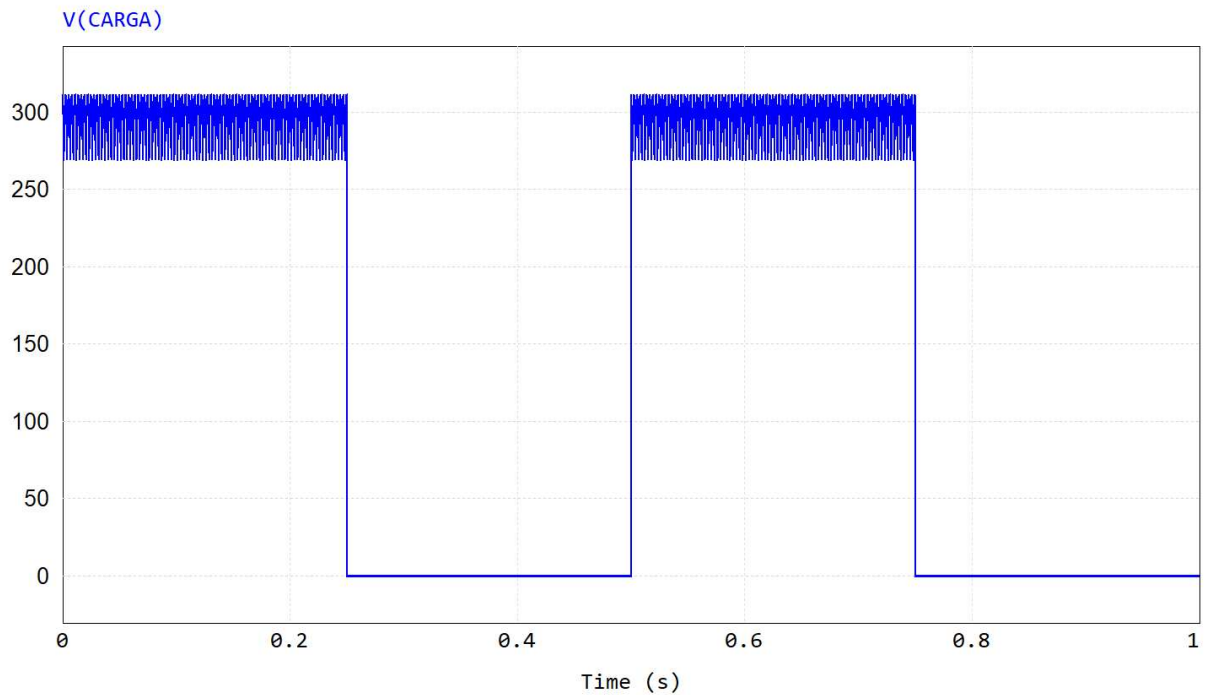
gerada pelo conversor CA-CC, variando de 269,5 V a 311,1 V. Tal ondulação deseja-se reduzir implementando um filtro capacitivo.

**Figura 36 - Circuito elétrico utilizado para simulação do quadro de controle e aquisição de dados**



Fonte: Autoria própria (2025)

**Figura 37 - Resultado da simulação para a tensão na saída do quadro de controle e aquisição de dados**



Fonte: Autoria própria (2025)

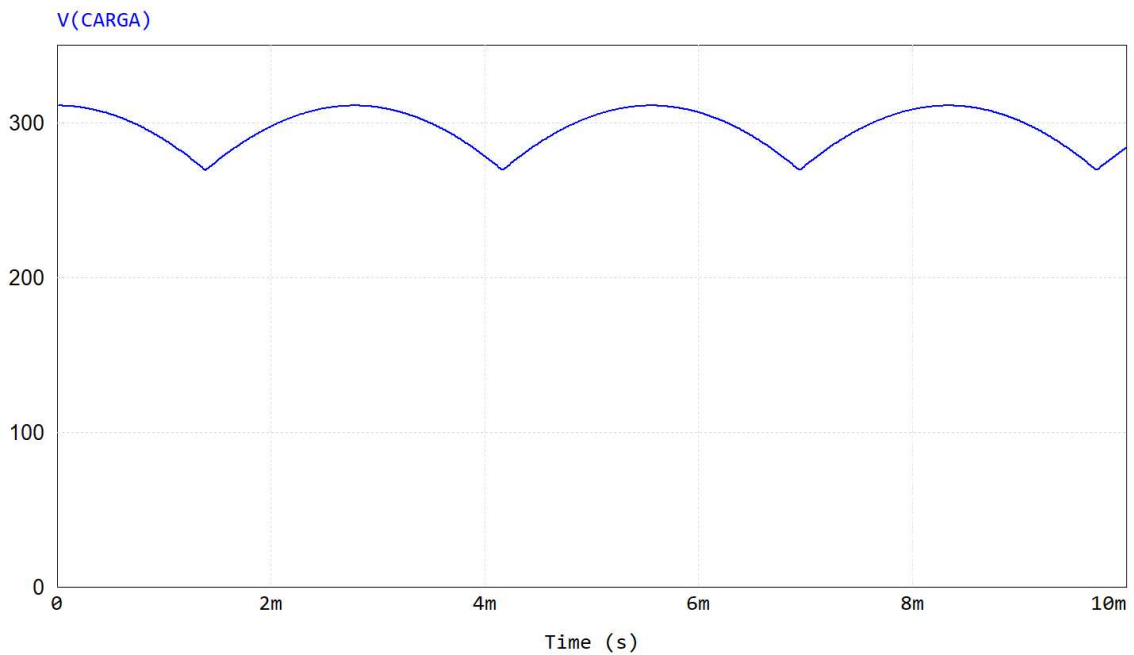
A tensão média na saída do conversor CA-CC trifásico é obtida por meio da Equação (3).

$$V_0 \cong 1,35 V_{in}$$

$$V_0 \cong 1,35 \cdot 220$$

$$V_0 = 297 \text{ V}$$

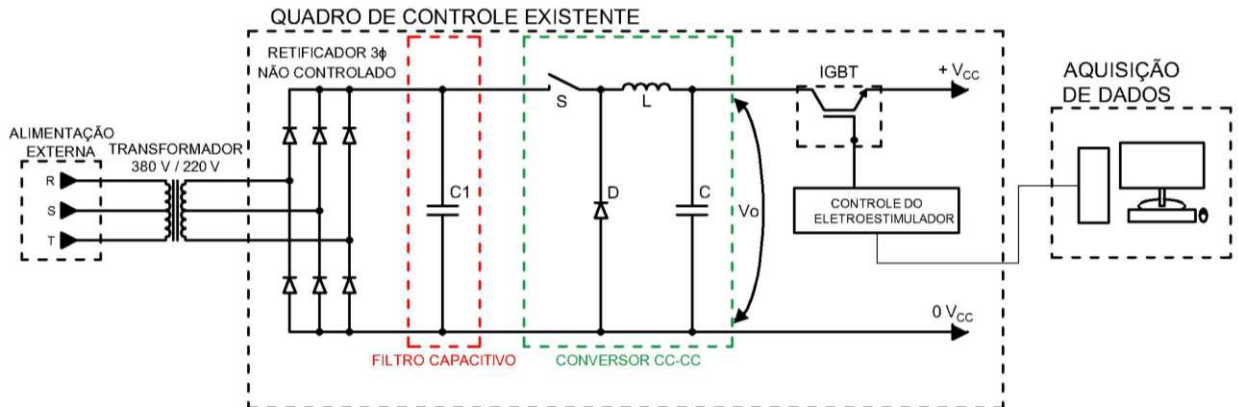
**Figura 38 - Ondulação da tensão do conversor CA-CC instalado no quadro de controle e aquisição de dados**



**Fonte: Autoria própria (2025)**

A partir da implementação do conversor CC-CC Buck, o diagrama elétrico de potência passa a ser representado na Figura 39. O ajuste da amplitude da tensão  $V_0$  é feito pelo Buck e o transformador variável é substituído por um de relação de transformação fixa. Além disso, o filtro capacitivo gera mais estabilidade na tensão CC que chega no conversor CC-CC.

**Figura 39 - Diagrama elétrico de potência do quadro de controle e aquisição de dados com a inserção do conversor Buck**



Fonte: Autoria própria (2025)

## 4 PROJETO DO CONVERSOR CC-CC BUCK

Neste capítulo é apresentado o desenvolvimento do conversor Buck, apresentando os procedimentos e métodos utilizado no desenvolvimento do trabalho.

### 4.1 Dimensionamento da carga total do conversor CC-CC Buck

A carga do conversor Buck corresponde à resistência elétrica dos frangos de corte. Em média cada frango possui uma resistência elétrica de  $1000 \Omega$  (ZHUANG *et al.* 2010). Considerando que o eletroestimulador aplica o estímulo em 15 frangos em paralelo, a resistência equivalente é determinada utilizando a Equação (35).

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{Z_i} \quad (35)$$

$$Z_{eq} = 66,67 \Omega$$

A tensão de saída do conversor Buck possui um range de 50 a 225 V, permitindo realizar ensaios para vários níveis de tensão. A potência para a máxima e mínima tensão na saída é calculada com o auxílio das Equações (36) e (37), respectivamente.

$$P = \frac{225^2}{66,67} = 759,33 \text{ W} \quad (36)$$

$$P = \frac{50^2}{66,67} = 37,5 \text{ W} \quad (37)$$

Com base na potência calculada e na variação da resistência conforme o peso dos frangos, o conversor deve suportar uma potência de 850W na saída.

No Quadro 1 são apresentados alguns dados para o dimensionamento dos componentes. A frequência de chaveamento foi escolhida tendo como base a relação inversa que o indutor e o capacitor têm com essa grandeza (frequência maior diminui

o tamanho dos componentes). As variações de corrente e tensão buscando garantir menor oscilação no sinal de saída do conversor.

**Quadro 1 - Parâmetros de projeto**

Tensão de Linha ( $V_L$ )	220 V
Tensão de Saída ( $V_o$ )	50 a 225 V
Potência Máxima na Carga (W)	850 W
Frequência de Chaveamento	50 kHz
Máxima variação de tensão no capacitor C1 em percentual ( $\Delta C1\%$ )	7%
Máxima variação de tensão no capacitor de saída C em percentual ( $\Delta C\%$ )	7%
Máxima variação de corrente na carga em percentual ( $\Delta i_L\%$ )	20%
Frequência da Rede	60 Hz

Fonte: Autoria própria (2025)

Além dos dados elétricos, foram estabelecidos requisitos mínimos para o sistema de controle, estes apresentados no Quadro 2.

**Quadro 2 - Requisitos do projeto de controle**

Requisitos	Valor
Tempo máximo de acomodação	200 ms
Máximo sobressinal	5 V

Fonte: Autoria própria (2025)

O sistema de controle deve ter atuação rápida devido a constante variação da carga, causada pela entrada e saída de frangos de diferentes tamanhos no estimulador. Além disso, não deve gerar sobressinal elevado, evitando causar interferência no estudo da eletroestimulação.

#### 4.1.1 Dimensionamento do capacitor do conversor CA-CC

Para diminuir a ondulação da tensão de saída do retificador trifásico não controlado existente no protótipo de eletroestimulação, um capacitor de filtragem foi dimensionado fazendo-se uso da Equação (4). Considerou-se uma variação máxima da tensão de 7%, logo:

$$C1 = \frac{P_0}{6F_r (V_{LP}^2 - V_{Cmin}^2)}$$

$$C1 = \frac{850}{6 \cdot 60 \cdot (311,1^2 - 289,3^2)}$$

$$C1 = 180 \mu F$$

O valor comercial de um capacitor mais próximo do valor calculado é de 220 $\mu$ F e tensão de 400 V. O capacitor C1 reduz a ondulação e aumenta a tensão média. A tensão na entrada do conversor CC-CC Buck é:

$$V_i = \frac{V_{LP} + V_{Cmin}}{2}$$

$$V_i = \frac{311,1 + 289,3}{2}$$

$$V_i = 301 V$$

#### 4.1.2 Dimensionamento do Indutor

O cálculo do indutor foi realizado utilizando as Equações (8) e (10) para uma ondulação máxima de corrente de 20% para a potência nominal (850W).

$$I_R = \frac{P}{V_0}$$

$$I_R = \frac{850}{225}$$

$$I_R \approx 4 A$$

$$\Delta i_L = \Delta i_L \% \cdot I_R$$

$$\Delta i_L = 0,20 \cdot 4$$

$$\Delta i_L = 0,8$$

$$D = \frac{V_o}{V_i}$$

$$D = \frac{225}{301}$$

$$D = 0,747$$

$$L = \frac{V_i \cdot (1 - D) \cdot D}{F_s \cdot \Delta i_L}$$

$$L = \frac{301 \cdot (1 - 0,747) \cdot 0,747}{50 \cdot 10^3 \cdot 0,8}$$

$$L = 1,42 \text{ mH}$$

Para a execução do indutor foi considerado a indutância de 1,5mH. A ondulação de corrente para este caso foi calculada com a Equação (8), isolando o termo  $\Delta i_L$  e utilizando os mesmos valores de razão cíclica (D) e tensão de entrada ( $V_i$ ) do cálculo anterior, resulta em:

$$\Delta i_L = \frac{V_i (1 - D) D}{F_s L_0}$$

$$\Delta i_L = \frac{301 (1 - 0,747) \cdot 0,747}{50 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}}$$

$$\Delta i_L = 0,758$$

Que em percentual resulta em:

$$\Delta i_L \% = \frac{\Delta i_L}{I_R} \cdot (100)$$

$$\Delta i_L \% = \frac{0,758}{4} \cdot (100)$$

$$\Delta i_L \% = 18,96\%$$

#### 4.1.2.1 Dimensionamento do núcleo do indutor e números de espiras

Para o dimensionamento do núcleo é necessário definir as constantes  $B_{\max}$ ,  $J_{\max}$  e  $K_w$ . A densidade de fluxo foi obtida das tabelas técnicas do fabricante do núcleo. A densidade de corrente  $J_{\max}$  e o fator de ocupação do carretel  $K_w$  seguiu os valores utilizados em Barbi *et al.* (2002).

$$B_{\max}: 0,39 \text{ T}$$

$$J_{\max}: 450 \text{ A/cm}^2$$

$$K_w: 70\% (0,7).$$

Com o auxílio da Equação (17), a área do núcleo resultou em  $2,32\text{cm}^4$ , conforme pode ser observado no equacionamento a seguir.

$$A_e \times A_w = \frac{L \cdot I_{\text{ef.}} \cdot I_{\text{pico}}}{B_{\max} \cdot J_{\max} \cdot K_w} \times 10^4$$

$$A_e \times A_w = \frac{1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 4,758}{0,39 \cdot 450 \cdot 0,7} \times 10^4$$

$$A_e \times A_w = 2,32 \text{ cm}^4$$

Da análise da tabela do fabricante para núcleos de ferrite NEE, foi selecionado o núcleo NEE 42/21/15. Este núcleo possui:

$$A_e = 1,81 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 2,56\text{m}^2$$

$$A_e \times A_w = 4,63 \text{ cm}^4$$

Uma vez definido o núcleo, é necessário a obtenção do número de espiras do indutor, o que pode ser feito com o auxílio da Equação (18).

$$N = \frac{L \cdot I_{\text{pico}}}{B_{\max} \cdot A_e}$$

$$N = \frac{1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 4,758}{0,39 \cdot 1,81} \cdot 10^4$$

$$N = 102 \text{ espiras}$$

O comprimento do entreferro do núcleo pode ser determinado utilizando a Equação (16).

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2}$$

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{102^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81}{1,5 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2}$$

$$l_{\text{entreferro}} = 0,158 \text{ cm}$$

Com a Equação (20) obtém-se a área mínima do cabo de cobre do indutor, resultando em 0,0089cm<sup>2</sup>, conforme apresentado no cálculo a seguir.

$$S_{\text{fio}} = \frac{I_{\text{eficaz}}}{J_{\text{max}}}$$

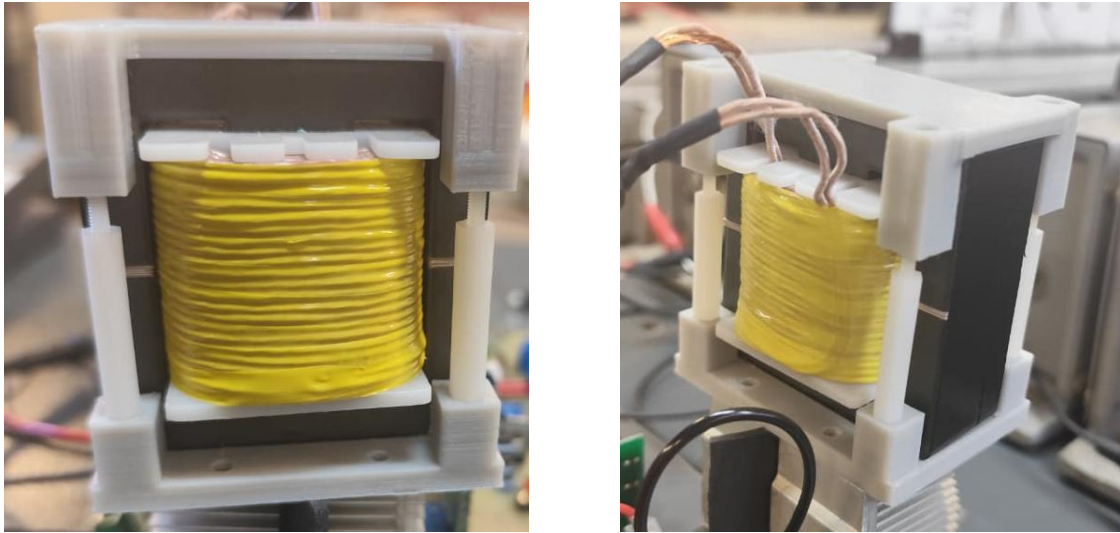
$$S_{\text{fio}} = \frac{4}{450}$$

$$S_{\text{fio}} = 0,0089 \text{ cm}^2$$

No enrolamento das espiras foi utilizado condutor de cobre Litz 50x34AWG, com área de 0,01cm<sup>2</sup>. Como essa área é superior a calculada, não há necessidade de condutores em paralelo.

Apesar do dimensionamento teórico, o indutor utilizado foi desenvolvido por Mayer 2023 por possuir a mesma indutância do indutor requerido. Na Figura 40 é possível visualizar o indutor utilizado no protótipo.

**Figura 40 - Indutor utilizado no conversor CC-CC Buck**



(a)

(b)

Fonte: Mayer (2017)

#### 4.1.3 Dimensionamento do Capacitor do conversor CC-CC

O dimensionamento do capacitor de saída do conversor Buck (C) foi realizado com base nas Equações (9) e (11), considerando a menor tensão de saída do conversor ( $V_o = 50 \text{ V}$ ), uma variação máxima de 5% na tensão e a variação de corrente calculada na Seção 4.1.2.

$$\Delta V_C = 0,05 \cdot 50$$

$$\Delta V_C = \Delta V_C \cdot V_o$$

$$\Delta V_C = 2,5 \text{ V}$$

$$C = \frac{\Delta i_L}{2\pi \cdot F_S \cdot \Delta V_C}$$

$$C = \frac{0,758}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 2,5}$$

$$C = 0,96 \mu\text{F}$$

O valor comercial disponível para o capacitor calculado foi de 2,2  $\mu\text{F}$  e 450 V. Com essa capacitância, a ondulação da tensão de saída foi recalculada utilizando a Equação (9).

$$\Delta V_C = \frac{\Delta i_L}{2\pi \cdot F_S \cdot C}$$

$$\Delta V_C = \frac{0,758}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}}$$

$$\Delta V_C = 1,097$$

$$\Delta V_C \% = \frac{\Delta V_C}{V_O} \cdot (100)$$

$$\Delta V_C \% = \frac{1,097}{50} \cdot (100)$$

$$\Delta V_C \% = 2,19\%$$

#### 4.1.4 Dimensionamento do MOSFET

O MOSFET é dimensionado conforme os critérios apresentados na Seção 2.2.3. A tensão  $V_{DS}$  mínima que o componente deve suportar é 311 V, conforme equacionamento a seguir.

$$V_{DS} = V_{RMS} \cdot \sqrt{2}$$

$$V_{DS} = 220 \cdot \sqrt{2}$$

$$V_{DS} = 311 \text{ V}$$

As correntes média e eficaz no MOSFET são determinadas com as Equações (12) e (13). A seguir são apresentados os cálculos da corrente média no indutor ( $I_{L(\text{med})}$ ) e razão cíclica (D) considerando a potência máxima (850W) e a maior tensão de saída (225 V)

$$I_{L(\text{med})} = \frac{P}{V_o}$$

$$I_{L(\text{med})} = \frac{850}{225}$$

$$I_{L(\text{med})} = 4 \text{ A}$$

$$D = \frac{V_o}{V_i}$$

$$D = \frac{225}{301}$$

$$D = 0,747$$

As correntes média e eficaz do MOSFET são obtidas conforme apresentado a seguir.

$$I_{D(\text{med})} = D \cdot I_{L(\text{med})}$$

$$I_{D(\text{med})} = 0,747 \cdot 4$$

$$I_{D(\text{med})} = 3 \text{ A}$$

$$I_{D(\text{ef})} = \sqrt{D} \cdot I_{L(\text{med})}$$

$$I_{D(\text{ef})} = \sqrt{0,83} \cdot 4$$

$$I_{D(\text{ef})} = 3,39 \text{ A}$$

Com base nos modelos de MOSFETs disponíveis e nos valores de tensão e corrente calculado, selecionou-se o C2M0025120D, que possui a tensão  $V_{DS} = 1200 \text{ V}$  e corrente  $I_D = 90 \text{ A}$ .

#### 4.1.5 Dimensionamento do Diodo

A tensão no diodo é a mesma aplicada ao MOSFET, ou seja, 311 V. As correntes são determinadas para a tensão de 225 V e potência de 850 W, utilizando as Equações (15) e (16) para cálculo das correntes média e eficaz, conforme equacionamento a seguir.

$$I_{F(\text{med})} = (1 - D) \cdot I_{L(\text{med})}$$

$$I_{F(\text{med})} = (1 - 0,747) \cdot 4$$

$$I_{F(\text{med})} = 1,012 \text{ A}$$

$$I_{F(\text{ef})} = \sqrt{(1 - D)} \cdot I_{L(\text{med})}$$

$$I_{F(\text{ef})} = \sqrt{(1 - 0,83)} \cdot 4$$

$$I_{F(\text{ef})} = 2,13 \text{ A}$$

Para atender aos requisitos de corrente, tensão e baixo tempo de recuperação, selecionou-se o diodo modelo D1665C5, que além de ser rápido possui  $V_F = 650 \text{ V}$  e  $I_F = 16 \text{ A}$ .

#### 4.1.6 Dimensionamento do Dissipador

Para dissipar o calor dos componentes semicondutores, foram dimensionados dois dissipadores conforme a metodologia descrita na Seção 2.4. Dos *datasheet* do diodo e do MOSFET foram extraídos os valores das resistências térmicas de junção e das resistências de condução, apresentados no Quadro 3.

**Quadro 3 - Características térmicas do MOSFET e do diodo**

Componente	Modelo	$R_{JC}$	$R_{ON}$	$T_J$
MOSFET	C2M0025120D	0,27 °C/W	34 mΩ	150 °C
Diodo	D1665C5	0,7 °C/W	504 mΩ	175 °C

Fonte: Autoria própria (2025)

As perdas no diodo e no MOSFET foram calculadas com os passos de cálculos abaixo.

#### **MOSFET:**

$$P_{\text{perda}} = I_{D(\text{ef})}^2 \cdot R_{ON}$$

$$P_{\text{perda}} = (3,644)^2 \cdot 0,034$$

$$P_{\text{perda}} = 0,45 \text{ W}$$

**Diodo:**

$$P_{\text{perda}} = I_{D(\text{ef})}^2 \cdot R_{\text{ON}}$$

$$P_{\text{perda}} = (1,65)^2 \cdot 0,5$$

$$P_{\text{perda}} = 1,36 \text{ W}$$

A resistência térmica do dissipador de calor do MOSFET e do diodo foram calculadas utilizando a Equação (25).

**MOSFET:**

$$R_{\text{DA}} = \frac{T_{\text{J}} - T_{\text{A}}}{P_{\text{perda}}} - R_{\text{JC}} - R_{\text{CD}}$$

$$R_{\text{DA}} = \frac{150 - 25}{0,45} - 0,034 - 0,5$$

$$R_{\text{DA}} \leq 277,24 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

**Diodo:**

$$R_{\text{DA}} = \frac{T_{\text{J}} - T_{\text{A}}}{P_{\text{perda}}} - R_{\text{JC}} - R_{\text{CD}}$$

$$R_{\text{DA}} = \frac{175 - 25}{1,36} - 0,79 - 0,5$$

$$R_{\text{DA}} \leq 109,0^\circ\text{C/W}$$

Os dissipadores disponíveis para utilização possuem a largura de 23mm, altura de 62,7mm e 23 aletas de 30mm de comprimento. Consultando as tabelas do fabricante, este dissipador possui uma resistência térmica aproximada de 5°C/W

**4.2 Dimensionamento do sistema de controle**

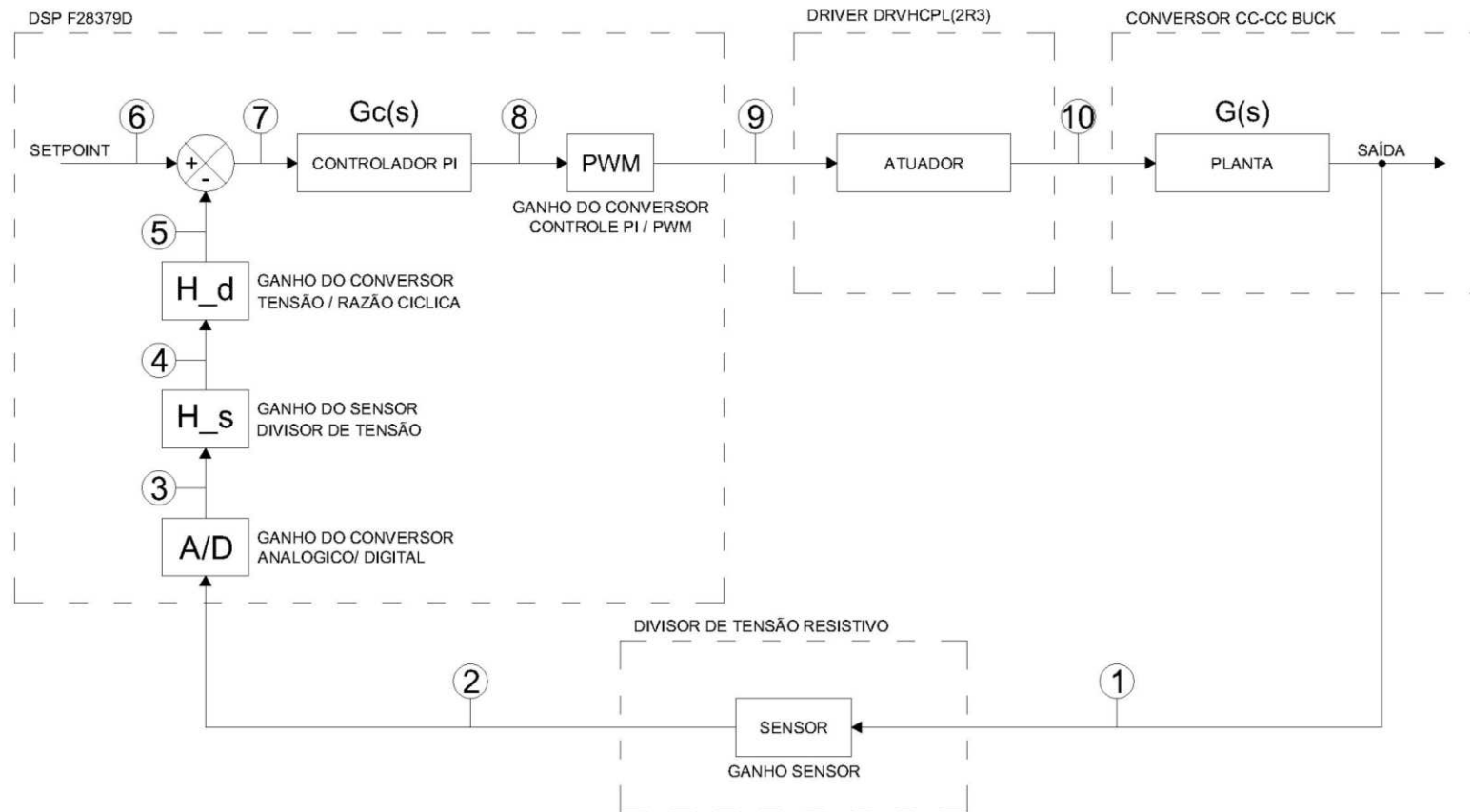
O sistema de controle deve manter a tensão de saída do conversor Buck contante, suportando variações na tensão de entrada e na resistência da carga conforme os critérios do Quadro 2. O diagrama de bloco da Figura 41 ajuda a entender como se dá o processo de controle do conversor CC-CC Buck. Nesta figura  $G(s)$  é a FT do conversor Buck, e  $G_c(s)$  é a FT do controlador PI.

Os ganhos apresentados na Figura 41 são utilizados para:

- Ganho A/D: converte o valor lido pelo DSP em bit para tensão;
- Ganho H\_s: calcula a tensão na saída do Buck com a tensão fornecida pelo sensor;
- Ganho H\_d: converte a tensão de saída do Buck em razão cíclica;
- Ganho PWM: converte o sinal de controle em um valor de PWM.
- Atuador: possui um ganho unitário para o PWM;

Nas subseções seguintes, é determinada a FT do conversor CC-CC Buck, e a partir dela são definidos os parâmetros de controle por meio dos diagramas de Bode.

Figura 41 - Diagrama do sistema de controle do conversor Buck



- 1 - Tensão na saída do conversor CC-CC buck;
- 2 - Tensão na saída do conversor aplicado o ganho do sensor;
- 3 - Tensão convertida de analógica para digital;
- 4 - Tensão calculada na saída do conversor buck;
- 5 - Razão ciclica calculada da tensão na saída do conversor buck;

- 6 - Razão ciclica desejada
- 7 - Diferença entre a razão ciclica calculada da saída do buck com a referência;
- 8 - Ganho do controlador PI (Valor entre 0 e 1);
- 9 - PWM proporcional ao ganho do controlador PI;
- 10 - PWM que aciona o MOSFET.

Fonte: Autoria própria (2025)

#### 4.2.1 Obtenção dos parâmetros no domínio contínuo

A FT do conversor CC-CC Buck é obtida utilizando a Equação (26), inserindo os valores do Quadro 4.

**Quadro 4 - Dados FT Buck**

Vi:	301
L:	1,5mH
C:	2,2µF
R:	66,67 Ω
R <sub>L</sub>	0

Fonte: Autoria própria (2025)

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_i}{(L \cdot C)s^2 + \left(\frac{L}{R} + C \cdot R_L\right)s + 1}$$

$$G(s) = \frac{301}{(3,3 \cdot 10^{-9})s^2 + (2,25 \cdot 10^{-5})s + 1}$$

A partir desta equação e com o auxílio do software Matlab é possível obter o digrama de Bode de malha aberta do conversor Buck, que pode ser observado na Figura 42. Nesta figura é possível verificar que o conversor possui margem de fase de 1,3° e margem de ganho infinita, o que garante a estabilidade do sistema.

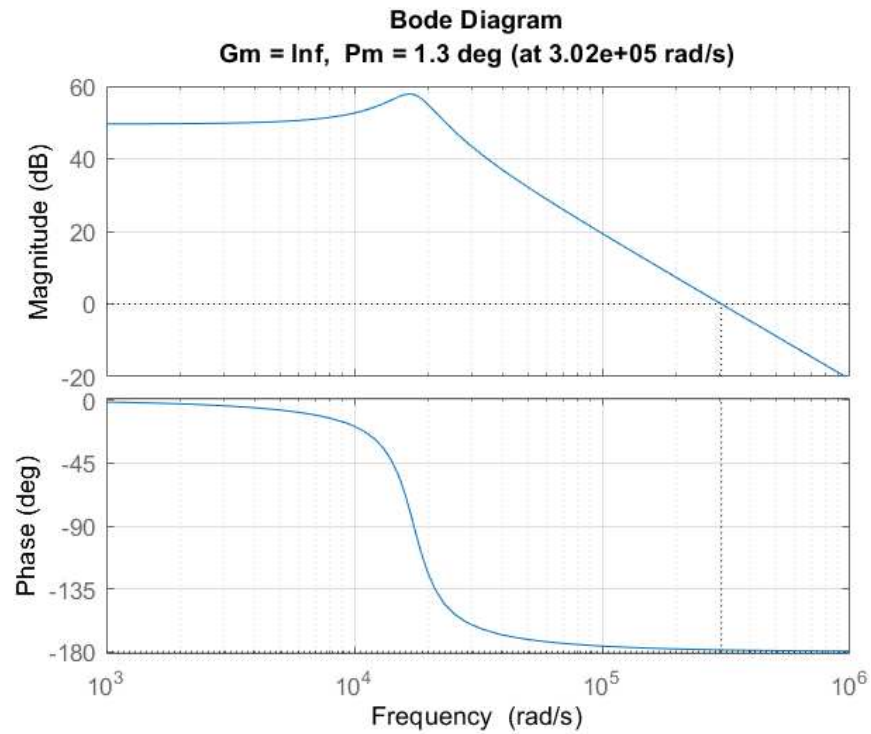
Com a análise do diagrama de Bode pode se verificar que a Margem de Fase é baixa e o sistema pode responder de forma mais lenta, para isso os critérios de projeto de controle podem ser observados no Quadro 5.

**Quadro 5 - Parâmetros do sistema de controle**

Frequência de Cruzamento ( $\omega_c$ )	157007 rad/s
Frequência de Cruzamento ( $f_c$ )	2500 Hz
Margem de Fase	60°

Fonte: Autoria própria (2025)

Figura 42 - Diagrama de Bode de malha aberta do conversor CC-CC Buck



Fonte: Autoria própria (2025)

Substituindo os valores do Quadro 5 nas Equações (29) e (30), os ganhos do controlador PI podem ser obtidos.

$$\frac{1}{T_i} = \frac{\omega_c}{\tan [MF - 90^\circ - \angle G(\omega_c)]}$$

$$T_i = 0,0000402$$

$$K_P = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \times \frac{1}{|G(\omega_c)|}$$

$$K_P = 0,0007083$$

Substituídos os ganhos  $K_P$  e  $T_I$  na Equação (28), a equação da FT do controlador resulta em:

$$G_C(s) = K_P \left( 1 + \frac{1}{T_I s} \right)$$

$$G_C(s) = 0,0007083 \left( 1 + \frac{1}{0,0000402 \cdot s} \right)$$

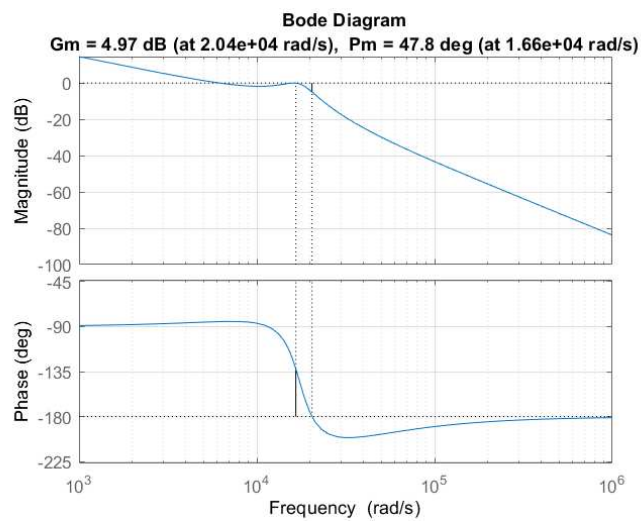
$$G_C(s) = \frac{0,0007083 \cdot s + 17,62}{s}$$

A equação da FT do conversor CC-CC Buck quando multiplicada com a FT do controlador PI com o auxílio do software Matlab, resulta em:

$$G(s) \cdot G_C(s) = \frac{0,2132s + 5303}{(3,3 \times 10^{-9})s^3 + (2,25 \times 10^{-5})s^2 + s}$$

A partir desta equação foi obtido o novo diagrama de Bode apresentado na Figura 43.

**Figura 43 - Diagrama de Bode do conversor CC-CC Buck com controle PI**

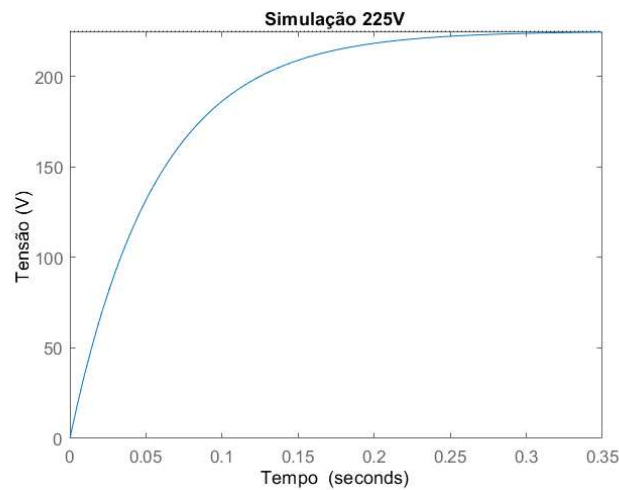


**Fonte: Autoria própria (2025)**

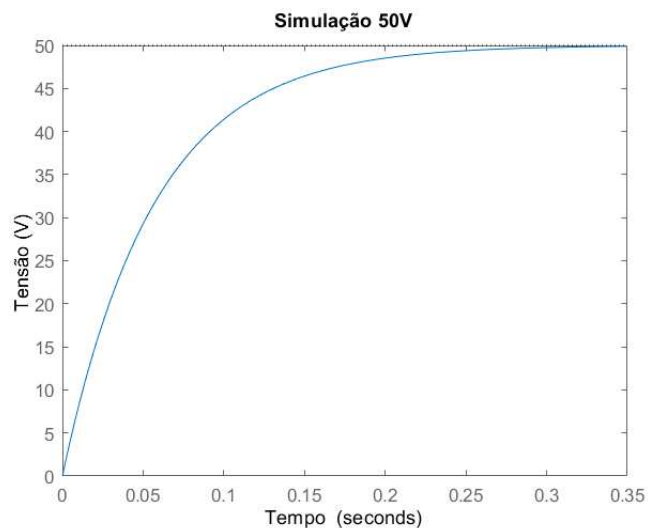
Pode ser observado que a Margem de Fase e de Ganho são positivas, o que continua garantindo a estabilidade do sistema.

Com o auxílio do Matlab foi simulado também o comportamento do conversor CC-CC Buck com controle PI em malha fechada para as tensões de 225 V e 50 V. O resultado pode ser observado na Figura 44 (a) e (b).

**Figura 44 - Simulação do conversor CC-CC Buck com controlador PI. (a) Tensão de saída  $V_o = 225$  V (b) Tensão de saída  $V_o = 50$  V**



(a)



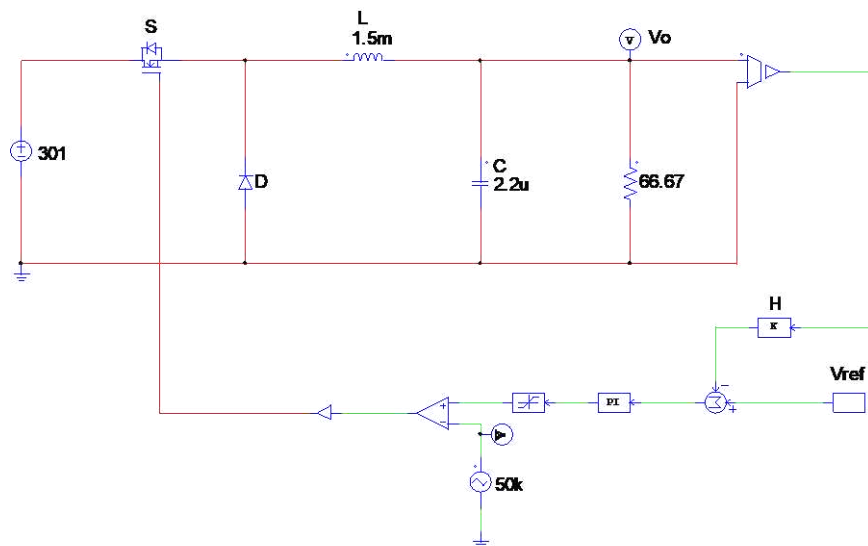
(b)

**Fonte: Autoria própria (2025)**

No software Psim foram realizadas simulações do conversor CC-CC Buck em MF com controle PI, utilizando os mesmos parâmetros de controle obtidos anteriormente. O objetivo é analisar o tempo de subida e o sobre sinal máximo a fim de comparar com os resultados obtidos no Matlab. O circuito utilizado na simulação pode ser observado na Figura 45.

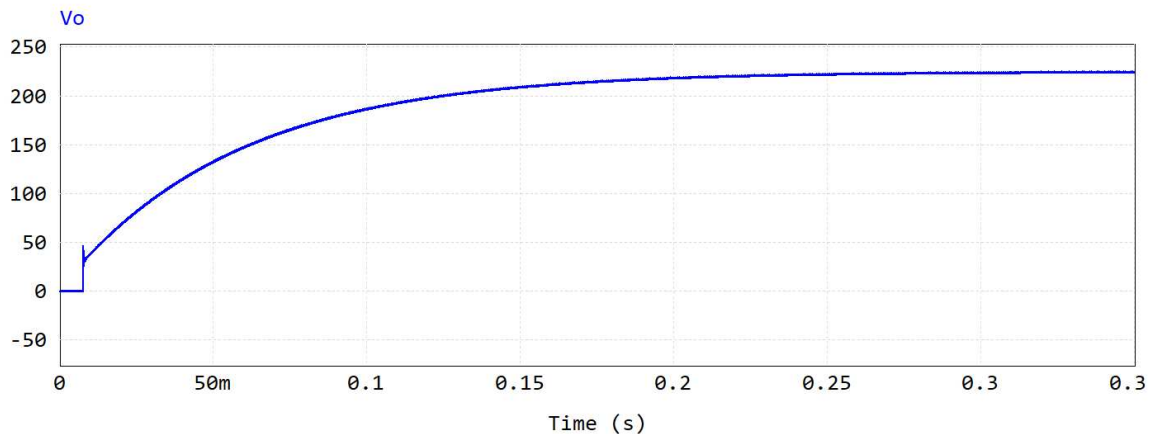
Assim como na simulação realizada no Matlab, é analisada a resposta do conversor CC-CC para as tensões de 225 V e 50 V na saída do conversor CC-CC. Os resultados das formas de onda das tensões podem ser visualizados na Figura 46 (a) e (b). Pode-se observar que a resposta não possui sobre sinal, apresenta erro nulo em regime permanente e possui um tempo de subida de aproximadamente 250 ms.

**Figura 45 - Circuito do conversor CC-CC Buck com controle PI**

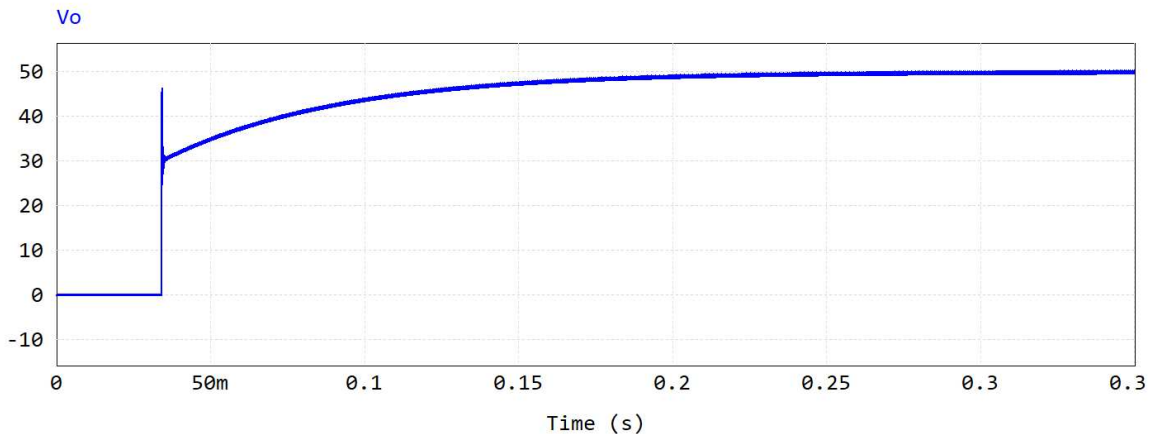


**Fonte: Autoria própria (2025)**

**Figura 46 - Tensão do conversor CC-CC Buck com controle PI. (a) Tensão de saída  $V_o = 225$  V. (b) Tensão de saída  $V_o = 50$  V**



(a)

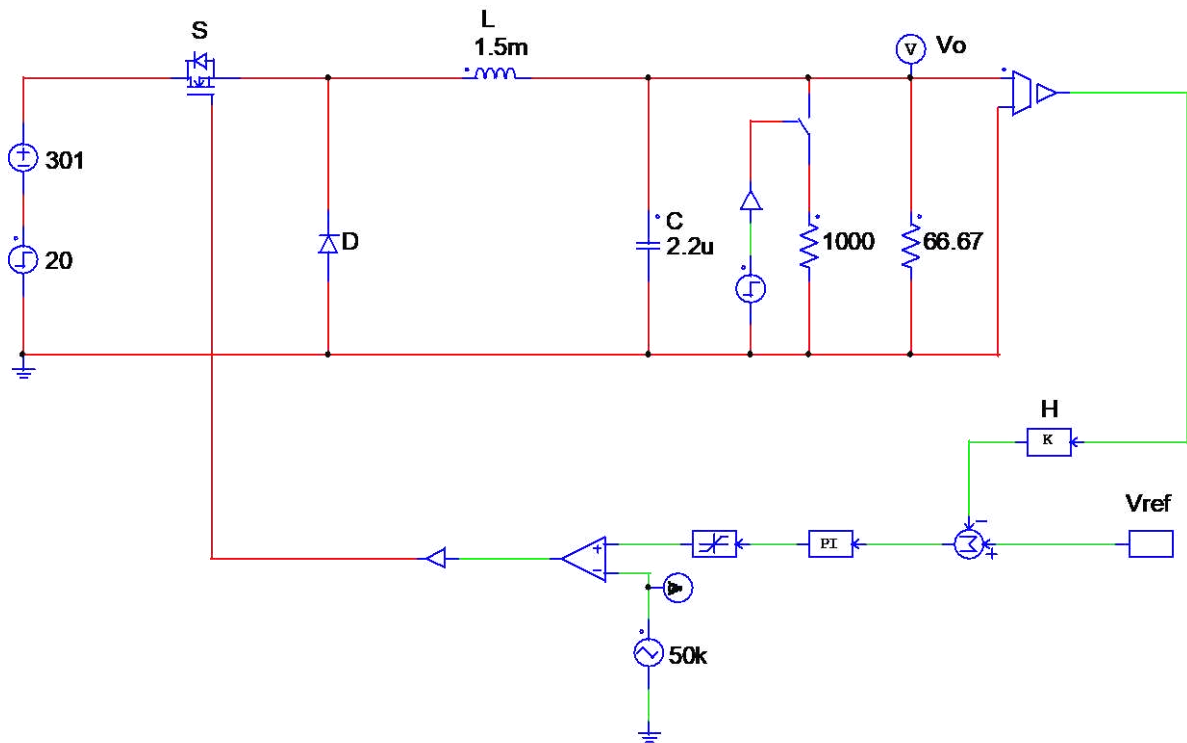


(b)

**Fonte: Autoria própria (2025)**

A próxima simulação a ser apresentada é referente a aplicação de um degrau de tensão de 20 V na entrada do Buck e no tempo de simulação de 500 ms. No tempo de 700 ms é aplicado um step na carga de 1000 Ohms (em paralelo), cujo objetivo é simular a entrada de um frango no eletroestimulador. Tais simulações são realizadas para as tensões de 225 V e 50 V e tem como objetivo a verificação da resposta da tensão frente à perturbação. O circuito simulado pode ser observado na Figura 47.

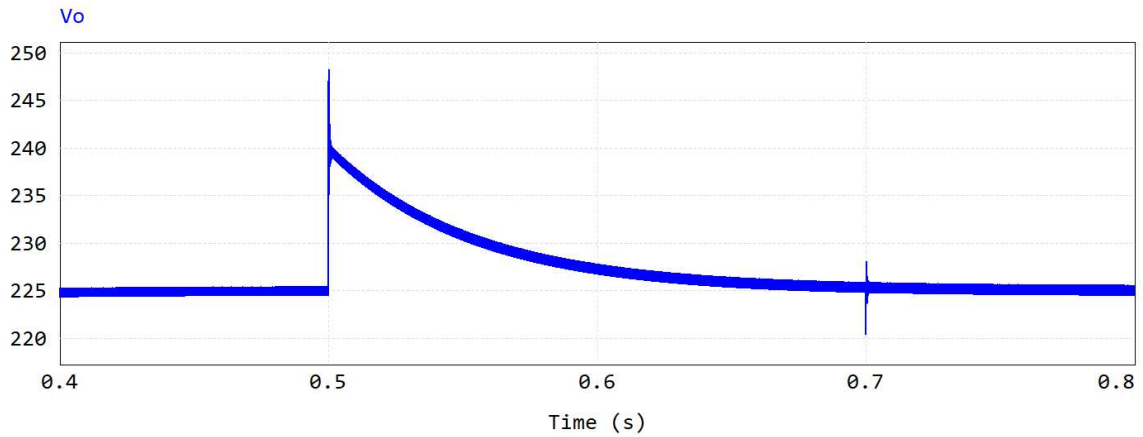
Figura 47 - Circuito conversor Buck com perturbação na tensão de entrada e na carga



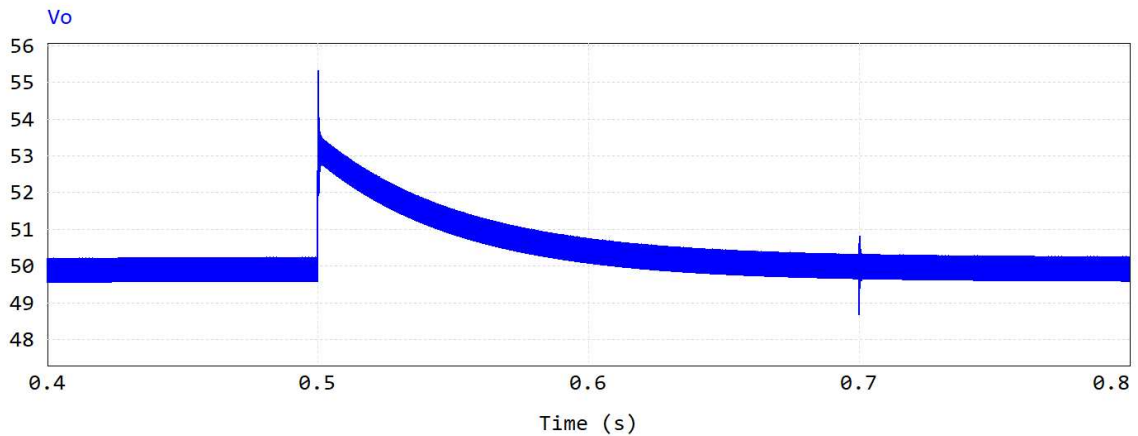
Fonte: Autoria própria (2025)

Os resultados obtidos para as simulações podem ser observados na Figura 48 (a) e (b). É possível visualizar que a variação na tensão de entrada é corrigida em aproximadamente 150 ms enquanto a variação na carga possui a correção da tensão ocorre em aproximadamente 1,2 ms.

**Figura 48 - Resposta do sistema de controle. (a) Para  $V_o = 225$  V. (b) Para  $V_o = 50$  V**



(a)



(b)

**Fonte: Autoria própria (2025)**

#### 4.2.2 Discretização dos parâmetros de controle

Como o sistema de controle é implementado em um processador digital, é necessário discretizar a função de transferência do controlador PI utilizando a transformada Tustin, conforme procedimento apresentado na Seção 2.5.4 e considerando a taxa de amostragem  $T=20\mu\text{s}$ .

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

$$G_c(s) = 0,0007083 \left( 1 + \frac{1}{0,0000402 \cdot s} \right)$$

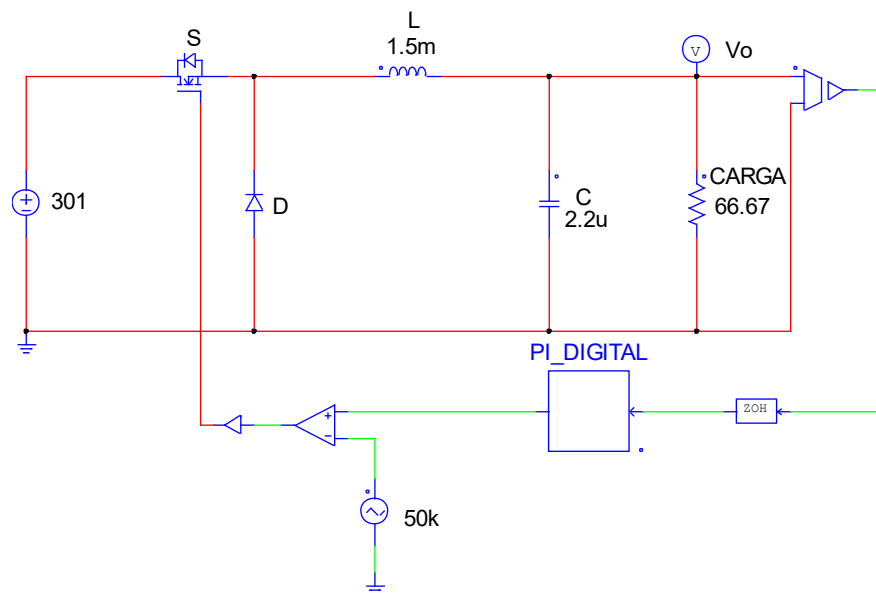
$$G_c(z) = 0,0007083 \left( 1 + \frac{1}{0,0000402 \cdot \frac{z(z-1)}{T(z+1)}} \right)$$

Para auxiliar a resolver a equação foi utilizado a função “c2d” no software Matlab, que resultou em:

$$G_c(z) = \frac{(0,0008845 \cdot z - 0,0005321)}{(z - 1)}$$

As simulações com controle digital foram realizadas no Psim e o circuito utilizado é apresentado na Figura 49.

**Figura 49 - Conversor CC-CC Buck com controle Digital**

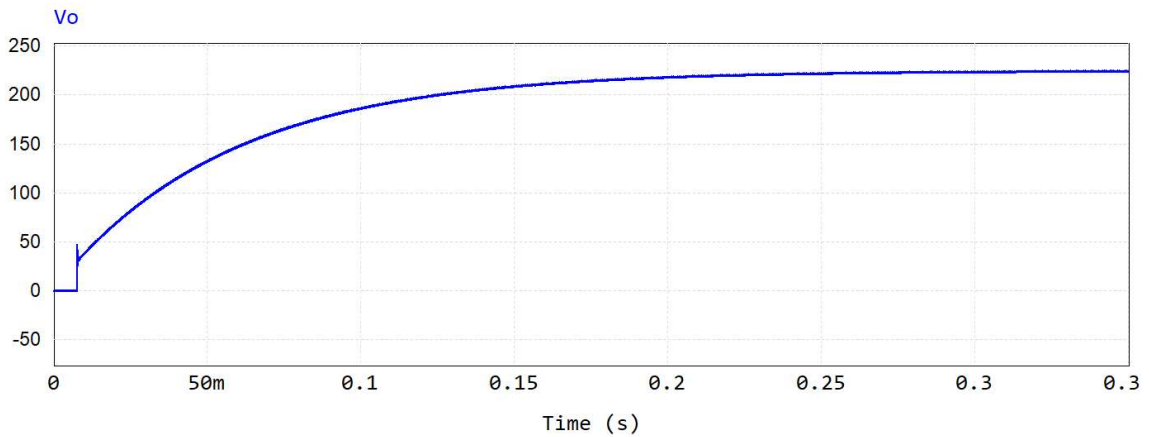


**Fonte: Autoria própria (2025)**

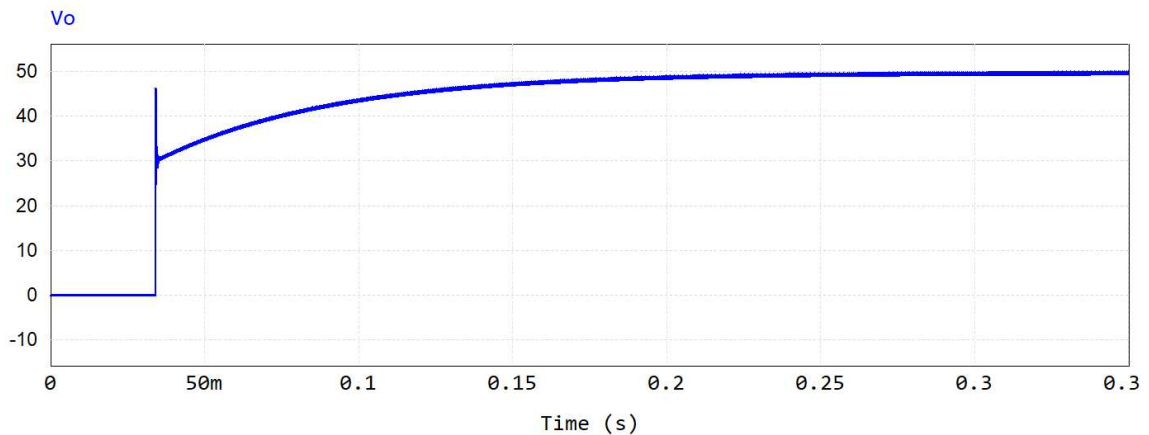
Assim como no controle contínuo, foi analisada a tensão de saída para 225 V e 50 V, com as curvas apresentadas na Figura 50 (a) e (b), respectivamente. Observa-

se que as curvas se assemelham as curvas obtidas no controle contínuo, com um tempo de subida de aproximadamente 250 ms.

**Figura 50 - Tensão de saída do conversor Buck com controle digital. (a) Para  $V_o = 225$  V. (b) Para  $V_o = 50$  V.**



(a)



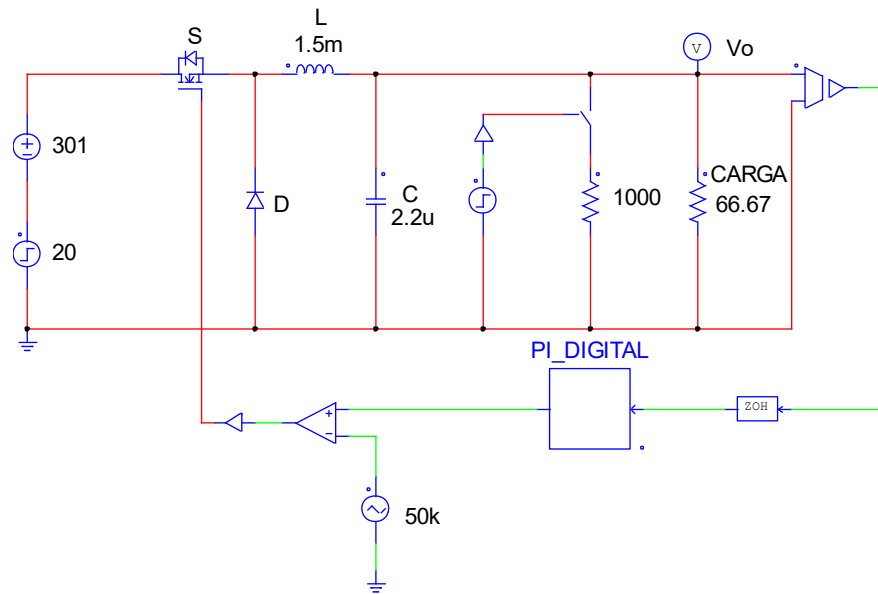
(b)

**Fonte: Autoria própria (2025)**

Nas curvas pode se observar um tempo em que a tensão é 0 V, isso ocorre pelo fato do controlador PI, no controle digital, ser um somador de erro. Como os parâmetros do controle são baixos, inicialmente o ganho de saída do controlador é muito baixo, porém por ser um somador o ganho acumula-se e atinge o valor desejado.

Por fim, as mesmas perturbações aplicadas na simulação com controle contínuo são aplicados para o circuito com controle digital. O circuito simulado é o da Figura 51.

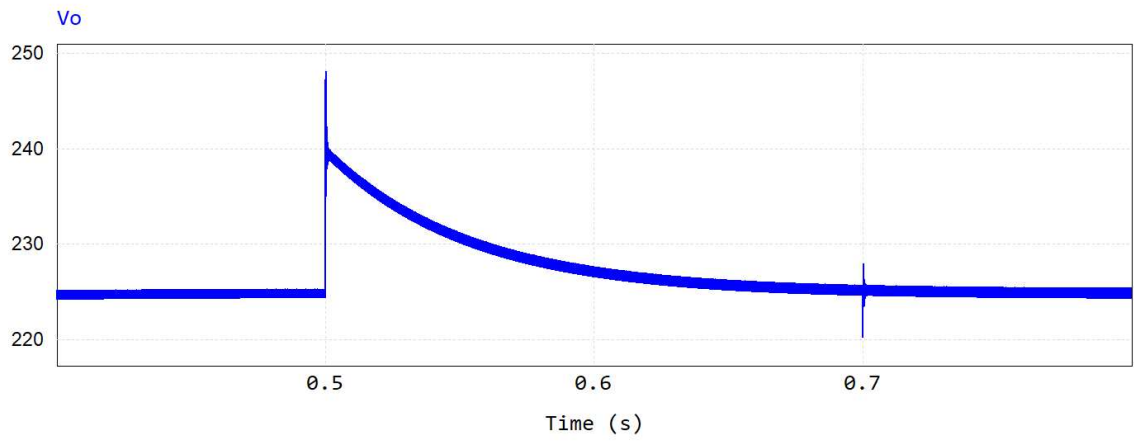
**Figura 51 - Simulação do conversor CC-CC com controle digital e perturbação na tensão de entrada e na carga**



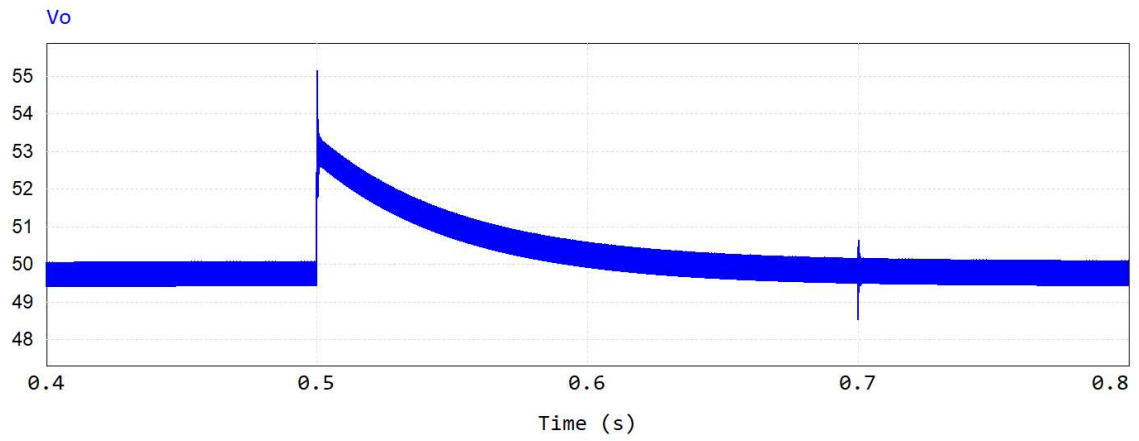
**Fonte: Autoria própria (2025)**

Os resultados das simulações podem ser visualizados na Figura 52 (a) e (b) para 225 V e 50 V, respectivamente. Pode-se observar que o tempo de resposta do controle digital para ambas as perturbações está semelhante ao tempo do controle contínuo, o que indica que o sistema de controle contínuo e discreto estão operando iguais.

**Figura 52 - Curva da tensão de saída do conversor Buck com controle digital. (a) Para  $V_o = 225$  V. (b) Para  $V_o = 50$  V**



(a)



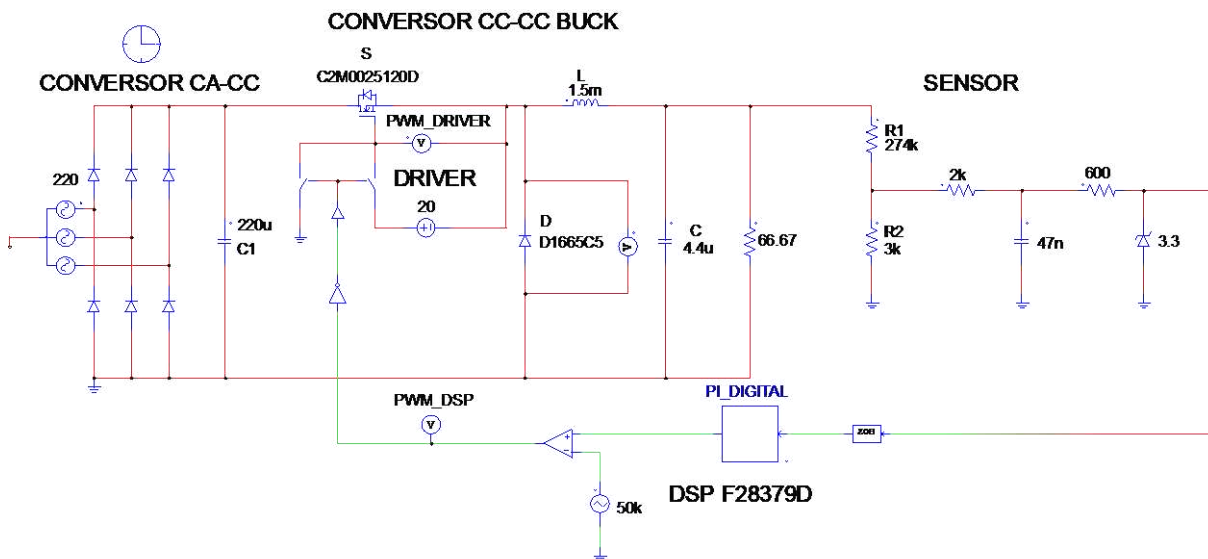
(b)

Fonte: Autoria própria (2025)

## 5 SIMULAÇÕES

Com os componentes todos definidos, realizou-se simulação no software Psim adicionadas todas as condições de não idealidade dos componentes, conforme datasheet dos mesmos. Além disso, foi adicionado o conversor CA-CC trifásico do eletroestimulador existente na entrada do conversor CC-CC. O circuito utilizado na simulação pode ser observado na Figura 53, o qual também incorpora o sensor e o sistema de controle digital.

Figura 53 - Circuito completo do eletroestimulador utilizado para simulação



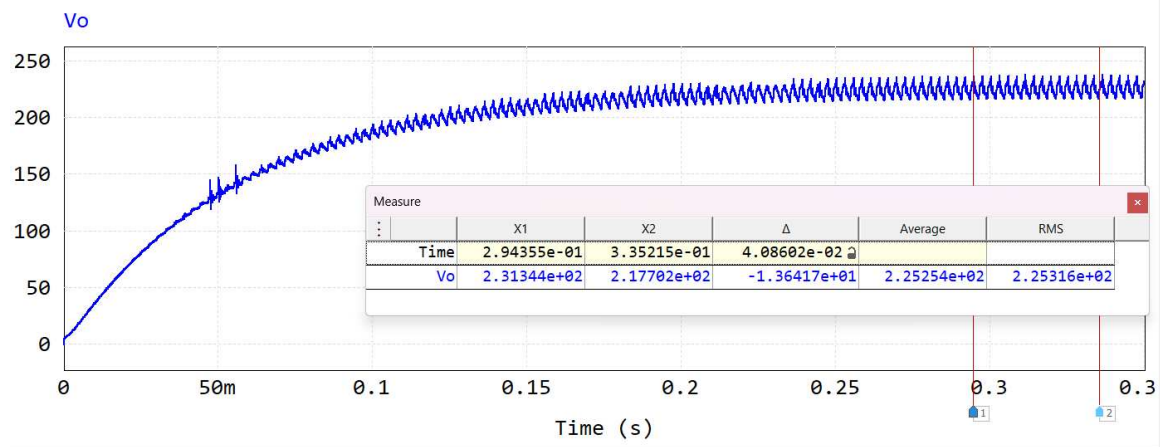
Fonte: Autoria própria (2025)

Para as simulações se aproximarem mais da realidade, foram adicionadas as capacitâncias parasitas no MOSFET e no diodo, conforme dados retirados dos *datasheets*.

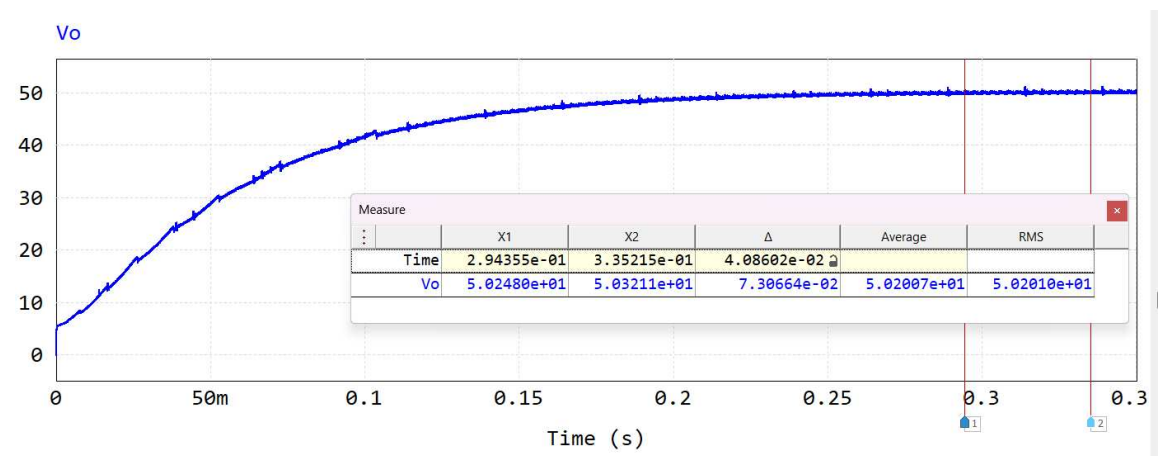
### 5.1 Análise da Tensão de saída

A primeira análise consiste em verificar a forma de onda da tensão na saída do conversor Buck ( $V_o$ ), considerando simulações para a tensão máxima e mínima de operação com a carga de  $R=66,67 \Omega$ . Na Figura 54 (a) e (b) é apresentada a forma de onda, juntamente com os valores médio e eficaz, para as tensões de saída de 225 V e 50 V, respectivamente.

**Figura 54 - Tensão de saída do conversor Buck. (a) Curva para tensão de 225 V na saída do conversor CC-CC Buck. (b) valor médio e eficaz da tensão de saída**



(a)



(b)

**Fonte: Autoria própria (2025)**

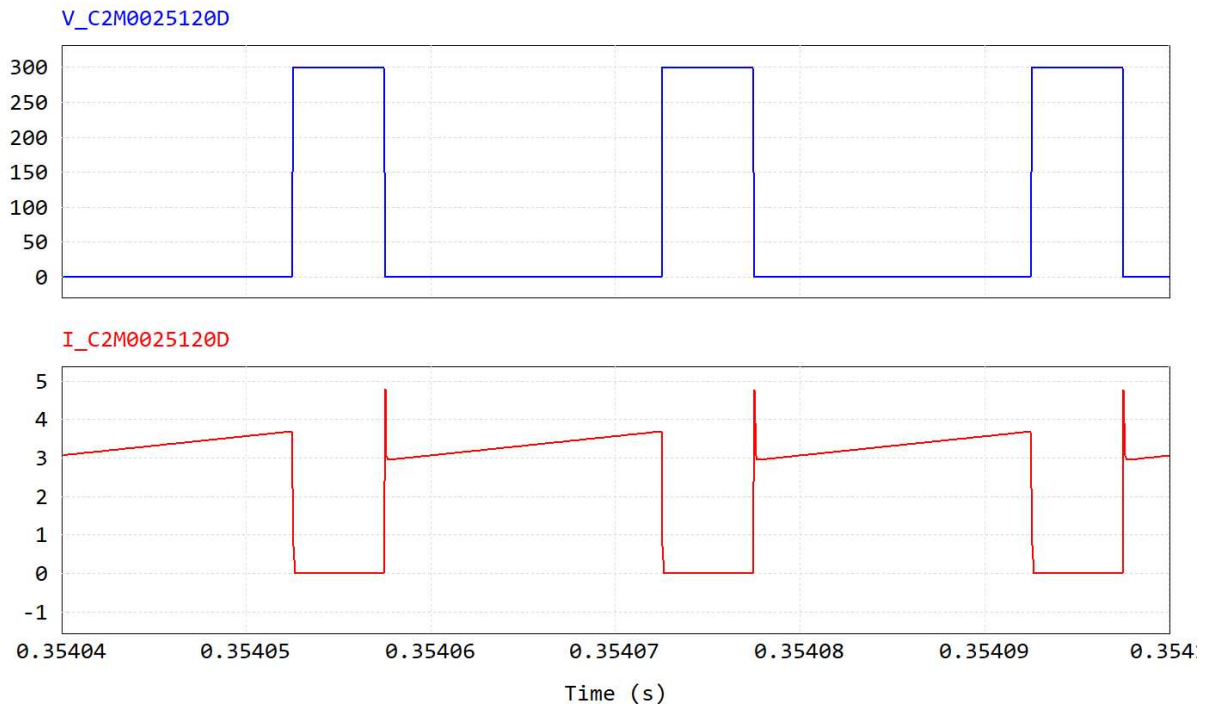
Nas duas curvas pode ser observado a presença de ruídos de alta frequência, originados das condições de não idealidade, principalmente dos componentes semicondutores. Além disso, existe as ondulações na tensão de entrada do Buck devido a saída do conversor CA-CC não controlador no estágio anterior. Porém, apesar destas condições, o valor da tensão de saída para ambas as curvas ficou próximo do valor de referência, o que indica que o sistema de controle é capaz de corrigir as ondulações de tensão oriundas do conversor CA-CC da entrada.

## 5.2 Análise da tensão e corrente no MOSFET

É necessário fazer uma análise da corrente e tensão no MOSFET para verificar se o componente especificado não está sendo submetido a valores que excedem suas características nominais, desta forma são avaliadas as formas de onda da tensão e corrente para as tensões de 225 V e 50 V na saída do conversor Buck.

Na Figura 55 pode ser observado os gráficos da tensão e da corrente no MOSFET nas cores azul e vermelha, respectivamente. A análise foi realizada para tensão de 225 V na saída do conversor Buck.

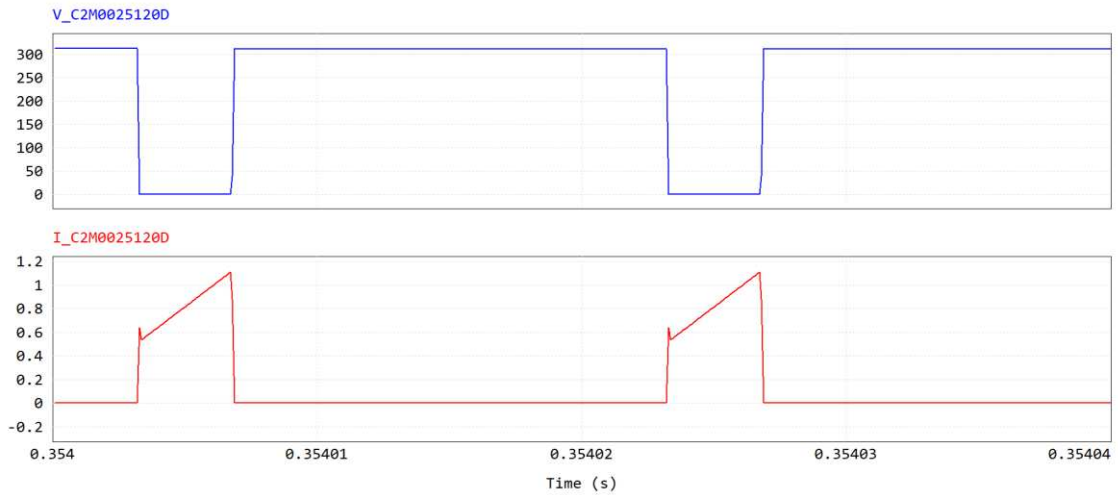
**Figura 55 - Tensão e corrente no MOSFET para  $V_o = 225$  V. Gráfico de curva azul – Tensão no MOSFET. Gráfico de curva vermelha – Corrente no MOSFET**



**Fonte: Autoria própria (2025)**

Semelhante aos dados que foram coletados para  $V_o = 225$  V, foram verificadas as formas de onda de tensão e corrente no MOSFET para  $V_o = 50$  V, conforme ilustrado na Figura 56.

**Figura 56 - Tensão e corrente no MOSFET para  $V_o = 50$  V. Gráfico de curva azul – Tensão no MOSFET. Gráfico de curva vermelha – Corrente no MOSFET**



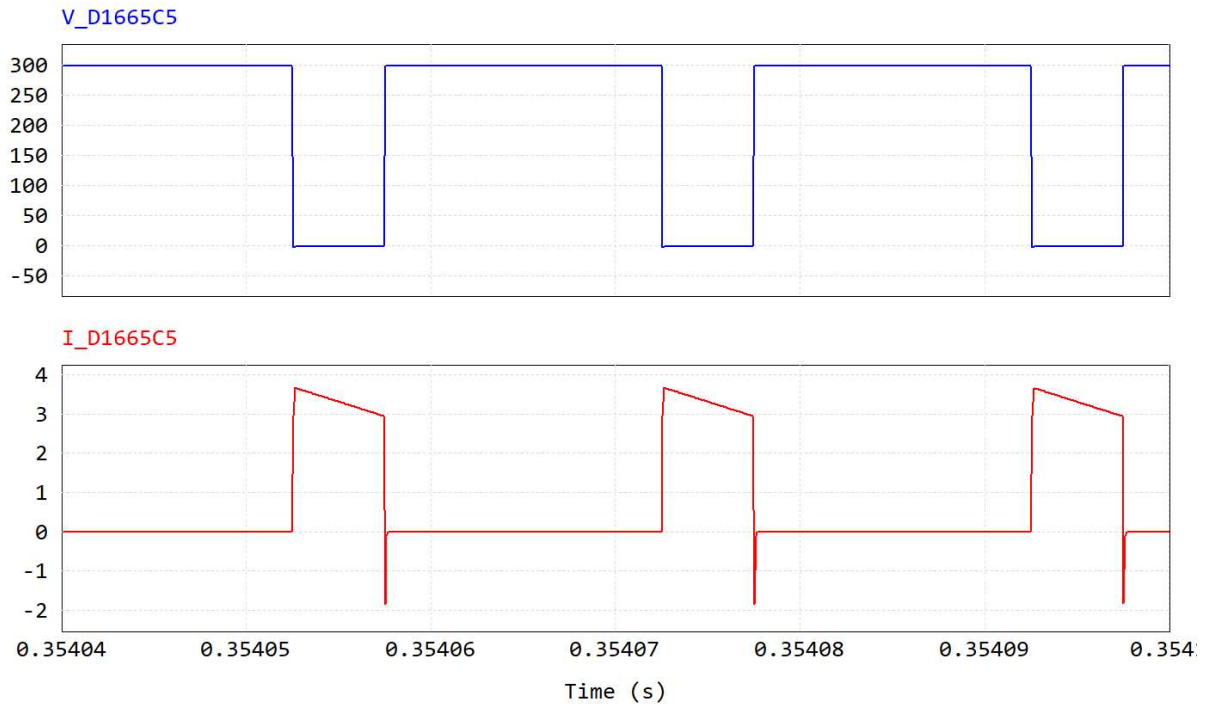
**Fonte: Autoria própria (2025)**

Pode-se observar que apesar de possuir um pico de corrente de 5,8 A para  $V_o=225$  V, o valor da corrente no MOSFET está bem abaixo do valor suportado pelo componente.

### 5.3 Análise da corrente e tensão no diodo

Assim como a análise feita no MOSFET, foram verificados os dados de tensão e corrente no diodo, para as tensões de 225 e 50 V na saída do conversor Buck. A Figura 57 apresenta a tensão e corrente para  $V_o=225$  V, onde pode-se observar que a máxima corrente no diodo é de aproximadamente 4 A, enquanto maior tensão é de 301 V.

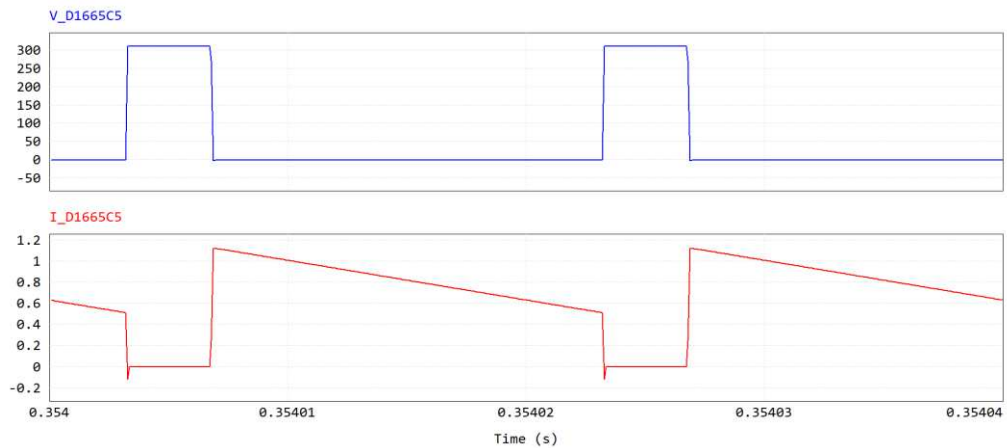
**Figura 57 - Tensão e corrente no diodo para  $V_o = 225$  V. Gráfico de curva azul – Tensão no diodo. Gráfico de curva vermelha – Corrente no diodo**



**Fonte: Autoria própria (2025)**

A Figura 58 ilustra as formas de onda no diodo para  $V_o=50$  V, onde pode-se observar que a máxima tensão é de 300 V e a corrente máxima diminuiu para aproximadamente 2,1 A.

**Figura 58 - Tensão e corrente no diodo para  $V_o = 50$  V. Gráfico de curva azul – Tensão no diodo. Gráfico de curva vermelha – Corrente no diodo**

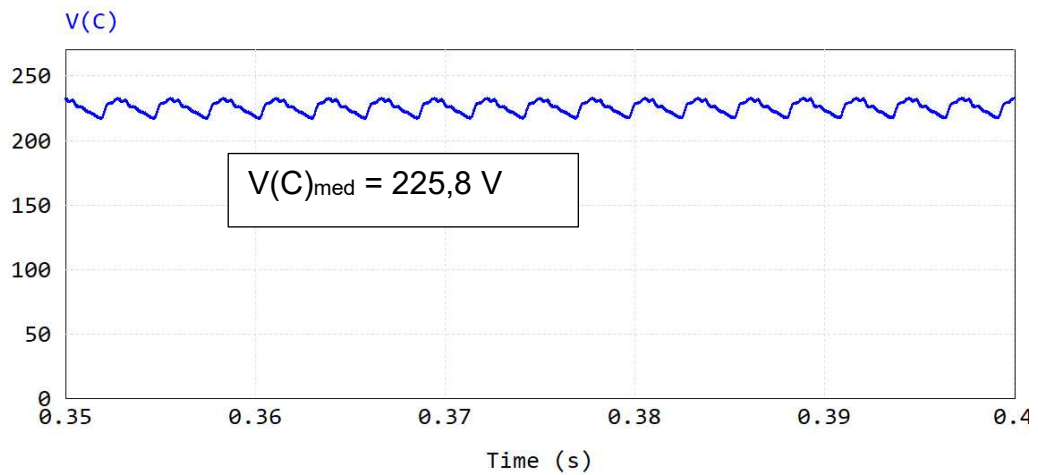


**Fonte: Autoria própria (2025)**

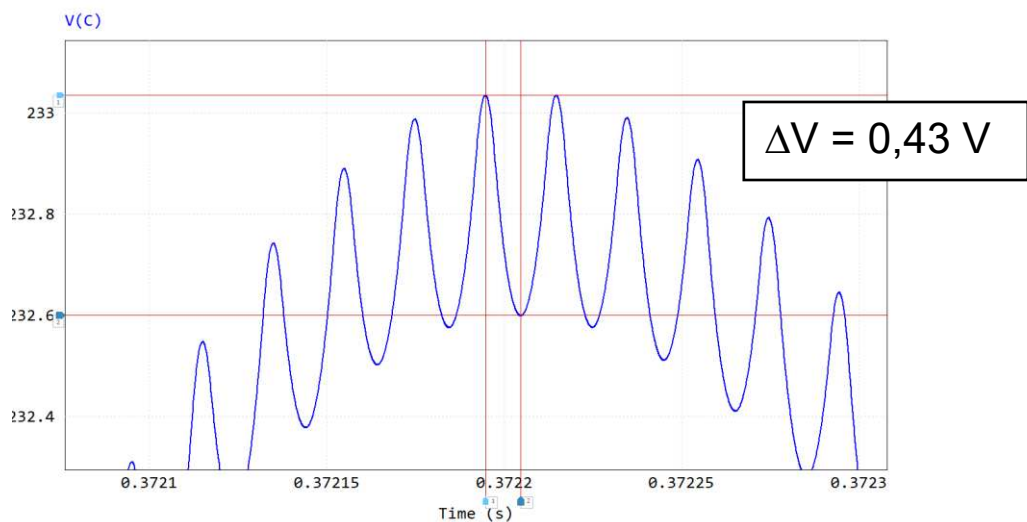
#### 5.4 Análise da tensão no capacitor de saída

No capacitor de saída é necessário verificar se a ondulação de alta frequência atende os requisitos estabelecidos no seu dimensionamento. A análise é feita em regime permanente para a tensão de 225 V na saída do conversor CC-CC, com a carga nominal ( $R = 66,67 \Omega$ ). Na Figura 59 (a) é apresentado a tensão no capacitor C, enquanto na Figura 59 (b) é apresentado a ondulação da tensão em alta frequência.

**Figura 59 - Tensão no capacitor do conversor CC-CC Buck para  $V_o = 225$  V. (a) Tensão média no capacitor C. (b) Ondulação da tensão do capacitor C em alta frequência.**



(a)



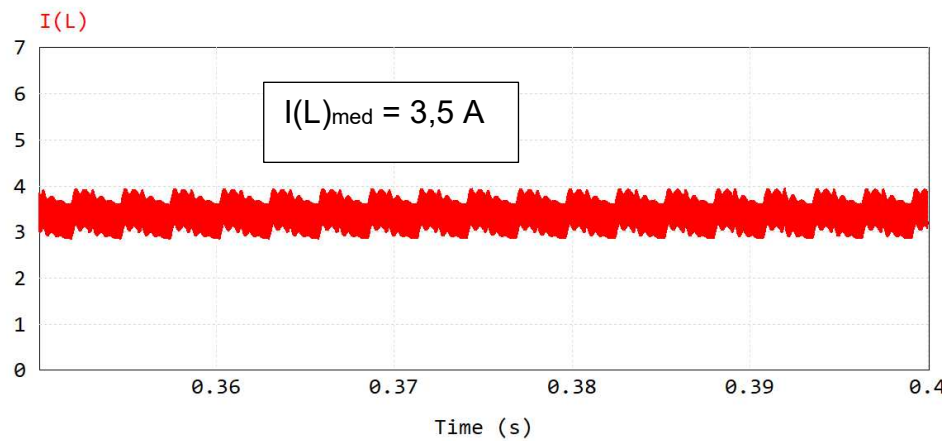
(b)

Fonte: Autoria própria (2025)

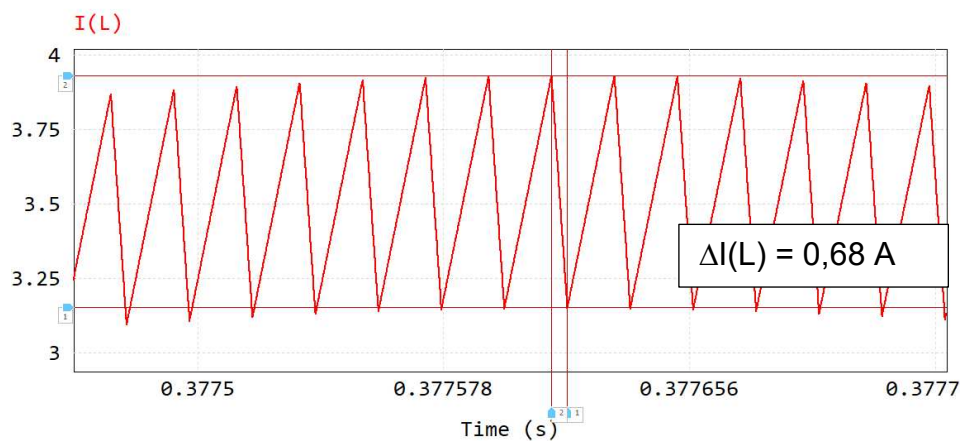
Com a análise dos resultados obtidos, pode-se verificar que a ondulação da tensão ilustrada na Figura 59 (a) é de baixa frequência, proveniente do conversor CA-CC trifásico. Já a ondulação da Figura 59 (b) trata-se da ondulação de alta frequência e de aproximadamente 1%, ou seja, abaixo do valor estipulado em projeto.

#### 5.4.1 Análise da corrente no indutor

**Figura 60 - Corrente no indutor (L) para tensão  $V_o = 225$  V. (a) Corrente média no indutor L. (b) Ondulação de alta frequência da corrente no indutor L.**



(a)



(b)

Fonte: Autoria própria (2025)

De maneira semelhante ao procedimento da tensão no capacitor, deve-se verificar se o indutor (L) atende aos requisitos de projeto. Na Figura 60 (a) é apresentado o gráfico da corrente média no indutor para tensão de saída ( $V_o$ ) de 225 V e carga nominal ( $R = 66,67\Omega$ ). Na Figura 60 (b) pode ser observada a ondulação de alta frequência da corrente no indutor L.

Diante dos resultados analisados, pode-se verificar que a variação da corrente no indutor em percentual resulta em:

$$\Delta I\% = \frac{\Delta I(L)}{I(L)_{med}} (100)$$

$$\Delta I\% = \frac{0,68}{3,5} (100)$$

$$\Delta I\% = 19,4\%$$

Este valor atende o requisito do projeto.

## 6 MONTAGEM DO PROTÓTIPO

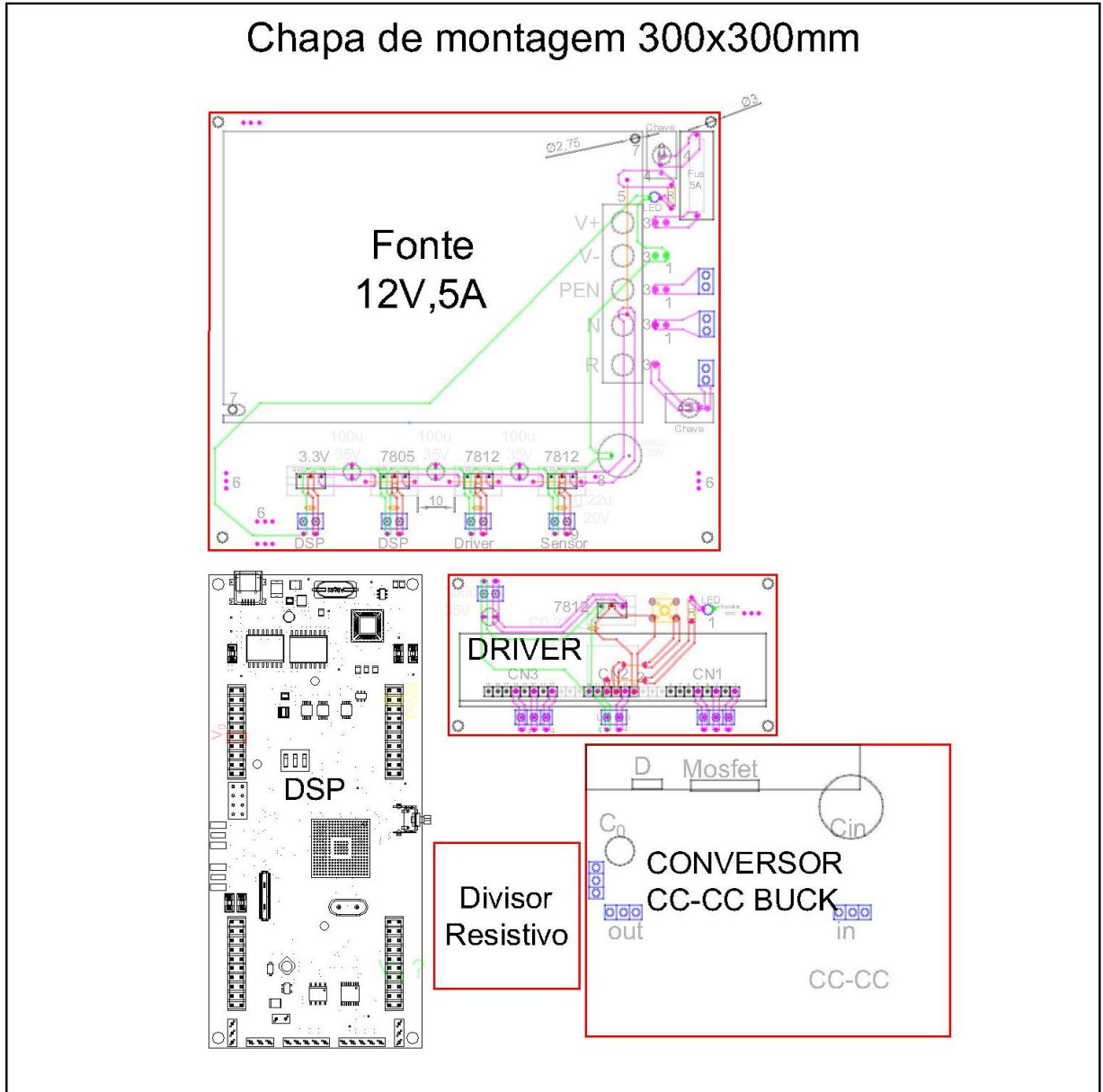
Com todos os componentes dimensionados, foi realizado o projeto para montagem do conversor CC-CC Buck. Neste projeto optou-se por executar várias placas de circuito impresso ao invés da montagem de todos os componentes em uma única placa. O objetivo de tal montagem é diminuir os impactos do ruído de alta frequência proveniente do chaveamento do MOSFET. Diante disto, foram projetadas 5 placas de circuito impresso (PCB), sendo elas:

- Placa do divisor resistivo para medição da tensão de saída;
- Placa do DSP;
- Placa para suporte e fixação do driver de acionamento do interruptor;
- Placa da fonte de tensão 12 Vcc para alimentação do driver e processador;
- Placa do circuito de potência do conversor CC-CC.

Na Figura 61 é apresentado o layout desenvolvido para acomodar as 5 placas em uma chapa de montagem. A partir deste layout, as PCBs foram projetadas no software EasyEDA de modo a ocupar a menor área possível e manter as conexões entre elas com trajetos de condutores e trilhas, o mais curto possível, de tal forma a priorizar as conexões do processador com o driver e entre o driver e o interruptor do Buck.

Nas subseções seguintes é apresentada de forma mais detalhada o projeto e execução de cada uma das PCBs.

Figura 61 - Layout inicial da chapa de montagem das PCBs



Fonte: Autoria própria (2025)

## 6.1 Placa do divisor resistivo

O divisor resistivo tem a função de fornecer o sinal de tensão de saída do conversor Buck ( $V_o$ ) para o DSP, reduzindo a tensão de 225 V para 3,3 V. Além disso esta placa possui um filtro passa baixa, para filtrar os ruídos de alta frequência causados pelo chaveamento do interruptor e do diodo de potência. Para evitar que durante transitórios a tensão na entrada analógica do DSP ultrapasse os 3,3 V, um circuito grampeador foi instalado para limitar a tensão em 3,3 V.

### 6.1.1 Circuito Grampeador

Para garantir que a tensão que chega no DSP não ultrapasse os 3,3 V um diodo zener 1n4728 foi instalado em antiparalelo com a saída do divisor de tensão. De acordo com o seu datasheet, a corrente que circula pelo diodo ( $I_z$ ) apresenta comportamento aproximadamente linear com a tensão reversa ( $V_z$ ) apenas até  $V_z = 2,2$  V. Desta forma o divisor de tensão deve operar com a máxima tensão de saída limitada em 2,2 V.

### 6.1.2 Divisor de tensão

Devido as características não lineares do diodo zener, o divisor de tensão foi dimensionado para que a tensão reduza de 301 V para 2,2 V. A relação entre  $R_1$  e  $R_2$  pode ser obtida da Equação (32):

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{(V_i - V_o)}{V_o}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{(301 - 2,2)}{2,2}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = 135,82$$

Para a utilização de resistores de 1/4W, é necessário garantir que o resistor  $R_1$  dissipe menos potência que o limite suportado. Desta forma, sua resistência é definida em função da potência máxima admissível.

$$V_{R1} = V_i - V_{R2}$$

$$V_{R1} = 301 - 2,2$$

$$V_{R1} = 298,8 \text{ V}$$

$$R1 = \frac{V_{R1}^2}{P}$$

$$R1 \geq \frac{298,8^2}{0,25}$$

$$R1 \geq 357 \text{ k}\Omega$$

O valor adotado para o resistor R1 é 394kΩ, e a partir dele pode ser calculado e resistor R2.

$$\frac{R1}{R2} = 135,82$$

$$R2 = \frac{394 \cdot 10^3}{135,82}$$

$$R2 = 2,9 \text{ k}\Omega$$

Utilizado um resistor de 3kΩ para R2, o ganho H do divisor de tensão é dado por:

$$H = \frac{R1 + R2}{R2}$$

$$H = \frac{394 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^3}$$

$$H = 132,2$$

Este ganho é considerado ao implementar o sistema de controle, para o controlador calcular a tensão na saída do conversor CC-CC Buck.

### 6.1.3 Filtro passa Baixa

O chaveamento em alta frequência oriundo do conversor CC-CC causa ruídos na tensão que resulta em erros na entrada analógica do controlador. Um filtro capacitivo é dimensionado, cuja sua frequência de corte ( $f_c$ ) é definida como uma década abaixo da frequência de chaveamento. O filtro pode ser calculado com a Equação (34).

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot R}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 394 \cdot 10^3}$$

$$C = 80,1\text{pF}$$

Utilizou-se um capacitor cerâmico de 33pF, de modo que a frequência de corte na prática resultou em:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R}$$

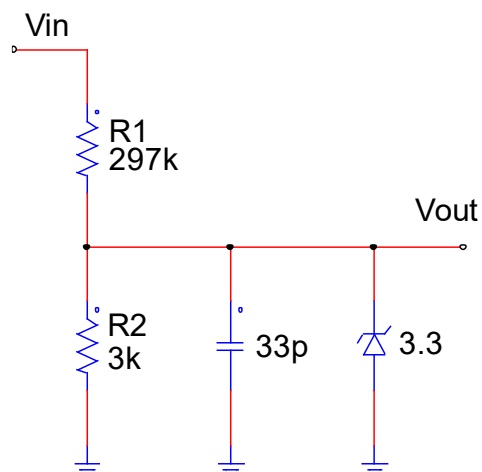
$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 33 \cdot 10^{-12} \cdot 394 \cdot 10^3}$$

$$f_c = 12,24\text{kHz}$$

#### 6.1.4 Layout final da placa do divisor resistivo

O diagrama elétrico da placa pode ser visualizado na Figura 62. Este diagrama foi desenvolvido no software EasyEDA e serviu de base para a execução do layout da placa.

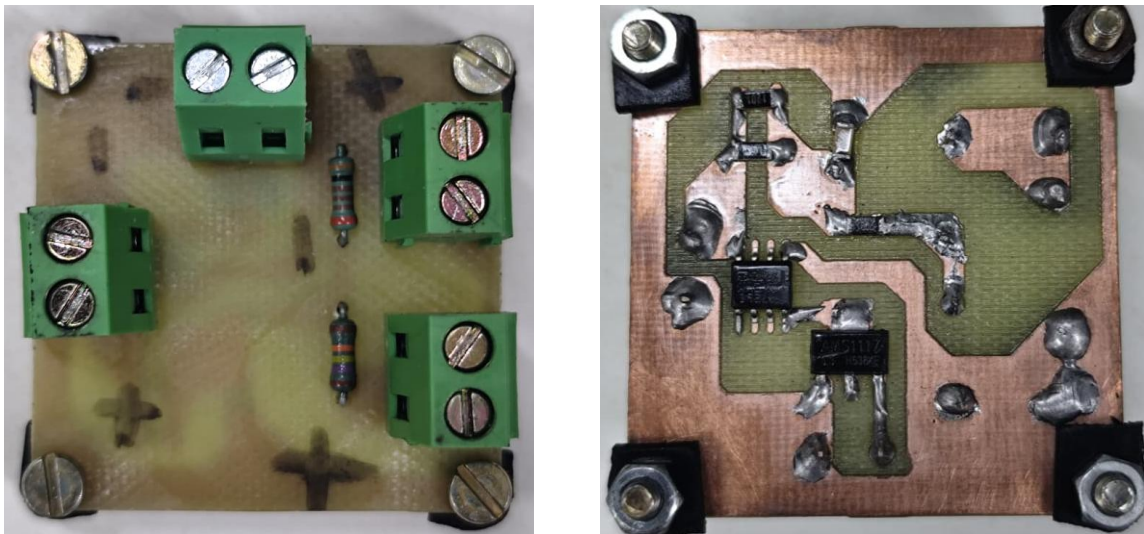
**Figura 62 - Diagrama elétrico da PCB do divisor resistivo**



**Fonte: Autoria própria (2025)**

Com o auxílio da Figura 63 (a) e (b), é possível ver a configuração da placa já executada.

**Figura 63 - Layout da PCB do divisor resistivo. (a) Vista superior. (b) Vista inferior**



(a)

(b)

Fonte: Autoria própria (2025)

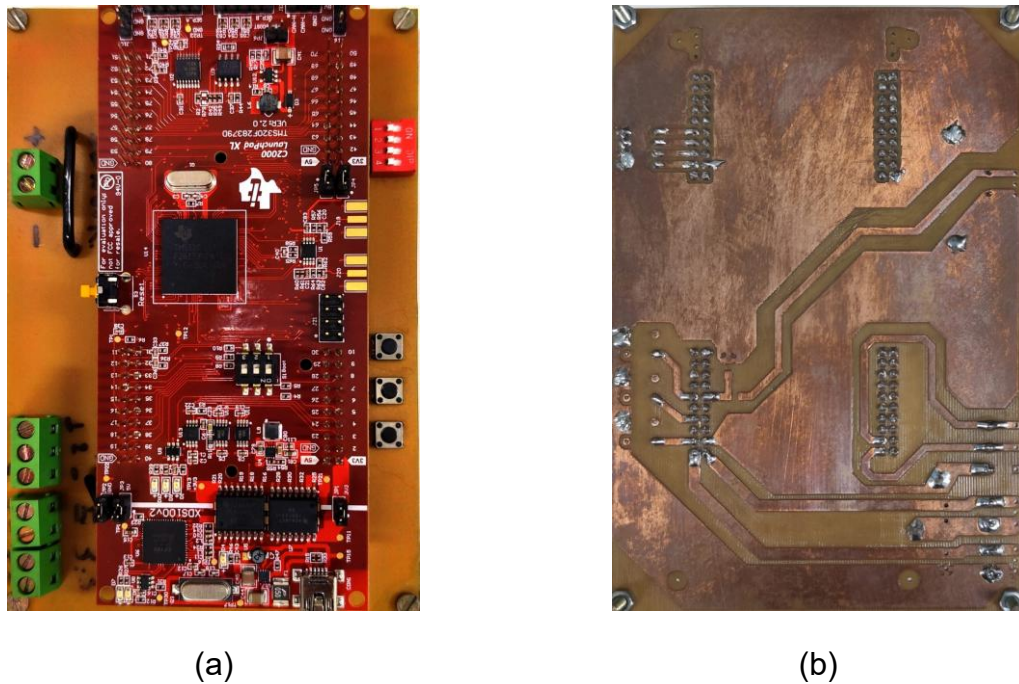
## 6.2 Placa do DSP

A placa da Figura 64 (a) e (b) foi executada para conectar o DSP F28379D, permitindo alimentar o controlador com tensão de 5 V, ou 3,3 V. A PCB possibilita a utilização de duas saídas PWM (uma reserva e outra destinada para acionar o MOSFET), além de uma entrada analógica para leitura da tensão  $V_o$  advinda do divisor resistivo.

A placa também está equipada com 3 *push button* e um DIP Switch de 4 vias. Estes botões estão conectados a entradas digitais do DSP e são utilizados para ajustar a tensão de referência do sistema de controle.

Para fazer a conexão do DSP com a PCB foram utilizados conectores do tipo barra de pino, que permite que o DSP seja encaixado sobre a placa. Além disso, para realizar as conexões com as outras placas, foram instalados conectores tipo KRE. A vista superior e inferior da placa executada com DSP conectado pode ser visualizada na Figura 64 (a) e (b), respectivamente.

Figura 64 - Layout da PCB do DPS F28379D. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.



Fonte: Aatoria própria (2025)

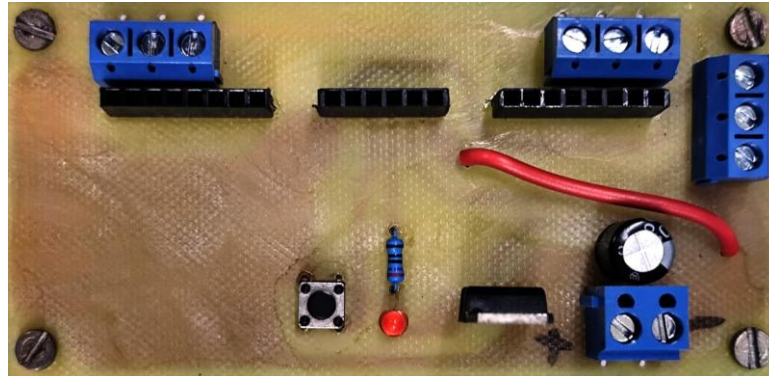
### 6.3 Placa do Driver

O driver é responsável por amplificar o sinal de PWM do DSP e acionar o MOSFET. O driver modelo DRVHCPL(2R3) da marca NHS possui uma saída digital para indicação de falha, e uma entrada digital para *reset*. Na placa, foi instalado um LED para indicar falha e um *push button* para acionar o *reset*. A alimentação do driver é feita em 12 V e para isso foi projetado um circuito de entrada utilizando um conector KRE e um capacitor para estabilizar a tensão. Porém, como a indicação de falha no driver necessita de 5 V, foi instalado na PCB um regulador de tensão LM7805.

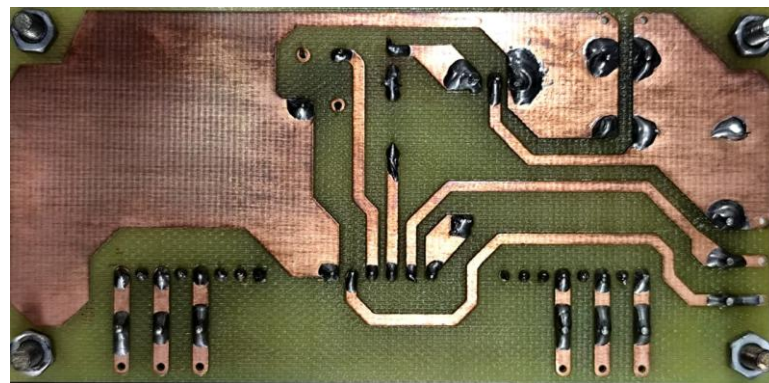
Como o driver possui dois canais independentes, a PCB foi projetada com duas entradas de PWM e uma conexão com o GND, utilizando um conector KRE de 3 vias. Para a saída, cada canal possui um conector KRE de 3 vias, para conexão com os pinos Dreno, Gate e Source do MOSFET.

Para conectar o Driver com a PCB foram instalados conectores do tipo barra de pino fêmea, permitindo a fácil conexão e remoção do Driver na placa. A vista superior e inferior da PCB já executada pode ser visualizada com o auxílio da Figura 65 (a) e (b), respectivamente.

Figura 65 - Layout da PCB do Driver. (a) Vista Superior. (b) Vista inferior



(a)



(b)

Fonte: Autoria própria (2025)

#### 6.4 Placa da Fonte de alimentação do Driver e do DSP

Para o acionamento da placa do DSP e do Driver, uma placa com uma fonte de 127/220 Vac para 12 Vcc e 5 A foi prevista. A placa possui quatro saídas CC com nível de tensão e utilizações conforme apresentado no Quadro 6.

Para garantir uma maior estabilidade na tensão, foram instalados capacitores antes e depois de cada regulador de tensão. Os capacitores instalados antes dos reguladores são do tipo eletrolítico de 100  $\mu$ F e 50 V, já os instalados após os reguladores são do tipo cerâmicos de 0,22  $\mu$ F e 35 V. Além disso, na saída da fonte foi instalado um capacitor eletrolítico de 1000  $\mu$ F e 50 V que possui a finalidade de estabilizar a tensão de saída da fonte.

**Quadro 6 - Dados das tensões de saída**

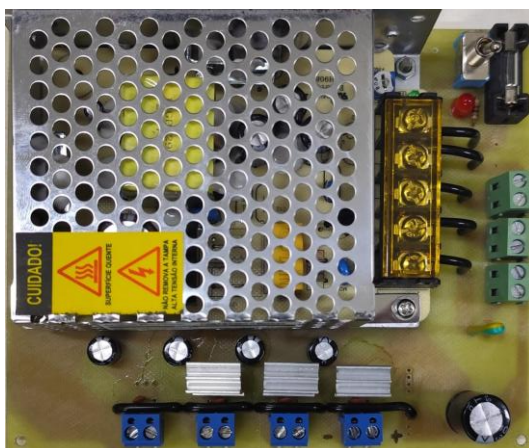
Saída	Tensão	Regulador	Para:
01	12 V	LM7812	PCD do Driver
02	5 V	LM7805	Reserva
03	5 V	LM7805	PCB do DSP
04	-	-	Reserva

Fonte: Autoria própria (2025)

Um interruptor do tipo SPST foi instalado para acionar a saídas da placa, além de um led vermelho que indica quando as saídas estão energizadas. Para a proteção da saída da fonte, foi adicionado um fusível de 5 A.

Para as conexões de entrada e saída da PCB, foi instalado conetores do tipo KRE, facilitando a conexão por condutores flexíveis. O layout da vista superior e inferior da PCB já executada pode ser visto com o auxílio da Figura 66 (a) e (b), respectivamente.

**Figura 66 - Layout da PCB da fonte. (a) Vista superior. (b) Vista inferior**



(a)



(b)

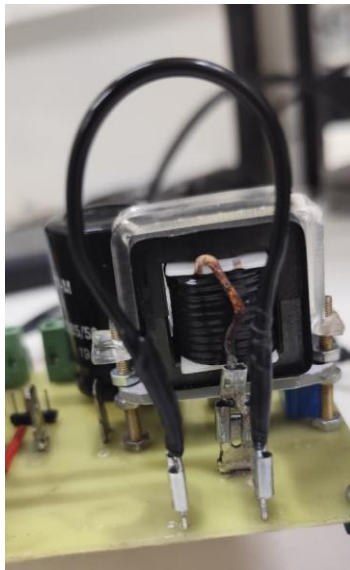
Fonte: Autoria própria (2025)

## 6.5 Placa do Conversor CC-CC Buck

A placa do conversor CC-CC Buck foi projetada para comportar os componentes dimensionados na seção 3.1, incluindo os dissipadores de calor do diodo e do MOSFET.

Na placa foram instalados conectores do tipo faca, utilizados para realizar a medição de corrente no diodo, no MOSFET e no indutor. Para as condições de operação em que não se deseja realizar medições, existem orifícios em paralelo ao conector onde um pequeno condutor flexível pode ser soldado diretamente na placa, garantindo uma conexão confiável. Na Figura 67 (a) e (b) pode ser visualizado os dois modos de conexão do cabo, sendo o primeiro no terminal e o segundo soldado direto na placa.

**Figura 67 - Tipos de conexões de cabos na PCB. (a) Condutor maior que permite a medição de corrente no componente. b) Condutor menor para operação normal**



(a)

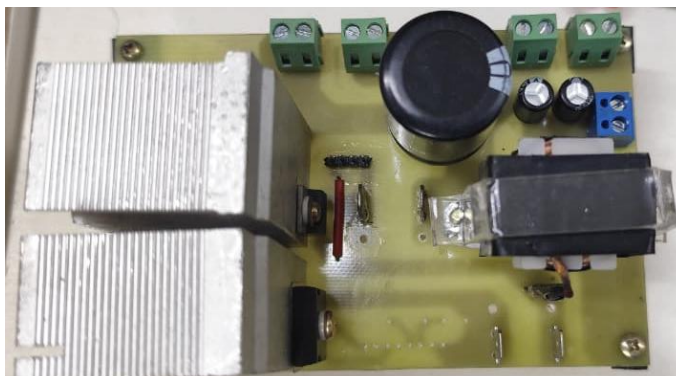


(b)

**Fonte: Autoria própria (2025)**

A conexão dos pinos Gate, Dreno e Source do MOSFET com a placa do driver foi executada com os condutores soldados direto na placa. As conexões de entrada e saída de tensão utilizam conectores do tipo KRE. O layout da vista superior e inferior da placa já executada pode de ser visualizado na Figura 68 (a) e (b), respectivamente.

**Figura 68 - Layout PCB do conversor CC-CC Buck. (a) Vista superior. (b) Vista inferior**



(a)



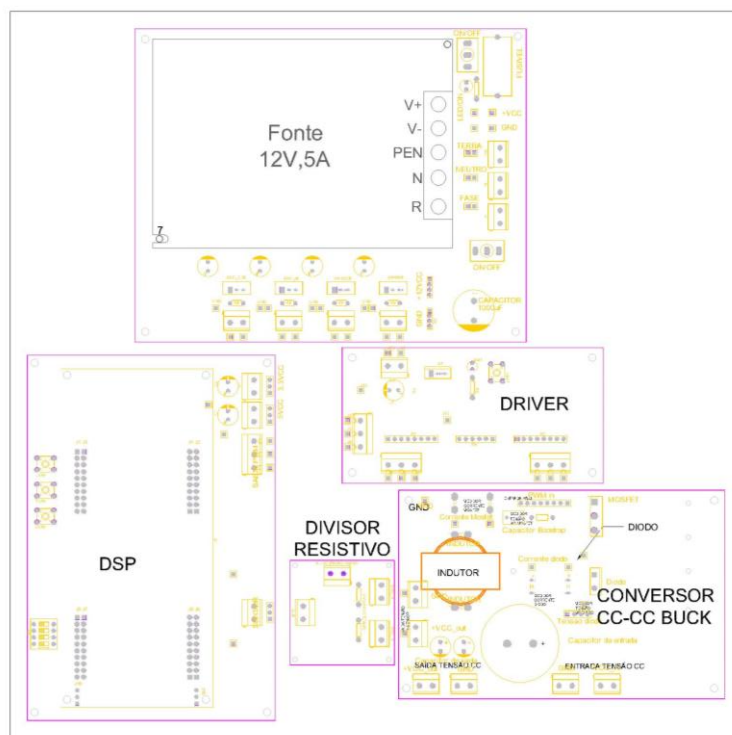
(b)

**Fonte: Autoria própria (2025)**

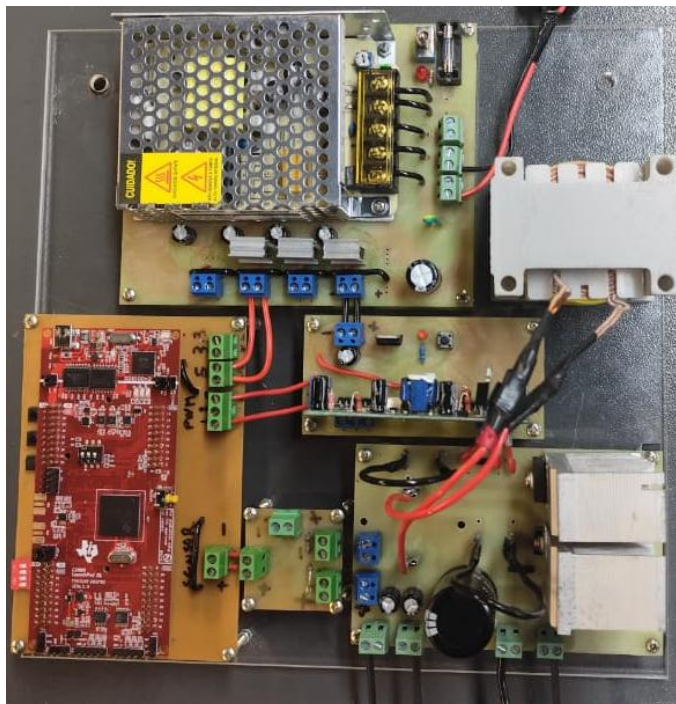
## **6.6 Layout da chapa de montagem**

Finalizadas o projeto das placas, foi montado o layout final da chapa de montagem, que pode ser observado com o auxílio da Figura 69.

A partir do layout da Figura 69, foi cortada e furada uma chapa de acrílico de 300x300mm. Na Figura 70 podem ser visualizadas as PCBs instaladas sobre a chapa e conectadas entre si.

**Figura 69 - Layout chapa de montagem**

Fonte: Autoria própria (2025)

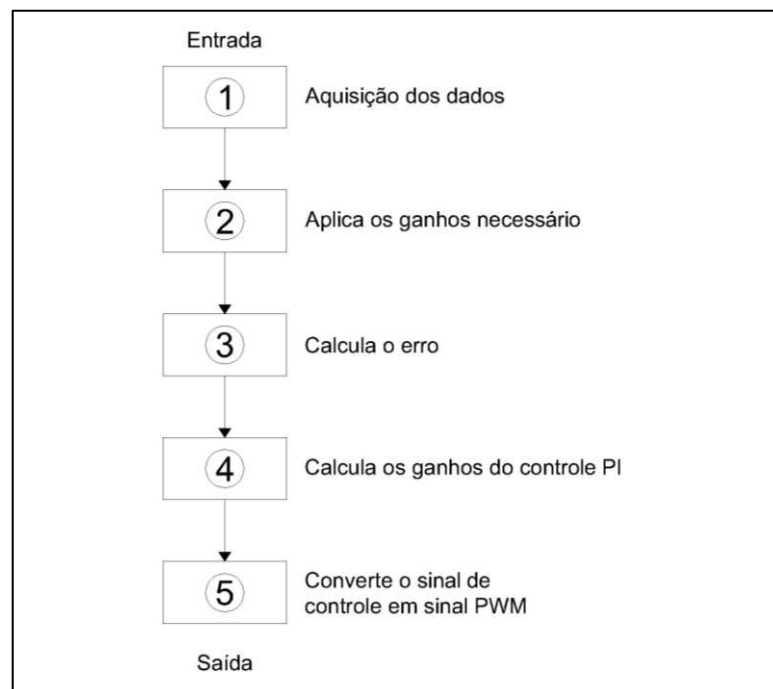
**Figura 70 - Configuração final das PCBs instaladas na chapa de montagem**

Fonte: Autoria própria (2025)

## 6.7 Programação do DSP

O DSP é responsável por realizar o controle do conversor CC-CC Buck. Para isso é necessário que ela siga uma sequência lógica em sua programação conforme o fluxograma ilustrado na Figura 71. O fluxograma é dividido em 5 partes essenciais para o correto funcionamento do sistema de controle, na sequência cada um dos tópicos é detalhado separadamente.

**Figura 71 - Fluxograma da programação do controlador**



**Fonte: Autoria própria (2025)**

A primeira etapa trata-se de adquirir o sinal do sensor. O DSP possui entradas analógica-digitais (ADC) com resolução de 12 e 16 bit, sendo neste projeto utilizado a resolução de 12 bit. Outro parâmetro importante na aquisição de dados é a taxa de amostragem, que é a quantidade de leituras realizadas por segundo. O DSP utilizado permite que as leituras sejam sincronizadas com o sinal de PWM de saída, assim a taxa de amostragem para este projeto ficou em 50kHz.

A segunda etapa aplica ganhos no sinal medido para converter sua unidade em um valor adequado para posterior utilização. Para esta aplicação três ganhos são aplicados, sendo eles:

- Ganho da entrada ADC: a partir da resolução escolhida, o sinal de tensão na entrada analógica é convertido para um valor em bit, sendo necessário aplicar este ganho para converter o sinal em tensão novamente;
- Ganho do divisor de tensão: para calcular a tensão real na saída conversor é necessário multiplicar a tensão medida pelo DSP por este ganho;
- Ganho da razão cíclica: este ganho converte a tensão calculada para a saída do conversor Buck em um valor de razão cíclica, dividindo a tensão calculada pela tensão de entrada do conversor Buck.

Na terceira etapa, é calculado o erro obtido através da diferença entre a razão cíclica de referência e a calculada a partir da leitura do divisor resistivo. Este cálculo resulta em um valor entre 0 e 1 que é enviado para o controle PI.

Na etapa número quatro, é onde está implementado o código do controlador PI, conforme pode ser visualizado na Figura 72. O valor do ganho do controle PI é obtido pela soma do ganho anterior, com o erro atual multiplicado com parâmetro de controle “a”, mais o erro antigo que multiplica o parâmetro de controle “b”. Após calculado o novo ganho de controle, deve ser atualizado as variáveis de ganho de controle e erro antigas. Por fim, para evitar que o ganho seja muito elevado ou negativo, é aplicada uma saturação de tal forma a manter o controle sempre entre os valores 0 e 1.

**Figura 72 - Código controle PI Digital**

```

PI = PI_1 + erro*a + erro_1*b; //Calcula o ganho de controle

PI_1 = PI; //Atualiza a variável de ganho anterior
erro_1 = erro; //Atualiza a variável de erro anterior

//////////Limita o Ganho de controle entre 0 e 1//////////
if(PI > 1){
    PI =1;
} else if(PI < 0){
    PI = 0;
} else {
    PI = PI;
}

```

**Fonte: Autoria própria (2025)**

Na quinta etapa, o sinal oriundo do controle PI é convertido em sinal de PWM. O ganho do PWM ( $H_{PWM}$ ) é determinado utilizando a Equação (38).

$$H_{PWM} = \frac{F_{clock}}{4 \cdot F_s} \quad (38)$$

Onde:

$F_{clock}$ : frequência do clock;

$$H_{PWM} = \frac{100 \cdot 10^6}{4 \cdot 50 \cdot 10^3} \quad H_{PWM} = 500$$

Por fim, a largura do PWM de saída é obtida pela multiplicação do ganho de controle com o ganho do PWM.



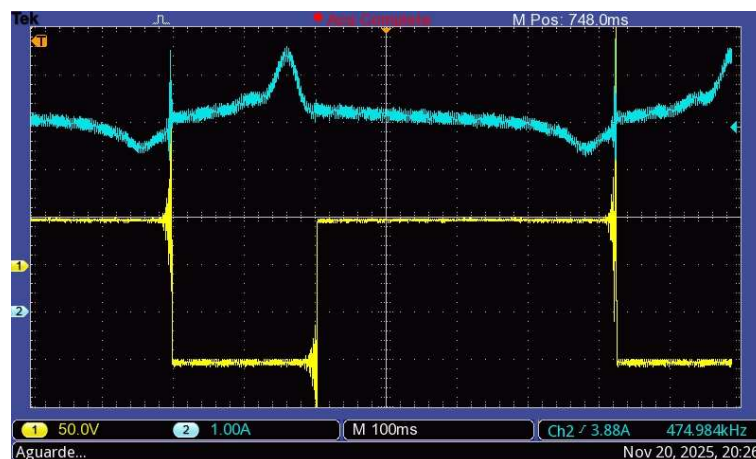
**Quadro 7 - Equipamentos utilizados em laboratório**

Item	Equipamento	Descrição
01	Osciloscópio	Tektronix TBS 1152B
02	Ponteira de Tensão Diferencial	Micsig DP10013
03	Ponteira de Corrente	Tektronix A622
04	Multímetro	Icel MD-6719

Fonte: Autoria própria (2025)

### 7.1 Corrente no indutor

Na Figura 74 pode ser visualizada a tensão e corrente no indutor para tensão de entrada de 150 V e 100 V na saída do conversor CC-CC Buck. Pode-se observar que durante o tempo em que a forma de onda de tensão é nula, a corrente no indutor aumenta de forma linear (indutor armazenando energia). No período que a tensão passa de nível lógico baixo para alto, a corrente no indutor decresce linearmente (indutor fornecendo energia para a carga). Observa-se que o indutor está operando em modo de condução contínua, ou seja, a corrente não chega a zero.

**Figura 74 - Tensão e corrente no indutor**

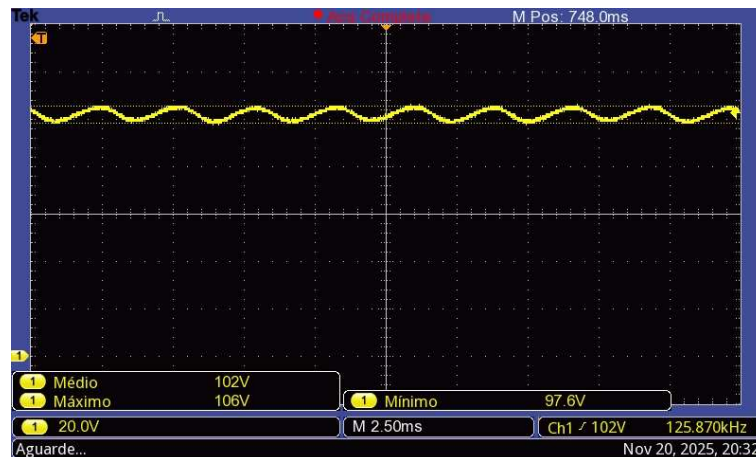
Fonte: Autoria própria (2025)

Como o dispositivo disponível para a medição de corrente não é o mais apropriado, a corrente apresenta ruídos no momento do chaveamento do interruptor, ou seja, nos momentos de passagem da tensão de um valor nulo para 150 V, tais picos de tensão podem ser desconsiderados das formas de onda da corrente

## 7.2 Tensão no capacitor

A Figura 75 apresenta a forma de onda da tensão no capacitor de saída do conversor CC-CC Buck para a tensão  $V_o$  de 100 V com uma carga de 400 W. Nesta imagem é possível observar a ondulação da tensão que excursiona de 8,4 V, que para 102 V (tensão média medida) representa 8,2%.

Figura 75 - Tensão no capacitor de saída do conversor CC-CC Buck



Fonte: Autoria própria (2025)

## 7.3 Tempo de resposta a perturbação na carga e na referência

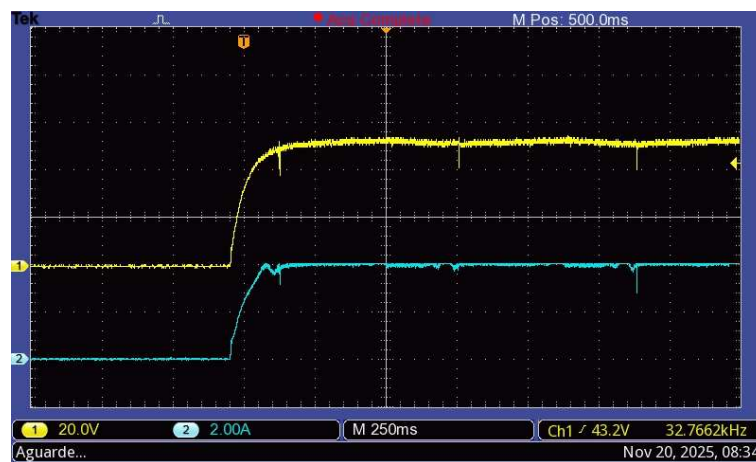
Foram realizados alguns ensaios que buscou verificar o comportamento do sistema de controle diante de perturbações. Em alguns testes a carga sofreu variações, em outros a tensão de referência foi alterada.

### 7.3.1 Variação da tensão de 0 V para 50 V

Para este ensaio a tensão de referência passou de 0 V para 50 V, com uma carga de 200W para tensão de 50 V. As curvas de tensão (cor amarela) e corrente

(cor azul) podem ser verificadas na imagem da tela do osciloscópio da Figura 76. Nesta figura, no canto inferior esquerdo é indicada a escala de tensão e corrente, no centro na parte inferior, a escala de tempo. Da análise da figura é possível verificar que a tensão, juntamente com a corrente, alcança o valor de referência em aproximadamente 250 ms, o que mostra que os resultados são próximos dos obtidos por simulação

**Figura 76 - Tensão e corrente na saída do conversor Buck com a referência passando de 0 V para 50 V**



**Fonte: Autoria própria (2025)**

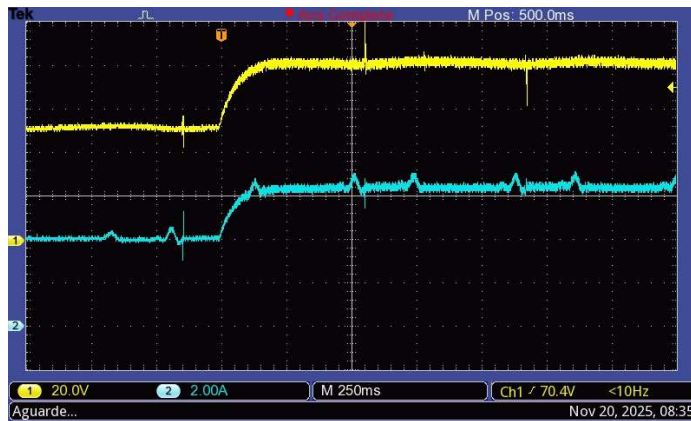
Pode-se notar que os equipamentos de medição utilizados apresentam ruídos e ondulações aleatórias. Por isso as pequenas variações que podem ser observadas na Figura 76 podem ser desconsideradas.

### 7.3.2 Variação da tensão de 50 V para 80 V

Neste ensaio aplicou-se um step de tensão de 30 V a partir de uma tensão de saída de 50 V e carga de 500 W. Na Figura 77 pode ser visualizada a forma de onda da tensão (cor amarela) e da corrente (cor azul) na saída do conversor CC-CC Buck, que apresentou um tempo de acomodação de aproximadamente 250 ms.

Nas curvas de corrente e tensão podem ser visualizados pequenos ruídos que são causados por erros das ponteiros de medição (corrente), e são desconsiderados para esta análise.

Figura 77 - Tensão e corrente na saída do conversor Buck. Step de 30 V (50 V para 80 V)



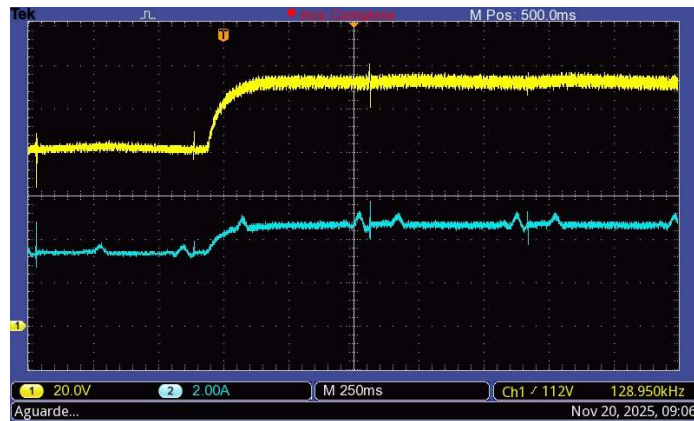
Fonte: Autoria própria (2025)

### 7.3.3 Variação da tensão de 80 V para 110 V

Para este ensaio foi variada a tensão de referência de 80 V para 110 V com uma carga de 500 W em 110 V. Como pode ser observado na Figura 78, este ensaio apresentou um tempo de resposta semelhante aos outros, com um tempo de subida de 250 ms.

Ondulações causadas por erro de medição dos equipamentos utilizados podem ser observadas nas curvas de corrente e tensão, porém estes ruídos não interferem na análise realizada.

Figura 78 - Tensão e corrente na saída do conversor Buck. Step de 30 V (80 V para 110 V)

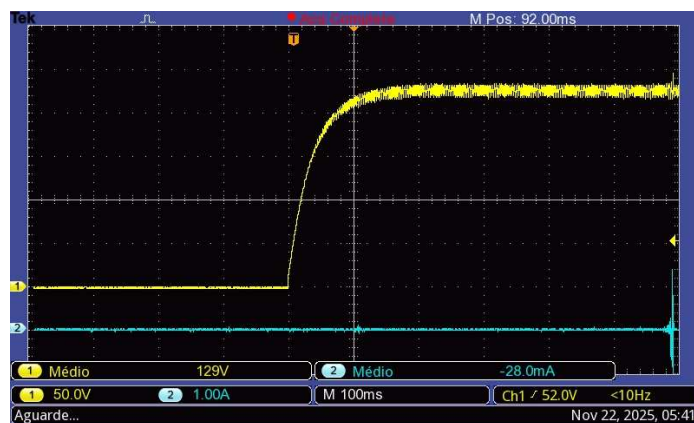


Fonte: Autoria própria (2025)

#### 7.3.4 Variação da tensão de 0 V para 225 V

Neste ensaio a tensão na saída do conversor Buck passou de 0 V para 225 V para uma carga de 850 W. Com o auxílio da Figura 79 pode ser visualizado na cor amarela a tensão na saída, enquanto o canal dois (cor azul) estava desligado. Nesta mesma figura pode ser observado que a tensão não apresenta sobressinal e o tempo de subida é de aproximadamente 200 ms.

Figura 79 - Tensão na saída do conversor Buck com a referência passando de 0 V para 225 V

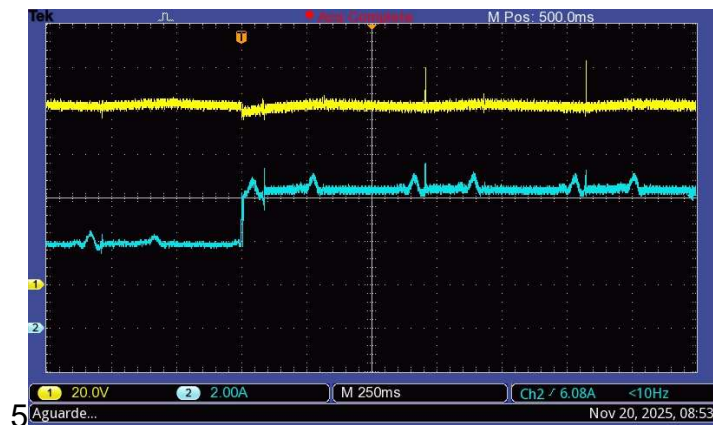


Fonte: Autoria própria (2025)

### 7.3.5 Variação na carga para $V_o = 80\text{ V}$

Com a tensão na saída do conversor Buck fixa em  $80\text{ V}$  foi variada a carga de uma potência de  $300\text{ W}$  para  $500\text{ W}$ , sendo alterada a resistência equivalente no circuito. Na Figura 80 é ilustrado a corrente e a tensão diante da variação da carga. A corrente sobe para seu valor nominal de forma rápida e a tensão tem um pequeno decréscimo em torno do valor de *setpoint* e volta ao seu valor inicial em aproximadamente  $250\text{ ms}$ .

Figura 80 - Variação na carga do conversor CC-CC Buck de  $300\text{ W}$  para  $500\text{ W}$  com  $V_o = 80\text{ V}$ .

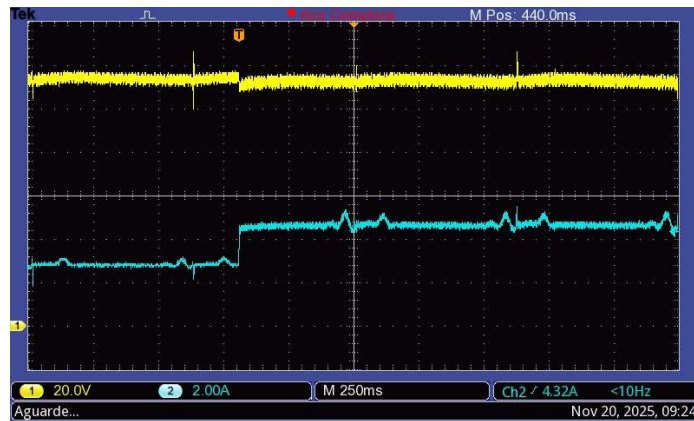


Fonte: Autoria própria (2025)

### 7.3.6 Variação na carga para $V_o = 110\text{ V}$

Neste ensaio, a tensão  $V_o$  foi ajustada em  $110\text{ V}$  e a carga teve variação de  $300\text{ W}$  para  $500\text{ W}$ . O resultado do ensaio pode ser visualizado na Figura 81, onde a curva na cor azul indica a corrente e a curva na cor amarela a tensão na saída do conversor Buck. É possível verificar que o tempo de resposta para a tensão de saída é de aproximadamente  $250\text{ ms}$ .

Figura 81 - Variação na carga do conversor CC-CC Buck de 300 W para 500 W com  $V_o = 110$  V

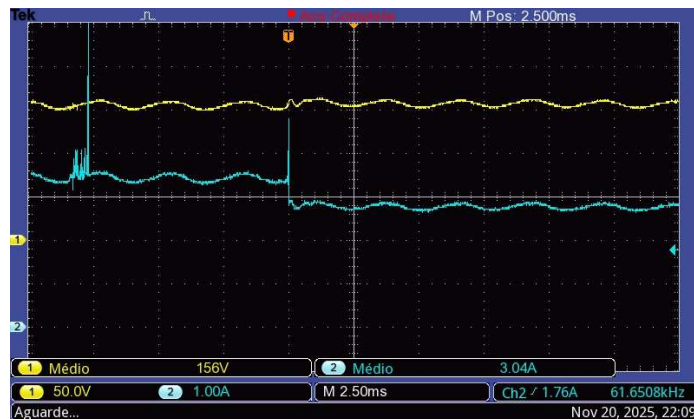


Fonte: Autoria própria (2025)

### 7.3.7 Variação na carga para $V_o = 150$ V

Com a tensão setada em 150 V na saída do conversor Buck, foi aplicado uma variação na carga de 500 W para 400 W. É possível visualizar na Figura 82 que esta variação causou perturbação apenas na corrente, com a tensão logo se reestabilizado no valor previamente setado em 150 V.

Figura 82 - Variação na carga do conversor CC-CC Buck de 500 W para 400 W com  $V_o = 150$  V

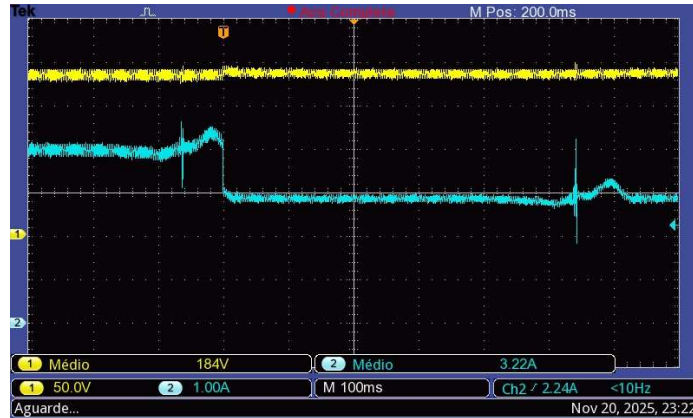


Fonte: Autoria própria (2025)

### 7.3.8 Variação na carga para $V_o = 180\text{ V}$

Para a tensão de  $180\text{ V}$  na saída do Buck foi variada a carga de  $700\text{ W}$  para  $500\text{ W}$ . Na Figura 83 é possível visualizar o resultado do ensaio, onde a tensão apresenta uma pequena variação que logo é corrigida.

**Figura 83 - Variação na carga do conversor CC-CC Buck de  $700\text{ W}$  para  $500\text{ W}$  com  $V_o = 180\text{ V}$**



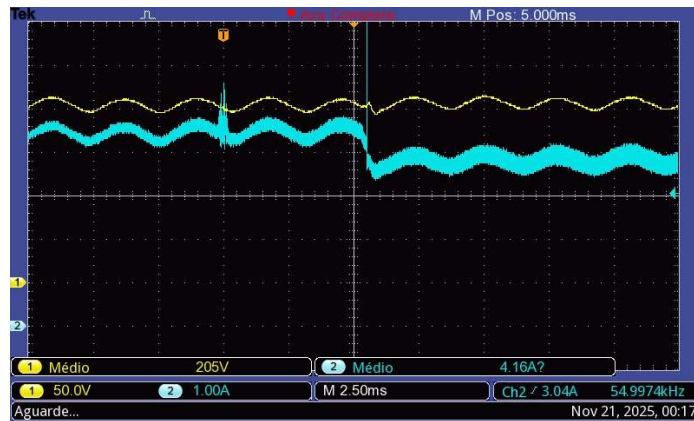
**Fonte: Autoria própria (2025)**

Na curva da corrente pode ser observado ruídos e ondulações provenientes de erro de medição por parte dos equipamentos utilizados. Porém estes erros de medição não interferem na análise realizada no ensaio.

### 7.3.9 Variação na carga para $V_o = 200\text{ V}$

Para este ensaio foi definida a tensão de saída do conversor Buck em  $200\text{ V}$  e aplicada uma variação na carga de  $850\text{ W}$  para  $700\text{ W}$ . Na Figura 84 é possível visualizar a tensão na cor amarela e a corrente na cor azul. A corrente diminui para o valor de  $3,5\text{ A}$  e a tensão praticamente permanece constante, o que mostra que o sistema de controle opera de forma adequada.

Figura 84 - Variação na carga do conversor CC-CC Buck de 850 W para 700 W com  $V_o = 200$  V

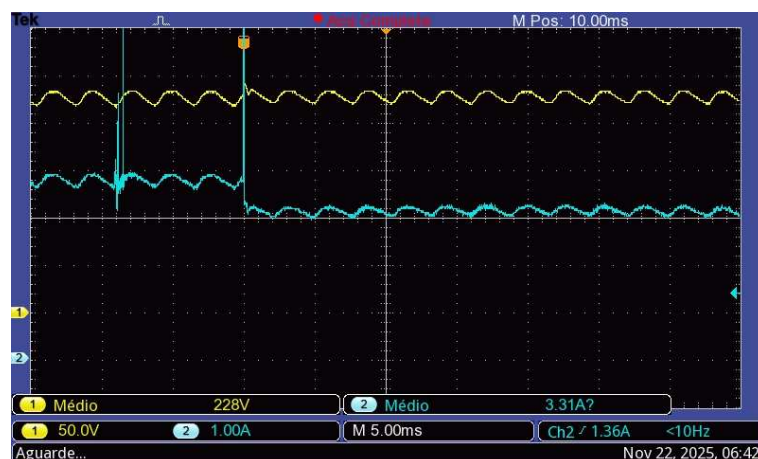


Fonte: Autoria própria (2025)

### 7.3.10 Variação na carga para $V_o = 225$ V

Com a tensão  $V_o = 225$  V, foi aplicado uma variação na carga de 850 W para 700 W. O resultado do ensaio está ilustrado na Figura 85, onde é possível visualizar que a variação na carga quase não apresenta efeitos sobre a tensão  $V_o$ . Além disso, na imagem é possível verificar ruídos na forma de onda da corrente. Tais ruídos são causados por erros de medição do instrumento.

Figura 85 - Variação na carga do conversor CC-CC Buck de 850 W para 700 W com  $V_o = 200$  V



Fonte: Autoria própria (2025)

## 8 CONCLUSÃO

Diante do trabalho realizado pode-se concluir que o filtro capacitivo projetado e instalado na saída do conversor CA-CC gerou uma maior estabilidade na tensão para o conversor CC-CC Buck.

Além disso, o projeto do conversor Buck realizado através de cálculos teóricos obteve resultados muito próximos aos valores simulados e resultados obtidos em bancada. Porém, na prática existem transitórios indesejados e condições de não idealidades que exigem que os componentes devem ser selecionados com capacidades superior a calculada quando se trata de um protótipo. Valores de picos oriundos do chaveamento do interruptor poderiam ser mitigados utilizando-se de técnicas de grampeamento, porém como este trabalho não se preocupou com o custo dos componentes do protótipo, foram utilizados componentes superdimensionados.

Quanto ao sistema de controle, o método do diagrama de Bode se mostrou eficiente para obtenção dos parâmetros de controle. A implementação do sistema de controle por meio de programação em linguagem C utilizando o DSP, permitiu realizar vários testes em malha aberta e malha fechada. O DSP permite uma fácil programação, e com os *push button* e *dip switch* instalados em sua placa, foi possível realizar testes em diferentes cenários sem precisar reprogramar o controlador. Deste modo, a malha de controle alcançou todos os requisitos propostos, apresentando um tempo de resposta satisfatório para o controle de tensão de saída do conversor CC-CC.

A aquisição de dados de tensão e corrente em circuitos que possuem chaveamento em alta frequência apresentou grande dificuldade devido a existência de ruídos. Mesmo com a implementação de filtros, a leitura de parâmetros do conversor em laboratório apresentou muitos ruídos, que fizeram com que o projeto das PCBs passasse por melhorias. Este projeto exigiu uma análise criteriosa quanto a posicionamento de componentes, comprimento de trilhas, qualidade das conexões, além de prever pontos para medição de tensão e corrente dos componentes da placa. Neste sentido, a etapa de desenvolvimento dos *layouts* passou por várias revisões e mesmo assim foi necessário reconstruir algumas placas, principalmente devido aos comprimentos de trilhas e condutores de ligação e ao posicionamento do interruptor de potência na placa de montagem.

O conversor desenvolvido atendeu os objetivos específicos propostos neste trabalho, que evidenciou tanto o projeto quanto a execução de sistemas de eletrônica de potência. Os resultados obtidos mostram o desempenho positivo do sistema diante a aplicação pretendida.

Algumas sugestões de trabalhos futuros podem incluir:

- Implementar uma malha para o controle da corrente na saída do conversor CC-CC Buck, obtendo-se desta forma, outros resultados para o sistema de eletroestimulação.
- Realizar uma comunicação entre o DSP e o sistema de controle do quadro de controle e aquisição de dados, permitindo monitorar o *status* do DSP.
- Adicionar a medição da tensão de entrada do conversor CC-CC Buck melhorando desta forma o sistema de controle.

## REFERÊNCIAS

- AGILENT TECHNOLOGIES. **HCPL-316J – 2.5 Amp Gate Drive Optocoupler with Integrated (VCE) Desaturation Detection and Fault Status Feedback – Data Sheet**. (Rev. ou edição se disponível). [S.l.]: Agilent/Avago/Broadcom, Mar. 2011. Disponível em: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/87924/HP/HCPL-316J.html>
- ALTAIR. PSIM – **Power electronics simulation software**. Disponível em: <https://altair.com/psim>. Acesso em: 08 jun. 2025.
- ARRABAÇA, D. A.; GIMENEZ, S. P. **Conversores de energia elétrica CC/CC para aplicações em eletrônica de potência: conceitos, metodologia de análise e simulação**, 1. ed. São Paulo, Érica, 2013.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE PROTEÍNA ANIMAL (ABPA). **Relatório Anual 2024**. São Paulo: ABPA, 2024. Disponível em: <https://abpa-br.org/abpa-relatorio-anual/>. Acesso em: 4 jun. 2025.
- BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. **Projeto físico de indutores e transformadores**. Florianópolis, Instituto de Eletrônica de Potência – UFSC, 2002.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**, 6. ed. Florianópolis, Edição do autor, 2006.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas**, 2. ed. Florianópolis, Edição do autor, 2007.
- BARBI, I. **Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estado**, Florianópolis, Edição do autor, 2015.
- BATSCHAUER, A. L. **Inversor multiníveis híbridos trifásico baseados em módulos meia-ponte**. Dissertação (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- BOTTARELLI, M. G. **Conversores CC-CC básicos não-isolados quadráticos de três níveis**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- CAPUANO, F. G.; IDOETA, I. V. **Elementos de Eletrônica Digital**. 42. ed. São Paulo: Érica, 2019. 440p.
- CELLA, H. D. et al. **Manual do DSP F28379D**, 2022.
- DUARTE, K. F.; JUNQUEIRA, O. M.; BORGES, L. L. **Qualidade e segurança na produção de carne de aves**. Departamento de Zootecnia, FCAV UNESP/Jaboticabal, SP, 2010.
- EASYEDA. Quick start – EasyEDA documentation. Disponível em: <https://docs.easyeda.com/en/Quick-Start.html>. Acesso em: 11 jun. 2025.

ELETRÔNICA DE POTÊNCIA. **Controle de tensão de saída de um conversor Buck**. Disponível em: <https://eletronicadepotencia.com/controle-de-tensao/>. Acesso em: 10 nov. 2025.

ELETRÔNICA GERAL – THIAGO OLIVEIRA. Tipos de Gate Driver para MOSFET e IGBT. *Eletrônica Geral*, 20 fev. 2024. Disponível em: <https://eltgeral.com.br/tipos-de-gate-driver-para-mosfet-e-igbt/>. Acesso em: 13 jun. 2025.

EMERGENT COLD LATAM. A Evolução do consumo de carnes na América Latina. 22 jan. 2025. Disponível em: <https://emergentcoldlatam.com/pt/tendencias-pt/consumo-de-carnes-na-america-latina/>. Acesso em: 05 jun. 2025.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. New York: Springer, 2001.

HEEMANN, K. D. *et al.*, **Efeito da estimulação elétrica *post-mortem* na depleção do ATP na carne de frango**, XXV Seminário de Iniciação Científica e Tecnológica da UTFPR, 2020

HOROWITZ, Paul; HILL, Winfield. **The Art of Electronics**. 3. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2015.

INFINEON TECHNOLOGIES. IGBT – Power – Infineon. Disponível em: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/>. Acesso em: 13 jun. 2025.

INSTITUTO BRASILEIRO DE GEOGRAFIA E ESTATÍSTICA (IBGE). **Produção pecuária municipal 2024: abate de frangos por unidade da federação**. Rio de Janeiro: IBGE, 2024. Disponível em: . Acesso em: 4 jun. 2025.

MATHWORKS. Control systems. Disponível em: <https://www.mathworks.com/solutions/control-systems.html>. Acesso em: 11 jun. 2025.

MAYER, G. **Projeto e execução do sistema de controle de estimulador elétrico**, Medianeira, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2017. (Relatório Técnico)

MAYER, G.; BADIN, A. A. **Design of a double-half-bridge rectifier with single-stage and power decoupling**. *IEEE Access*, v. 11, p. 117508–117519, 2023. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3326133.

MESH ENGENHARIA. **Sensor de tensão**. Mesh Engenharia, 07 ago. 2023. Disponível em: <https://meshengenharia.com/2023/08/07/sensor-de-tensao/>. Acesso em: 13 jun. 2025.

MIRANDA, L. G. **Fatores pós-abate que interferem na qualidade da carne de frango**. Trabalho de conclusão de curso (Zootecnista) - Pontifícia Universidade Católica de Goiás, Goiania, 2022.

MÜLLER, A. T.; PASCHOAL, E. C.; SANTOS, J. M. G. Fatores pós-abate que influenciam a qualidade da carne de frango. **Iniciação Científica Cesumar**, Maringá, v. 15, n. 2, p. 31-42, 2013. Disponível <https://periodicos.cesumar.edu.br/index.php/iccesumar/article/view/3176>. Acesso em: 04 jun 2025.

NISE, N. S. **Engenharia de sistemas de controle**, 8. ed. Rio de Janeiro, LTC, 2023.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**, 5. ed. São Paulo, Pearson Prentice Hall, 2010.

ORSI, G. C. **Estratégias de controle para correção da distorção harmônica da corrente de entrada do retificador Boost em MCD entrelaçado em série**. Dissertação (Mestrado em Sistemas de Energia) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2019.

PALMA S. F. **Transformação de músculo em carne, influência na qualidade da carne**. Instituto Politécnico de Beja, Escola Superior Agrária, 2017.

PETRY, C. A. **Introdução aos conversores CC-CC**, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.

PETRY, C. A. **Metodologia de projeto de retificadores com filtro capacitivo**. Revista Ilha Digital, Florianópolis, v. 3, p. 77–85, 2012. Disponível em: <https://ilhadigital.florianopolis.ifsc.edu.br/index.php/ilhadigital/article/view/38>. Acesso em: 6 jun. 2025.

PLATÃO, A. et al. **Simple and Digital Implementation of PI Controller Used in Voltage-Mode Control**," 2018 10th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), Iasi, Romania, 2018.

SHI, Q. *et al.*, **An ultrafast digital signal processor for millimeter wave real-time imaging radar**, 2015 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), Ningbo, China, 2015, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICSPCC.2015.7338819.

SUPPLIER. **Driver para transistores IGBT ou MOSFET**. Disponível em: <https://www.supplier.ind.br/aplicacoes/aplicacao/driver-para-transistores-igbt-ou-mosfet/9>. Acesso em: 13 jun. 2025.

TEXAS INSTRUMENTS. **Digital Signal Processors (DSPs) – Overview**. Disponível em: <https://www.ti.com/microcontrollers-mcus-processors/digital-signal-processors/overview.html>. Acesso em: 08 jun. 2025.

THOMAZINI, Daniel; ALBUQUERQUE, Pedro Urbano Braga de. **Sensores industriais**. 9. ed. Rio de Janeiro: Érica, 2020. *E-book*. p.73. ISBN 9788536533247.

THORNTON ELETRÔNICA LTDA. **Características dos materiais Thornton**. Disponível em: <https://www.thornton.com.br/materiais.htm>. Acesso em: 02 nov. 2025.

UOL. **A carne de frango é mesmo saudável?** 20 mar. 2023. Disponível em: <https://www.uol.com.br/vivabem/noticias/redacao/2023/03/20/a-carne-de-frango-e-mesmo-saudavel.htm>. Acesso em: 04 jun. 2025.

YOUNG, L. L. et al. **Effects of electrical stimulation and simulated conventional- and extended chilling method on cooked chicken breast meat texture and yield**. International Journal of Poultry Science, v. 4, n. 2, p. 60-63, jan., 2005

YOUNG, L.L. et al. **Effects of Intact Carcass Electrical Stimulation on Moisture Retention Characteristics of Polyphosphate-Treated Non-Aged Boneless**

**Broiler Breast Fillets.** International Journal of Poultry Science, v.3, n.2, p.796-798, 2004

ZHUANG, H.; SAVAGE, E. M.; LAWRENCE, K. **Effect of 3 postmortem electrical stimulation treatments on the quality of early deboned broiler breast meat.** Poultry Science, v. 89, p. 1737–1743, 2010.