

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

LUIZ HENRIQUE PADILHA

**MÓDULO PARA GERENCIAMENTO DE PRÉ-CARGA DE  
CAPACITORES**

TOLEDO  
2019

LUIZ HENRIQUE PADILHA

**MÓDULO PARA GERENCIAMENTO DE PRÉ-CARGA DE  
CAPACITORES**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR *Campus* Toledo, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Orientador: Alberto Vinícius de Oliveira

TOLEDO  
2019



Ministério da Educação  
**Universidade Tecnológica Federal do Paraná**  
Campus Toledo  
Coordenação do Curso de Engenharia Eletrônica



---

TERMO DE APROVAÇÃO

Título do Trabalho de Conclusão de Curso Nº 117

**Módulo para gerenciamento de pré-carga de capacitores**

por

Luiz Henrique Padilha

Esse Trabalho de Conclusão de Curso foi apresentado às **16h do dia 12 de dezembro de 2019** como **requisito parcial** para a obtenção do título de **Bacharel em Engenharia Eletrônica**. Após deliberação da Banca Examinadora, composta pelos professores abaixo assinados, o trabalho foi considerado **APROVADO**.

---

Alberto Yoshihiro Nakano  
UTFPR

---

Guilherme Francisco Iakmiu Pendiuk  
UTFPR

---

Alberto Vinícius de Oliveira  
UTFPR

---

Fábio Rizental Coutinho  
UTFPR

O termo de aprovação assinado encontra-se na coordenação do curso

Toledo, 12 de dezembro de 2019

## RESUMO

Este trabalho apresenta um sistema de gerenciamento de pré-carga e descarga de capacitores baseado no método de *soft-start* realizado por meio de um conversor *buck*. O sistema tem o objetivo de mitigar o fenômeno das correntes *inrush* de um conversor do tipo *boost*. Estas correntes ocorrem quando o circuito é conectado à fonte de alimentação e seus capacitores encontram-se descarregados. A estrutura do sistema consiste em um conversor *buck* microcontrolado e um conversor *boost* utilizado para testar o módulo de pré-carga. O conversor *buck* é responsável por alimentar a entrada do módulo de testes com uma rampa de tensão variável, a fim de carregar seu capacitor de saída lentamente, evitando que surjam picos de corrente *inrush*. O microcontrolador empregado é responsável pela variação automática dos ciclos de trabalho das ondas que controlam o chaveamento dos dois conversores e também, por meio do microcontrolador, a carga e a descarga dos capacitores do conversor *boost* é controlada. Por fim, é realizada a avaliação do impacto do método de pré-carga na corrente do conversor de testes.

**Palavras-chave:** *soft-start*, conversor CC-CC, banco de capacitores, *Inrush*, *Link CC*.

## **ABSTRACT**

This project presents a capacitor pre-charge and discharge system, based on a soft-start strategy with a step-down DC-DC converter. The system aims to mitigate the inrush current effect on a step-up converter. The inrush current occurs when the circuit is connected to the power source and its capacitors are discharged. The system's structure consists of a microcontrolled step-down converter and a step-up converter used as a test circuit to validate the pre-charge method and test the designed pre-charge module. The step-down converter is responsible for supplying a variable voltage ramp to the test module in order to charge its capacitors slowly, avoiding the occurrence of inrush current peaks. The selected microcontroller is used to automatically vary the switching control wave's duty cycle and also to control the step-up converter's capacitor charging and discharging. Lastly, the pre-charge module's impact in inrush current is analyzed and discussed.

**Keywords:** soft-start, DC-DC converter, capacitor bank, Inrush, DC link.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Comparação entre as amplitude das correntes inrush e nominal. . . . .	2
Figura 2 – Sistema simplificado de geração distribuída ligado à rede elétrica. . . . .	3
Figura 3 – Exemplo de sistema trifásico ligado à rede elétrica. . . . .	4
Figura 4 – Comparação da magnitude das correntes com e sem controle de <i>inrush</i> . . . . .	4
Figura 5 – MOSFET de enriquecimento conectado em configuração <i>high-side</i> . . . . .	5
Figura 6 – MOSFET de enriquecimento conectado em configuração <i>low-side</i> . . . . .	6
Figura 7 – Topologia básica para conversor <i>boost</i> . . . . .	7
Figura 8 – Topologia básica do conversor <i>buck</i> . . . . .	9
Figura 9 – Ilustração do circuito RC série básico. . . . .	13
Figura 10 – Função da tensão no capacitor. . . . .	14
Figura 11 – Função da corrente no capacitor. . . . .	14
Figura 12 – Sistema de pré-carga utilizando contator. . . . .	16
Figura 13 – Sistema de pré-carga de filtro LCL. . . . .	16
Figura 14 – Sistema de pré-carga para inversor de frequência. . . . .	17
Figura 15 – Circuito de pré-carga VRSPV. . . . .	18
Figura 16 – Tensão em rampa variável ( <i>soft-start</i> ) . . . . .	18
Figura 17 – Diagrama ilustrativo do sistema de pré-carga desenvolvido. . . . .	19
Figura 18 – Divisor resistivo utilizado para medição de tensão na saída do conversor <i>buck</i>	23
Figura 19 – Fluxograma de funcionamento do controle do sistema. . . . .	24
Figura 20 – Esquema elétrico do conversor <i>buck</i> simulado. . . . .	28
Figura 21 – Simulação da tensão de saída do conversor <i>buck</i> para carga de 40 $\Omega$ e 90 % de ciclo de trabalho. Região A: regime transitório. Região B: regime estacionário.	29
Figura 22 – Simulação da corrente no indutor do conversor <i>buck</i> para carga de 40 $\Omega$ e 80 % de ciclo de trabalho. Região A: <i>Inrush</i> no regime transitório. Região B: regime estacionário. . . . .	29
Figura 23 – A: Circuito de alimentação e <i>driver</i> . B: conversor <i>buck</i> . . . . .	30
Figura 24 – Esquema elétrico do conversor <i>boost</i> simulado. . . . .	32
Figura 25 – Simulação da tensão de saída do conversor <i>boost</i> para carga de 235 $\Omega$ e 80 % de ciclo de trabalho. . . . .	32
Figura 26 – Simulação da corrente do indutor do conversor <i>boost</i> para carga de 235 $\Omega$ e 80 % de ciclo de trabalho. . . . .	33
Figura 27 – Módulo do conversor <i>boost</i> montado em placa de cobre perfurada. . . . .	34
Figura 28 – Tensão em rampa na saída do conversor <i>buck</i> . Região A: Chaveamento somente do MOSFET do conversor <i>buck</i> . Região B: chaveamento dos MOSFETs dos dois conversores juntos. . . . .	36

Figura 29 – Medição da amplitude dos degraus da rampa de tensão gerada pelo módulo de pré-carga. . . . .	36
Figura 30 – Valor medido da corrente <i>inrush</i> no indutor do conversor <i>boost</i> , para 22,5 V de tensão de entrada e 80 % de ciclo de trabalho. . . . .	37
Figura 31 – Valor medido da corrente no indutor do conversor <i>boost</i> alimentado pela rampa de tensão gerada pelo módulo de pré-carga. . . . .	38

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre as estratégias <i>soft-start</i> . . . . .	18
Tabela 2 – Principais características do transistor MOSFET IRF840. . . . .	21
Tabela 3 – Principais características do diodo MUR860. . . . .	21
Tabela 4 – Valores dimensionados dos componentes do conversor <i>buck</i> . . . . .	22
Tabela 5 – Principais características do conversor <i>boost</i> utilizado para verificação de eficácia do método de pré-carga escolhido. . . . .	26
Tabela 6 – Comparação entre os valores originais e os valores alterados das correntes máximas e mínimas do conversor <i>boost</i> . . . . .	26
Tabela 7 – Lista de componentes utilizados e valores gastos para confecção dos módulos do sistema de pré-carga. . . . .	27
Tabela 8 – Tensões de saída e correntes no indutor do conversor <i>buck</i> , medidas para carga de 50 $\Omega$ , tensão fixa e ciclo de trabalho variável. . . . .	31
Tabela 9 – Simulação da variação na corrente do capacitor com o aumento da capacitância. . . . .	33
Tabela 10 – Medições das tensões de saída e correntes no indutor do conversor <i>boost</i> para carga de 235 $\Omega$ , 50 % de ciclo de trabalho e alimentação em degrau. . . . .	35



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Referencial Teórico</b>	<b>5</b>
2.1	MOSFETs <i>high-side</i> e <i>low-side</i>	5
2.2	Conversor <i>boost</i>	7
2.3	Conversor <i>buck</i>	9
2.4	Circuitos RC	12
2.5	Circuitos de pré-carga	15
<b>3</b>	<b>Materiais e métodos</b>	<b>19</b>
3.1	Método de <i>soft-start</i> com conversor <i>buck</i>	19
3.2	Dimensionamento e seleção dos componentes do conversor <i>buck</i>	20
3.2.1	Componentes selecionados para o conversor <i>buck</i>	21
3.2.2	Microcontrolador ATmega328p da Microchip	22
3.2.3	Circuito <i>driver</i> das chaves semicondutoras	22
3.3	Controle da tensão de saída do conversor <i>buck</i>	23
3.4	Análise da máxima dissipação de potência do MOSFET IRF840 e do diodo MUR860 no conversor <i>buck</i>	24
3.5	Conversor <i>boost</i> para teste e validação do método de pré-carga	25
3.5.1	Características do conversor <i>boost</i>	26
3.5.2	Controle da corrente no indutor e da tensão de saída do conversor	26
3.6	Lista de materiais utilizados	27
<b>4</b>	<b>Resultados</b>	<b>28</b>
4.1	Simulação do conversor <i>buck</i>	28
4.2	Implementação do conversor <i>buck</i> e testes em bancada	30
4.3	Simulação do conversor <i>boost</i>	31
4.3.1	Simulação do impacto do aumento da capacitância do capacitor de saída	33
4.4	Implementação do conversor <i>boost</i> e testes em bancada	34
4.5	Avaliação do impacto do módulo de pré-carga na corrente do conversor <i>boost</i>	35
4.5.1	Análise de corrente <i>inrush</i> do capacitor de saída do conversor <i>boost</i>	37
<b>5</b>	<b>Conclusões</b>	<b>40</b>
5.1	Sugestões para trabalhos futuros	40
	<b>Referências</b>	<b>41</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A eletrônica de potência é o ramo da engenharia elétrica que trata dos dispositivos semicondutores de potência. Estes dispositivos podem ser empregados na conversão e no controle de altas potências e estão presentes em inúmeros sistemas atuais, sejam eles de baixa, média ou alta tensão (AHMED, 2000).

Com o aumento da necessidade de utilização de energias renováveis atualmente (WORLD, 2016), um dos sistemas, no qual, são utilizados os dispositivos de potência vem à tona. Estes sistemas são chamados Sistema de Geração Distribuída e são caracterizados por serem sistemas capazes de gerar energia elétrica perto das unidades de consumo (BARBOSA, 2016). Nestes sistemas há, geralmente, filtros do tipo indutor-capacitor-indutor (LCL) passivos, que reduzem as componentes harmônicas das correntes circulantes (PEREIRA, 2019).

Como no exemplo citado, e em outras aplicações, os circuitos que utilizam os dispositivos eletrônicos de potência, devem ser capazes de suportar altas correntes, correntes estas, que podem ser de dezenas de Ampères. Este fato pode tornar o projeto de um sistema mais complexo, pois nem sempre é possível produzir componentes e fiações que suportem estas correntes. É necessário que se adicionem outros módulos para proteger estes componentes. Estes módulos têm a função de mitigar ou atenuar as altas correntes que podem danificar os circuitos.

Tratando-se dos módulos citados, um exemplo deles são os circuitos de pré-carga. Estes circuitos permitem que um fenômeno chamado de *inrush* seja controlado e que os componentes dos circuitos não sejam danificados.

As correntes *inrush* são correntes oscilatórias na sua fase inicial e possuem um valor de pico muito maior do que a corrente nominal do circuito. Este fenômeno ocorre no momento em que os circuitos, compostos por capacitores, são ligados à fonte de alimentação. Segundo (RODRÍGUEZ, 2010), estas correntes podem atingir até dez vezes o valor de corrente nominal. Algumas fontes mais específicas complementam a afirmação dizendo que a corrente *inrush* pode atingir 25 vezes o valor nominal da corrente do circuito em 0,01s e aproximadamente doze vezes a corrente nominal em 0,1s. Esta afirmação pode ser observada em (HARLOW, 2006).

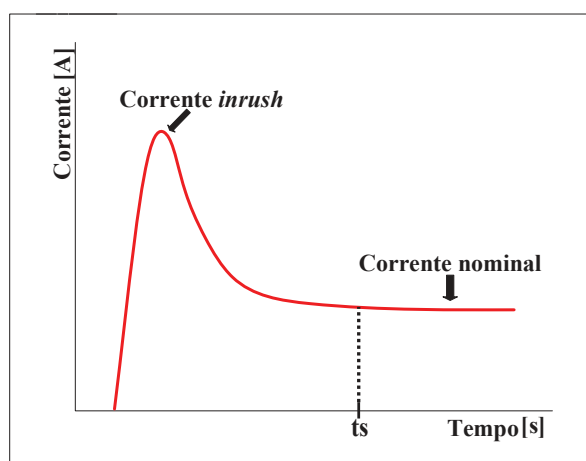
Neste momento, retoma-se o assunto tratado na seção sobre os filtros LCL. Capacitores são elementos armazenadores de energia que quando ligados a uma fonte de alimentação, se comportam como curto-circuitos se estiverem descarregados. Este fato origina as correntes chamadas de *inrush*. O capacitor cria um caminho com menor resistência e, conseqüentemente, toda a corrente passará por ele. Os componentes neste caminho, como fusíveis e contadores, poderão ser danificados ou ter sua vida útil drasticamente reduzida. Arcos formados por essas correntes podem, além disso, derreter os materiais dos contadores e da fiação.

Quanto mais tempo se leva para cessar as correntes *inrush*, mais danos podem ocorrer ao circuito. Portanto, o tempo de assentamento ( $t_s$ ), ou seja, o tempo necessário para que a corrente deixe de oscilar bruscamente e atinja o valor de corrente nominal, é um parâmetro importante

para ser analisado. Porém, esta não é uma tarefa simples, pois nem todo instrumento de medição consegue medir as correntes durante toda sua duração. Alguns equipamentos são capazes de detectar apenas os instantes iniciais do problema e, portanto, a escolha do equipamento correto, é vital para realizar a análise deste problema.

A Figura 1 ilustra a magnitude atingida pela corrente que circula pelo circuito, quando este é conectado à fonte de alimentação. Percebe-se o elevado pico de corrente em relação ao valor da corrente nominal.

Figura 1 – Comparação entre as amplitude das correntes *inrush* e nominal.



Fonte: autoria própria.

Um dos circuitos que amenizam os efeitos das correntes *inrush*, são os circuitos de pré-carga. Estes circuitos tem como objetivo, o carregamento prévio dos capacitores, de modo que quando a fonte de alimentação é ligada ao circuito, os capacitores já estão com suas tensões nominais armazenadas e, desta forma, não mais se comportarão como curto-circuitos.

Na literatura, informações de fácil entendimento sobre este tipo de circuitos são escassas. Na grande maioria das referências existentes, os métodos são aplicados sem muita explicação. Além disto, grande parte dos artigos publicados são provenientes de pesquisadores de altíssima qualificação, ou seja, grande parte das informações disponíveis são de alta complexidade. Desta forma, este trabalho torna-se de grande importância, pois tem como objetivos gerais a apresentação simplificada de alguns dos métodos disponíveis para pré-carga de capacitores e propor um sistema que utilize um destes métodos, tornando o tema mais acessível aos pesquisadores interessados. Como objetivo específico, este módulo deverá trabalhar em regime de corrente contínua (CC), ou seja, a pré-carga será para um circuito de testes em CC.

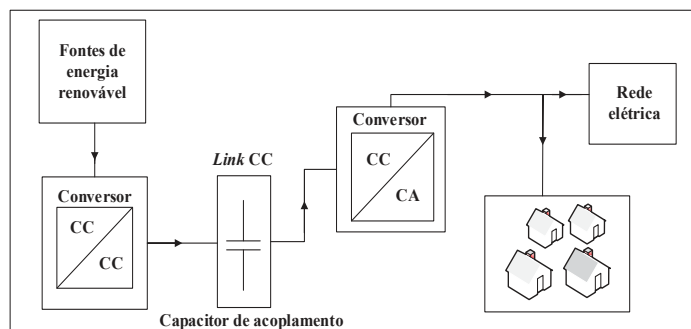
Tratando-se de produtos comerciais com circuitos eletrônicos de alta potência, é imprescindível que sejam adicionados a estes, módulos para a pré-carga dos capacitores, sejam embutidos no próprio produto, sejam em circuitos separados. Porém, o desafio é desenvolver um módulo simples, que seja de baixo custo, que seja versátil para ser empregado com diferentes capacitores e que seja eficaz. De fato, este desafio também apresenta o objetivo específico deste

trabalho, pois estas são, também, as características desejadas para o módulo proposto na seção 3.1.

Para ilustrar onde este trabalho poderá ser útil, é retomado o tema da geração distribuída. Considerando o crescimento de autoprodutores (aquele que gera a própria energia elétrica) na matriz energética brasileira e, também, o aumento na produção de energia elétrica a partir de fontes de energia renováveis (principalmente eólica com cerca de 36% de aumento entre 2013 e 2017) (EPE, 2018), pode-se inferir que aumentou também, o número de sistemas de geração distribuída conectados à rede elétrica. Estes sistemas funcionam em regime de corrente alternada (CA) e necessitam de filtros com capacitores grandes (na ordem de milifarads). Este trabalho, que tem como objetivo o desenvolvimento de um módulo de pré-carga, é justificado pela oportunidade de aplicação em um mercado em crescimento e pelo fato de que, futuramente o circuito desenvolvido poderá servir de base para circuitos de proteção para sistemas, como os de geração distribuída.

A Figura 2 mostra como pode ser ligado à rede um sistema de geração distribuída simplificado e ilustra um caso, no qual, são utilizados capacitores para acoplamento de conversores com o *link* de corrente contínua (*link* CC).

Figura 2 – Sistema simplificado de geração distribuída ligado à rede elétrica.

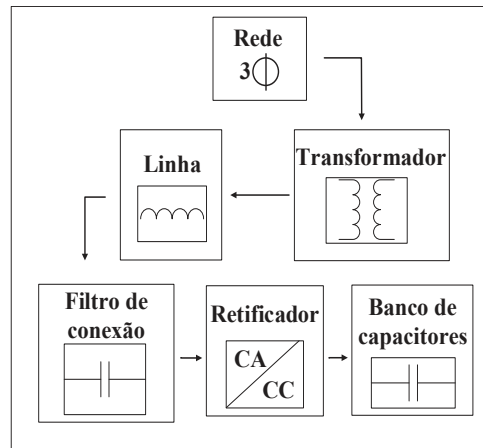


Fonte: adaptado de (BREGALDA, 2012).

Outro exemplo de onde um circuito de pré-carga deve ser empregado é mostrado na Figura 3, que retrata uma rede trifásica ligada a uma carga. Nela, a alimentação é conectada a um transformador que é ligado à linha indutiva. A linha é conectada a um filtro de conexão, o qual é conectado a um retificador trifásico e, por fim, ao link CC. O link CC é composto por capacitores, que precisam ser carregados para evitar as correntes *inrush*.

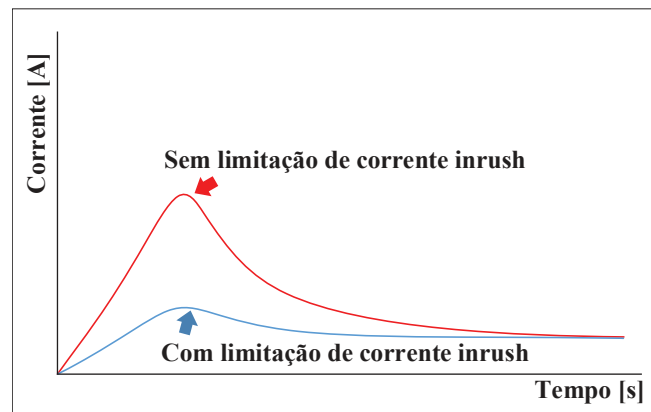
A Figura 4 mostra um exemplo arbitrário, porém similar a uma situação real, para ilustrar como se comportam circuitos com controle de corrente *inrush* e sem este controle. Percebe-se a elevada magnitude da corrente mostrada em linha vermelha em relação a mostrada em linha azul. Este fato demonstra a importância de um circuito utilizar proteção contra correntes *inrush*.

Figura 3 – Exemplo de sistema trifásico ligado à rede elétrica.



Fonte: adaptado de (REIS, 2015).

Figura 4 – Comparação da magnitude das correntes com e sem controle de *inrush*.



Fonte: autoria própria.

Na literatura, estão disponíveis diversos métodos de pré-carga empregados para tratar o fenômeno *inrush*. Alguns deles utilizam relés e contatores para separar o capacitor do circuito e carregá-lo antes de conectar o circuito principal à fonte de alimentação, outros utilizam tiristores que realizam o chaveamento controlado para liberar gradativamente a tensão de alimentação para o circuito, outros ainda, utilizam elementos resistivos, como os termistores *Negative Temperature Coefficient* (NTC) para diminuir a amplitude das correntes nos capacitores e existem, também, os que utilizam estratégias chamadas de *soft-start* para produzir rampas suaves de tensão no link CC, de forma que o capacitor seja carregado lentamente.

## 2 Referencial Teórico

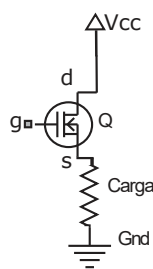
Neste capítulo será apresentado todo o embasamento teórico utilizado para o desenvolvimento dos módulos do sistema projetado, incluindo o módulo do conversor *buck*, que é responsável pela pré-carga dos capacitores do sistema e o módulo de testes, que é composto por um conversor *boost*.

### 2.1 MOSFETs *high-side* e *low-side*

MOSFETs (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*) são dispositivos controlados por tensão, que podem ser utilizados como chaves em circuitos eletrônicos. Dependendo da posição em que se deseja utilizar uma chave no circuito, o MOSFET pode ser caracterizado como *high-side* ou *low-side* e, também, pode ser classificado como MOSFET de enriquecimento ou de depleção. O tipo utilizado nas análises seguintes é do tipo enriquecimento, que significa que uma tensão entre porta e fonte liga o transistor. Nas figuras seguintes, os símbolos g, d e s representarão, respectivamente, os terminais de porta (*gate*), dreno (*drain*) e fonte (*source*) do MOSFET.

Quando a chave é localizada entre uma determinada carga e a alimentação do circuito,  $V_{cc}$ , esta é dita como *high-side* (HART, 2011). Isto significa que a porta do MOSFET fica flutuante quando o MOSFET está desligado. A Figura 5 ilustra este tipo de configuração, sendo Q a chave MOSFET do circuito.

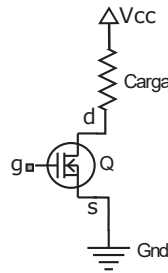
Figura 5 – MOSFET de enriquecimento conectado em configuração *high-side*.



Fonte: autoria própria.

Quando a chave é localizada entre uma determinada carga e o terminal de referência, Gnd, do circuito, esta é dita como *low-side* (HART, 2011). Isto significa que a porta do MOSFET é alimentada por uma fonte que está conectada ao terminal de referência do circuito, ou seja, a porta não fica flutuante. A Figura 6 ilustra este tipo de configuração, sendo Q a chave MOSFET do circuito.

Figura 6 – MOSFET de enriquecimento conectado em configuração *low-side*.



Fonte: autoria própria.

Como os MOSFETs são dispositivos acionados por tensão, para que possam ser controlados, deve-se aplicar à porta do transistor uma tensão que maior que o valor de limiar estabelecido para cada modelo (ou tensão de *threshold*,  $V_{th}$ ), ou seja, a tensão para que o MOSFET seja chaveado e permita a circulação de corrente entre dreno, a qual é dada por:

$$V_{gs} > V_{th}, \quad (1)$$

ou ainda,

$$V_g - V_s > V_{th}, \quad (2)$$

sendo,  $V_{gs}$  a tensão entre porta e fonte,  $V_g$  a tensão na porta,  $V_s$  a tensão na fonte e  $V_{th}$  a tensão de limiar.

Quando um MOSFET é chaveado, ocorre a passagem de uma corrente entre dreno e fonte, chamada de  $i_D$ . Esta corrente depende da tensão de alimentação do circuito,  $V_{cc}$ , da resistência de carga,  $R_L$ , e da resistência entre dreno e fonte quando em condução,  $R_{on}$ . Para MOSFETs de potência, em geral, a resistência entre dreno e fonte quando em condução, deve ser baixa (menor que  $1\ \Omega$ ), de modo diminuir a queda de tensão no próprio transistor.

Quando a resistência entre dreno e fonte é baixa (na ordem de  $m\Omega$ ), a tensão de alimentação do circuito sofre baixíssima queda no chaveamento e é, quase totalmente, transferida para a fonte. Com isso, a tensão  $V_s$  é muito próxima da tensão de alimentação do circuito.

Para circuitos com chave configurada como *low-side* (carga aterrada), a tensão de acionamento da porta não é uma dificuldade pois, a carga encontra-se aterrada e, portanto,  $V_s = 0\ V$ . Com isto, a tensão necessária para chavear o MOSFET é

$$V_g - 0 > V_{th}, \quad (3)$$

ou somente,

$$V_g > V_{th}, \quad (4)$$

o que simplifica o acionamento do MOSFET.

Para circuitos com a chave configurada como *high-side*, o funcionamento do MOSFET depende de um circuito mais complexo de acionamento, pois como a carga não encontra-se mais aterrada, como nos dispositivos *low-side*, a tensão  $V_s$  deixa de ser 0 V. O que implica que para acionar o MOSFET, é necessário uma tensão maior que a própria tensão de alimentação do circuito, conforme

$$V_g - V_s > V_{th}, \quad (5)$$

mas,

$$V_s \approx V_{cc}, \quad (6)$$

então,

$$V_g - V_{cc} > V_{th}, \quad (7)$$

e portanto,

$$V_g > V_{th} + V_{cc}, \quad (8)$$

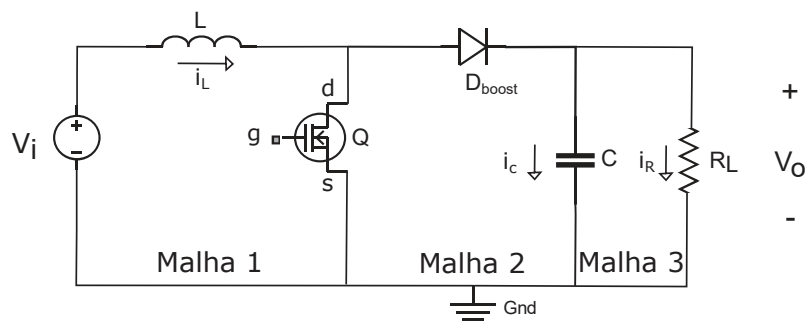
o que dificulta o acionamento da chave.

Para acionar o MOSFET, é necessário que se adicione um circuito que compense a tensão necessária para que ocorra o chaveamento. Estes circuitos são chamados de *bootstrap* (HART, 2011) e são capazes de criar uma referência de tensão, para que não seja necessário adicionar uma fonte de alimentação extra somente para acionar a chave.

## 2.2 Conversor *boost*

Segundo (HART, 2011), um conversor CC-CC é um circuito chaveado que permite que seja obtido em sua saída, um valor de tensão mais alto, ou mais baixo, que o valor de tensão em sua entrada. O conversor *boost*, por sua vez, fornece uma tensão de saída maior, ou igual, ao de sua entrada. A Figura 7 ilustra genericamente um dos circuitos elétricos existentes do conversor *boost*.

Figura 7 – Topologia básica para conversor *boost*.



Fonte: autoria própria.



Sendo  $V_i$  a tensão de alimentação do circuito,  $V_o$  a tensão de saída do circuito,  $L$  o indutor,  $D_{boost}$  o diodo,  $C$  o capacitor de saída,  $Q$  a chave do tipo MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*),  $Gnd$  o ponto de referência elétrica e  $i_L$ ,  $i_C$  e  $i_R$  as correntes no indutor, no capacitor e no resistor, respectivamente.

Para o projeto de um conversor *boost*, deve-se ter definido os valores de variação na corrente do indutor, ciclo de trabalho, variação na tensão de saída e frequência de chaveamento. Estes parâmetros podem ser determinados analisando-se o comportamento do circuito com a chave  $Q$  fechada e com a chave aberta. Também considera-se para as análises que os dispositivos eletrônicos são ideais e que o conversor *boost* trabalha em modo de condução contínua (MCC). As deduções que serão apresentadas a seguir estão contidas em (HART, 2011).

Quando a chave é fechada, o diodo torna-se reversamente polarizado. Aplicando-se a lei das tensões de Kirchoff na malha 1, obtém-se

$$V_L = V_i = L \frac{di}{dt}, \quad (9)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L}, \quad (10)$$

no qual,  $L$  é o valor do indutor,  $V_L$  é a tensão no indutor,  $V_i$  é a tensão da fonte de alimentação e  $i_L$  é a corrente no indutor.

Percebe-se que a taxa de variação da corrente do indutor é constante, então, o aumento da corrente é linear enquanto a chave está fechada. A variação da corrente no indutor é dada por

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_i}{L}, \quad (11)$$

que para  $T = \frac{1}{f}$ , resulta em

$$\Delta i_L = \frac{V_i \cdot D}{L \cdot f}, \quad (12)$$

no qual,  $D$ , é o ciclo de trabalho e  $f$  é a frequência de chaveamento.

Quando a chave  $Q$  da Figura 7 é aberta, o diodo  $D_{boost}$  torna-se diretamente polarizado (já que a corrente no indutor não pode variar abruptamente) e permite a passagem da corrente para o capacitor. A tensão de saída ( $V_o$ ) é obtida no resistor e pode ser descrita por

$$V_o = \frac{V_i}{1 - D}. \quad (13)$$

A equação 13 demonstra que quanto maior for o ciclo de trabalho, maiores serão os níveis de tensão na saída. Percebe-se ainda que quando o ciclo de trabalho é zero e a chave está aberta, a tensão de saída é igual à tensão de entrada. A partir do momento em que o ciclo de trabalho aumenta, a tensão de saída  $V_o$  aumenta também.

Para obter os parâmetros restantes, deve-se analisar a segunda malha do circuito da Figura 7 para, assim, obter-se a variação da tensão de saída  $\Delta V_o$ , também chamada de *ripple*,

que representa o quanto a tensão de saída oscila em torno da tensão contínua que deveria ser idealmente, conforme

$$\Delta V_o = \frac{V_o \cdot D \cdot T}{R_L \cdot C}, \quad (14)$$

mas,

$$T = \frac{1}{f}, \quad (15)$$

então,

$$\Delta V_o = \frac{D \cdot V_o}{R_L \cdot C \cdot f}. \quad (16)$$

Na equação 14,  $C$  é o valor da capacitância,  $T$  é o período e  $R_L$  é o valor do resistor de carga.

Também é importante para o projeto do conversor, definir os níveis máximos e mínimos da corrente sobre o indutor. Estes valores podem ser obtidos, respectivamente, conforme

$$I_{max} = \frac{V_i}{R_L(1-D)^2} + \frac{V_i \cdot D \cdot T}{2L}, \quad (17)$$

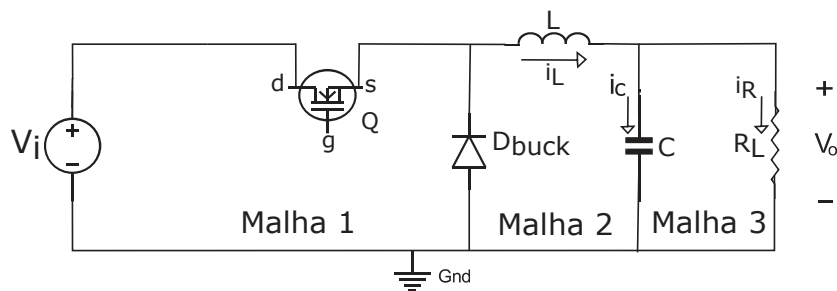
e

$$I_{min} = \frac{V_i}{R_L(1-D)^2} - \frac{V_i \cdot D \cdot T}{2L}. \quad (18)$$

### 2.3 Conversor *buck*

O conversor *buck* também é, um circuito chaveado e permite que em sua saída, obtenha-se um valor de tensão igual ou menor que o valor da tensão de entrada do circuito. A Figura 8 ilustra genericamente um dos circuitos elétricos existentes de conversor *buck*.

Figura 8 – Topologia básica do conversor *buck*.



Fonte: autoria própria.

Sendo  $V_i$  a tensão de alimentação do circuito,  $V_o$  a tensão de saída do circuito, Gnd o terminal de referência elétrica, Q a chave do circuito,  $D_{buck}$  o diodo, C o capacitor de saída, L o indutor,  $R_L$  o resistor de carga e  $i_L$ ,  $i_C$  e  $i_R$  as correntes no indutor, no capacitor e no resistor, respectivamente.

Assim como no conversor *boost*, para o projeto de um conversor *buck*, deve-se definir os valores de variação na corrente do indutor, ciclo de trabalho, variação na tensão de saída e frequência de chaveamento. Para obter estes parâmetros, considera-se o modo de condução contínua (MCC) e analisa-se o comportamento do circuito com a chave fechada e com a chave aberta. As deduções que serão apresentadas a seguir estão contidas em (HART, 2011).

Com a chave Q da Figura 8 aberta, a tensão no diodo  $D_{buck}$  é zero, deixando-o diretamente polarizado e provendo um caminho para a corrente do indutor circular. Assim, o indutor é descarregado no capacitor e no resistor. Já com a chave fechada, o diodo fica reversamente polarizado e sua tensão passa a ser a tensão  $V_i$ , o que carrega o indutor novamente.

Para determinar a tensão de saída do circuito da Figura 8, deve-se analisar a corrente e a tensão do indutor quando a chave está fechada e quando a chave está aberta. Além disso, considera-se que o circuito está operando em modo de condução contínua, no qual, a corrente do indutor é sempre positiva, e que a queda de tensão média no indutor é zero.

A tensão no indutor é dada por

$$V_L = V_i - V_o = L \frac{di_L}{dt}, \quad (19)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L}, \quad (20)$$

no qual,  $L$  é o valor do indutor,  $V_L$  é a tensão no indutor,  $V_i$  é a tensão da fonte de alimentação e  $i_L$  é a corrente no indutor.

Percebe-se que a taxa de variação da corrente do indutor é constante, então o aumento da corrente é linear enquanto a chave está fechada. A variação da corrente no indutor é dada por

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_i - V_o}{L}, \quad (21)$$

que resulta em

$$\Delta i_{L(fechada)} = \frac{V_i - V_o}{L} DT. \quad (22)$$

A equação 22 apresenta a variação da corrente do indutor, parâmetro importante para o projeto de um conversor *buck*. Esta variação é linear e depende da tensão de entrada, do valor da indutância, do período de chaveamento e do ciclo de trabalho.

Quando a chave do circuito da Figura 8 encontra-se aberta, o diodo torna-se diretamente polarizado e conduz a corrente do indutor. A queda de tensão no indutor é dada por

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt}, \quad (23)$$

rearranjando,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L}, \quad (24)$$

como a derivada da corrente no indutor é uma constante negativa, a variação na corrente do indutor com a chave aberta é

$$\Delta i_{L(aberta)} = \frac{-V_o}{L}(1 - D)T. \quad (25)$$

Como fora considerado anteriormente o regime estacionário, deve-se considerar que a corrente no indutor no fim de um ciclo (chave fechada) é a mesma que no começo deste (chave aberta), então

$$\Delta i_{L(fechada)} + \Delta i_{L(aberta)} = 0, \quad (26)$$

e

$$\frac{(V_i - V_o)}{L}DT - \frac{V_o}{L}(1 - D)T = 0, \quad (27)$$

que resolvendo para  $V_o$  resulta em

$$V_o = V_i D. \quad (28)$$

Para determinar as máximas e mínimas correntes no indutor, considera-se que a corrente média no indutor é a mesma que no resistor de carga  $R_L$ , conforme

$$i_L = i_R = \frac{V_o}{R_L} \quad (29)$$

então,

$$\begin{aligned} i_{(max)} &= i_L + \frac{\Delta i_{L(aberta)}}{2} \\ &= \frac{V_o}{R_L} + \frac{1}{2} \left[ \frac{V_o}{R_L} (1 - D)T \right] \end{aligned} \quad (30)$$

$$= V_o \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1-D}{2Lf} \right),$$

e

$$\begin{aligned} i_{(min)} &= i_L - \frac{\Delta i_{L(aberta)}}{2} \\ &= \frac{V_o}{R_L} - \frac{1}{2} \left[ \frac{V_o}{R_L} (1 - D)T \right] \end{aligned} \quad (31)$$

$$= V_o \left( \frac{1}{R_L} - \frac{1-D}{2Lf} \right),$$

sendo  $f = 1/T$ , a frequência de chaveamento.

A análise precedente assume o modo de condução contínua (corrente do indutor sempre maior que zero), porém é possível confirmar se esta condição está sendo respeitada encontrando-

se a indutância mínima que permite que a corrente no indutor seja sempre positiva. Para isto, deve-se considerar a mínima corrente no indutor, conforme

$$\begin{aligned} i_{(min)} = 0 &= V_o \left( \frac{1}{R_L} - \frac{1-D}{2Lf} \right) \\ &= Lf_{(min)} = \frac{(1-D)R_L}{2}, \end{aligned} \quad (32)$$

se a frequência desejada for determinada,

$$L_{(min)} = \frac{(1-D)R_L}{2f}, \quad (33)$$

que é a mínima indutância que permite o modo de condução contínua.

Tendo sido determinado o valor de indutância do indutor do conversor *buck*, pode-se determinar o valor de capacitância do capacitor de saída, conforme

$$C = \frac{1-D}{8L \frac{\Delta V_o}{V_o} f^2}, \quad (34)$$

sendo,  $\frac{\Delta V_o}{V_o}$  a variação máxima desejada para a tensão de saída do conversor *buck*.

## 2.4 Circuitos RC

Capacitores são elementos projetados para armazenar energia em seu campo elétrico (ALEXANDER, 2013). São formados por duas placas condutores separadas por material isolante e sua carga é diretamente proporcional à tensão aplicada sobre ele e à sua capacitância,  $C$ , conforme

$$q = Cv, \quad (35)$$

no qual  $q$  representa a carga armazenada no capacitor e  $v$  a tensão aplicada no capacitor.

Já a corrente no capacitor, que é dada conforme

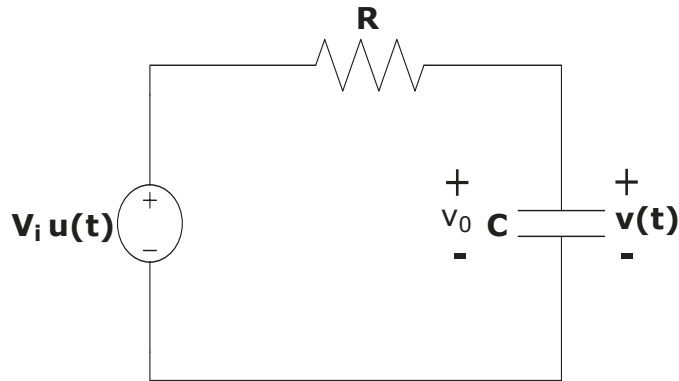
$$i(t) = C \frac{dv}{dt}, \quad (36)$$

é diretamente proporcional à derivada da tensão aplicada a ele e à capacitância.

Outros parâmetros importantes quando trata-se de capacitores são: tempo de carga e descarga, tensão máxima e corrente máxima. Para obtê-los é necessário, primeiramente, que se defina o comportamento do capacitor em um circuito RC série, sendo conectado em determinado momento a uma tensão de entrada. Esta conexão repentina é conhecida como resposta ao degrau e é útil para definir como o capacitor se comporta em regime transiente (tempo em que a tensão do capacitor é elevada de 0 V até cerca de 98% de sua tensão nominal) e em regime estacionário (quando já atingida cerca de 98% da tensão nominal), conforme (ALEXANDER, 2013). Estes parâmetros são fundamentais para o estudo das correntes *inrush* do circuito e, com eles, pode-se calcular as correntes nominais e de pico esperadas, bem como, o tempo necessário para atingir os níveis desejados destas correntes.

A Figura 9 apresenta o circuito RC série. Os símbolos  $R$ ,  $C$ ,  $v_0$ ,  $V_i$ , e  $u(t)$  representam, respectivamente, o resistor, o capacitor, a tensão inicial no capacitor, a tensão da fonte de alimentação e o degrau unitário. O degrau unitário define que a tensão da fonte de alimentação é aplicada quando  $t$ , que é o tempo em segundos, for maior que zero.

Figura 9 – Ilustração do circuito RC série básico.



Fonte: autoria própria.

A partir da análise nodal do circuito e da condição inicial (que é a tensão existente no capacitor antes de se conectar à fonte de alimentação), pode-se obter

$$v(t) = V_i + (v_0 - V_i)e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad t > 0, \quad (37)$$

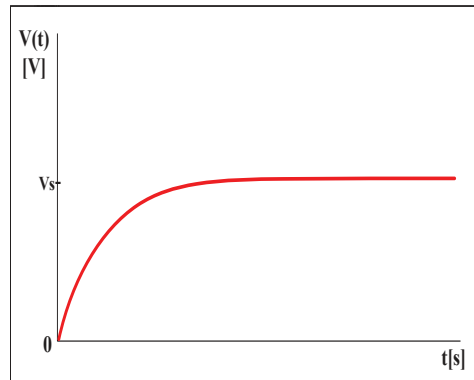
sendo,  $\tau$  a constante de tempo relacionada à carga do capacitor e  $t$ , o tempo. Esta equação descreve a tensão no capacitor e leva em consideração a resposta natural do circuito (energia armazenada no capacitor) e a resposta forçada (relacionada ao acionamento da fonte de alimentação).

Se a condição inicial  $v_0$  for nula, ou seja, se for considerado que o capacitor está inicialmente descarregado, pode-se simplificar a resposta do circuito RC série como:

$$v(t) = (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})V_i, \quad t > 0. \quad (38)$$

A figura 10 apresenta graficamente o comportamento da equação 37, com  $V_i$  sendo a tensão da fonte de alimentação do circuito.

Figura 10 – Função da tensão no capacitor.



Fonte: adaptado de (ALEXANDER, 2013).

A corrente no capacitor é obtida à partir de

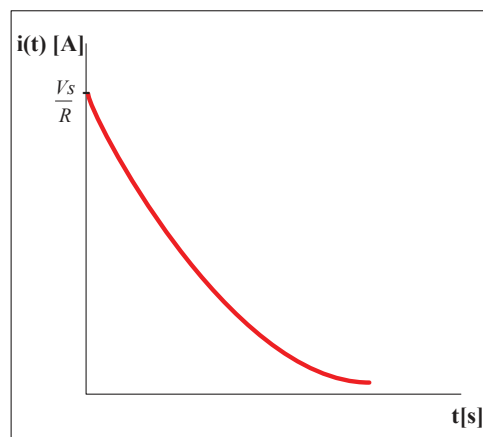
$$i(t) = C \frac{dv}{dt} = \frac{C}{\tau} V_s e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad t > 0, \quad (39)$$

para  $\tau = RC$  temos,

$$i(t) = \frac{V_s}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad t > 0, \quad (40)$$

que também pode ser observada graficamente na Figura 11.

Figura 11 – Função da corrente no capacitor.



Fonte: adaptado de (ALEXANDER, 2013).

A característica exponencial da corrente do capacitor descarregado é o ponto chave da problemática deste trabalho. Observa-se que há um pico elevado de corrente assim que a fonte de alimentação é conectada ao circuito. Este pico de corrente deve ser tratado de forma que a conexão do circuito com a fonte de alimentação resulte em uma transição suave da corrente. Para

isto, antes de conectar o circuito à fonte de alimentação, o capacitor deve ser carregado até que atinja, pelo menos, 90% de sua tensão nominal (WEI, 2016).

## 2.5 Circuitos de pré-carga

A vasta maioria das soluções disponíveis na literatura, se baseia na ideia de aumentar a resistência elétrica no caminho do capacitor a ser carregado. Grande parte dos circuitos disponíveis no mercado, utilizam termistores NTC (*Negative Temperature Coefficient*), ou seja, coeficiente de temperatura negativo, que têm sua resistência diminuída conforme a temperatura aumenta (AMETHERM, 2019).

Para diversas aplicações os termistores NTC resolvem facilmente o problema das correntes *inrush*, pois aumentam consideravelmente a resistência no caminho do capacitor, fazendo com que a corrente seja controlada. O ponto negativo destes circuitos é dado pelo fato de que eles não são capazes de se resfriar rapidamente e voltar ao estado inicial de resistência do termistor, o que prejudicaria sua eficiência em aplicações em que a alimentação é seguidamente ligada e desligada (TDK-EPC, 2013). Nestes casos, a adição de outros circuitos é sugerida.

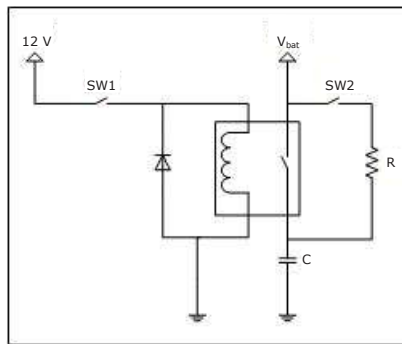
Além dos circuitos com NTC, também estão disponíveis soluções utilizadas em motocicletas elétricas, como mostra a Figura 12, sendo  $V_{bat}$  a tensão da bateria da motocicleta,  $SW_1$  e  $SW_2$  chaves mecânicas, R um resistor e C um capacitor. Estes circuitos utilizam relés mecânicos e chaves para separar o capacitor do circuito e carregá-lo previamente para posterior conexão com a fonte de alimentação (WANG, 2018).

Se o capacitor estiver descarregado e os contatos do relé forem fechados, toda a tensão da bateria será aplicada sobre o capacitor. Isto ocasionará um arco elétrico dentro do relé, que pode causar o derretimento e a soldagem do material de seus contatos. A solução para este problema é carregar o capacitor previamente antes de fechar os contatos do relé. Isto é feito acionando-se  $SW_2$  antes de ativar o relé.  $SW_2$  permite que a tensão da bateria carregue o capacitor até plena carga, por um meio resistor de potência colocado na malha. Quando o capacitor se encontra carregado, pode-se então, ativar  $SW_1$ , que faz com que os contatos do relé se fechem.

A vantagem nesse método é que ele utiliza circuitos simples de serem implementados. Porém, segundo (WEI, 2016), esta não é a melhor solução pois, utiliza componentes mecânicos com pesos e tamanhos elevados e, isto se torna uma característica indesejável. Atualmente, existem diferentes componentes feitos de semicondutores, que realizam a função de chaveamento com mais eficiência e apresentam dimensões reduzidas. Um destes componentes é chamado de relé de estado sólido (*Solid State Relay*, ou SSR), que é um relé compostos por chaves feitas de materiais semicondutores.



Figura 12 – Sistema de pré-carga utilizando contator.

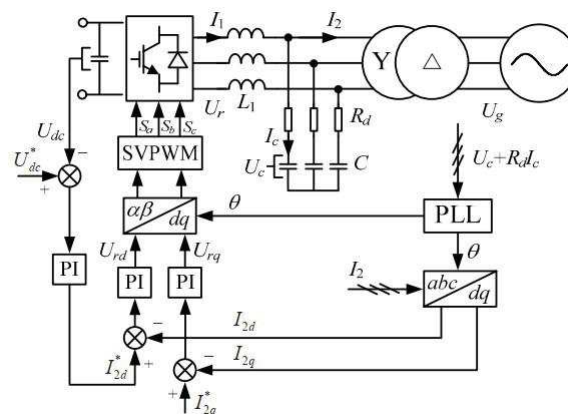


Fonte: adaptado de *Electric Motorcycle Forum*.

Outro método disponível é desenvolvido em (ZHOU, 2015), conforme Figura 13, e se baseia em pré-carga em regime de corrente alternada (CA) feita por estruturas de controle. Toda a etapa de pré-carga e descarga do capacitor de um filtro LCL é realizada por meio de algoritmos de controle. Este método é interessante, pois não adiciona módulos extras ao circuito principal, além das estruturas de controle.

Apesar do foco do autor ser a pré-carga em regime CA, o método sugerido pode ser adaptado para que sejam implementadas estruturas de controle em regime CC. Porém, este método foge do contexto deste trabalho devido a elevada complexidade das estruturas de controle e, portanto, não será utilizado.

Figura 13 – Sistema de pré-carga de filtro LCL.



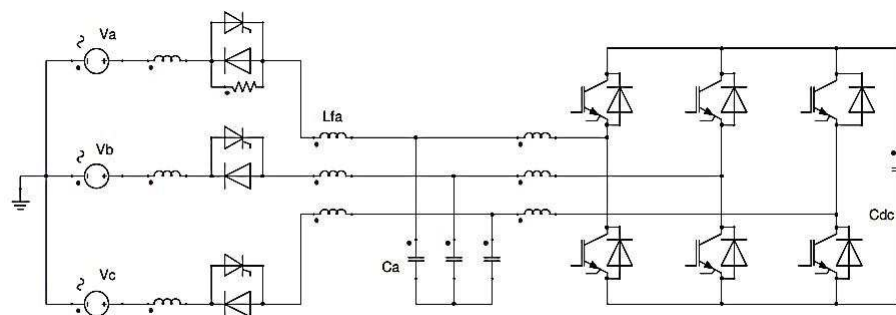
Fonte: (ZHOU, 2015).

Outra solução foi desenvolvida por (WEI, 2016) e é feita através do chaveamento de tiristores de forma controlada para carregar um *link* CC, conforme mostra a Figura 14. Esta solução também é utilizada em (SILVA, 2010) e consiste em um método de pré-carga monofásico, em regime CA.

Inicialmente, todos os tiristores permanecem desligados e os capacitores da fase A do filtro LCL e também o do *link* CC são carregados pelo resistor de pré-carga existente nesta fase. Com isto, a tensão do *link* CC é gradativamente elevada até a tensão de linha da entrada, desta forma a corrente *inrush* se mantém baixa quando o circuito for conectado à fonte de alimentação.

Quando o *link* CC se aproxima de plena carga, são comparadas as tensões trifásicas da entrada umas com as outras, para controlar o acionamento dos tiristores. Quando a tensão da fase A é maior que das outras duas, um sinal de ativação é enviado para disparar todos os SCRs das três fases, conectando o filtro LCL à entrada por meio de dois diodos em anti-paralelo em cada fase.

Figura 14 – Sistema de pré-carga para inversor de frequência.



Fonte: (WEI, 2016).

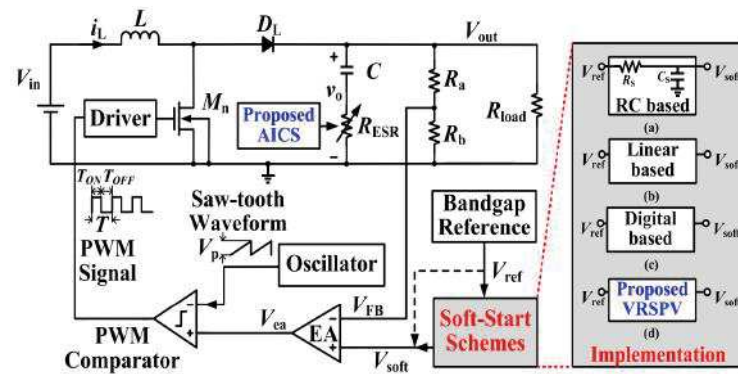
Além dos métodos que já foram citados, existe outro desenvolvido em (FAN, 2016), que utiliza um conversor *boost* e controla a tensão em uma carga. Este método é chamado de *Variable Ramp-slope with Predefined Voltage (VRSPV)*, ou seja, Rampa Variável com Tensão Predefinida e é mostrado na Figura 15. Nele, é empregado um controle chamado de *soft-start* baseado em portas lógicas digitais e circuitos analógicos, que controlam o chaveamento do conversor e fazem com que sua tensão de saída seja uma rampa de tensão suave, que possibilita a atenuação de sobrecorrentes.

Para realizar o controle do chaveamento do conversor *boost*, foram utilizados circuitos geradores de modulação por largura de pulsos (*Pulse Width Modulation*, ou PWM) baseados em amplificadores operacionais e não foi empregado qualquer microcontrolador. Este fato diferencia o trabalho de Fan da maioria apresentada até então.

O método de Shiquan Fan, consiste em comparar um sinal de tensão,  $V_{soft}$ , com a tensão de realimentação,  $V_{fb}$ , e amplificar a diferença entre eles, para em seguida, comparar o resultado dessa diferença com uma onda dente de serra e gerar um sinal de PWM, que controla o chaveamento do conversor. O autor propõe uma forma para gerar  $V_{soft}$  de modo que este seja uma rampa variável, conforme mostra a Figura 16, para que as oscilações de correntes e tensões sejam controladas e também para prevenir que o conversor entre em modo de condução descontínua (quando a corrente do indutor poder ser nula ou negativa).

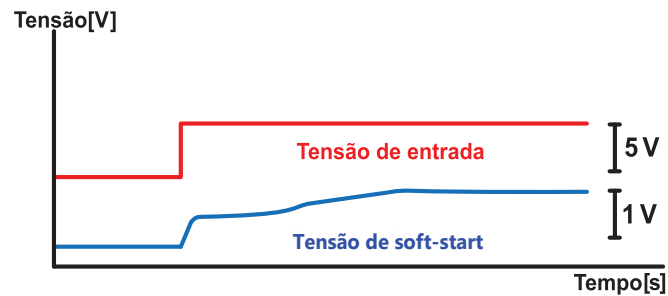
Diferentes tipos de circuitos podem ser utilizados para gerar a tensão  $V_{soft}$ . Estes circuitos podem ser do tipo RC, podem ser circuitos lineares, outros conversores, ou ainda circuitos digitais. A comparação dos resultados obtidos pelos circuitos RC, linear, digital e VRSPV é apresentada na Tabela 2 e, segundo o autor todos eles controlam adequadamente a tensão de saída do conversor, porém, o que possui melhor estabilidade é o método VRSPV proposto.

Figura 15 – Circuito de pré-carga VRSPV.



Fonte: (FAN, 2016).

Figura 16 – Tensão em rampa variável (*soft-start*)



Fonte: adaptado de (FAN, 2016).

Tabela 1 – Comparação entre as estratégias *soft-start*.

Método	Modo de condução descontínua	Queda de tensão na saída	Corrente <i>inrush</i> (A)	Tempo de assentamento (ms)
RC	Sim	Sim	3,0	2,2
Linear	Sim	Sim	2,4	2,8
Digital	Sim	Sim	2,6	2,7
VRSPV	Não	Não	1,25	1,7

Fonte: adaptado de (FAN, 2016).

### 3 Materiais e métodos

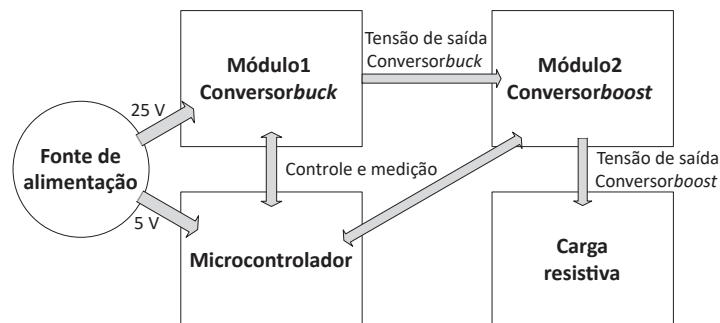
Este capítulo apresenta os métodos e estratégias utilizados para o desenvolvimento do sistema de pré-carga de capacitores, bem como, seu funcionamento. Serão apresentados os componentes eletrônicos selecionados para compor o sistema, os materiais utilizados na confecção dos módulos e os custos envolvidos.

#### 3.1 Método de *soft-start* com conversor *buck*

O sistema desenvolvido é formado por dois módulos, sendo eles: um conversor *buck*, responsável pela pré-carga em si e um conversor *boost* utilizado como circuitos de testes para a pré-carga. Os módulos são interligados de forma que o módulo do conversor *buck* funcione como fonte de alimentação para o módulo do conversor *boost*. O controle dos ciclos de trabalho do chaveamento dos conversores é feito via microcontrolador. O diagrama ilustrativo do sistema é apresentado na Figura 17.

As medidas de tensões e correntes realizadas nos módulos do sistema foram tomadas por meio de um multímetro digital, de um osciloscópio digital e por um amperímetro contido na fonte variável utilizada na bancada. Os resultados obtidos, por meio das medidas tomadas, serão apresentados na seção Resultados.

Figura 17 – Diagrama ilustrativo do sistema de pré-carga desenvolvido.



Fonte: autoria própria.

O funcionamento do sistema baseia-se em, num momento inicial, manter o ciclo de trabalho do conversor *buck* em 10 %, para que em sua saída haja uma tensão de 2,5 V (dez vezes menor que a tensão de alimentação). Em seguida, o microcontrolador aumenta automaticamente o ciclo de trabalho, de 1 % em 1 %, até atingir o máximo de 80%, gerando uma rampa de tensão na entrada do conversor *boost*, com amplitude máxima de 20 V. Este processo toma cerca de 10 s para ser finalizado.

Até que o conversor *buck* gere 20 V de saída, o chaveamento do conversor *boost* permanece desligado. Assim, a tensão de saída do conversor *boost* é somente uma cópia da

tensão em sua entrada. Como a tensão de alimentação é feita em rampa, o capacitor de saída do conversor *boost* é carregado gradativamente, o que evita uma maior corrente de pico (conforme demonstra a equação 39) pois, a variação de tensão no capacitor de saída é lenta.

### 3.2 Dimensionamento e seleção dos componentes do conversor *buck*

Dispondo das equações que modelam o comportamento do conversor *buck* (equações 28, 33 e 34), realizou-se o projeto visando obter um circuito que trabalhasse com 22 kHz de frequência de chaveamento para evitar ruídos audíveis gerados pelo *driver* dos MOSFETs dos módulos 1 e 2, quando operando em frequências abaixo de 20 kHz. O circuito deveria também, trabalhar com ciclo de trabalho entre 10% e 80% e com corrente de saída máxima de 0,6 A. Além disso, considerou-se a variação na corrente do indutor como sendo 20 % e o *ripple* máximo na tensão de saída como sendo 10 %.

Para o projeto do indutor do conversor *buck*, deve-se obter a indutância mínima que mantenha o conversor em modo de condução contínua (HART, 2011), conforme equação 33. Tomando o valor obtido, é comum considerar uma margem de 30 % a mais para que se garanta o modo de condução contínua. Já o capacitor, deve ser projetado de forma que consiga manter a ondulação na tensão de saída conforme os requisitos de projeto. Também deve-se escolher um capacitor que apresente baixa resistência parasita e que suporte a tensão de pico da saída (HART, 2011).

A capacitância necessária para que se mantenha controlada a ondulação na tensão de saída em 10% é dada conforme a equação 34. Também para o capacitor, é comum que se considere uma margem de 30 % a mais para o valor de capacitância, de modo que se garanta uma baixa variação na tensão de saída do conversor.

O resistor de saída de um conversor *buck* tem como objetivo permitir a circulação da corrente de descarga do capacitor, quando o conversor não apresenta carga conectada a ele. Isto impede que o capacitor carregue ilimitadamente até sua ruptura. Para seu projeto, deve-se considerar a potência de saída (HART, 2011), conforme

$$P_o = \frac{V_o^2}{R}, \quad (41)$$

sendo  $P_o$  a potência de saída do conversor,  $V_o$  a tensão de saída do conversor e  $R$  o valor de resistência do resistor de saída.

Para realizar a seleção da chave semicondutora do circuito, deve-se levar em consideração a corrente eficaz, ou RMS (*Root Mean Square*), que circula entre dreno e fonte e a máxima tensão direta (BARBI, 2000). A máxima tensão direta pode ser obtida conforme

$$V_{t(max)} = V_{i(min)} \cdot \frac{1}{1 - D_{(min)}}, \quad (42)$$

sendo,  $D_{(min)}$  o mínimo ciclo de trabalho.

Dispondo dos requisitos mínimos, foi escolhido o transistor MOSFET IRF840 como chave do conversor. As principais características deste MOSFET são apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Principais características do transistor MOSFET IRF840.

Parâmetro	Limite máximo
Tensão dreno-fonte	500 V
Corrente contínua de dreno	8 A
Resistência dreno-fonte em condução	0,85 $\Omega$
Tempo de recuperação reversa	460 ns

Fonte: adaptado de (VISHAY, 2016).

Para se determinar o modelo do diodo para o conversor *buck*, deve-se levar em conta as seguintes características: corrente média direta, tensão de pico reversa ( $V_{rrm}$ ) e tempo de recuperação reversa ( $t_{rr}$ ) (BARBI, 2000).

A corrente média do diodo ( $I_{Favg}$ ) pode ser calculada da seguinte forma:

$$I_{Favg} = 2I_{Lavg}, \quad (43)$$

sendo  $I_{Lavg}$  a corrente média no indutor.

A tensão média reversa do diodo pode ser calculada da seguinte forma:

$$V_{rrm} = 1,5V_i \quad (44)$$

Dispondo dos requisitos mínimos encontrados, o diodo MUR860 foi escolhido para o conversor *buck*. Este diodo é do tipo ultrarrápido e suas principais características são apresentadas pela Tabela 3

Tabela 3 – Principais características do diodo MUR860.

Parâmetro	Limite máximo
Corrente média direta	8 A
Tensão de pico reversa	600 V
Tempo de recuperação reversa	50 ns

Fonte: adaptado de (ON, 2014).

### 3.2.1 Componentes selecionados para o conversor *buck*

A tabela 4 apresenta os valores dos componentes obtidos no dimensionamento do conversor *buck*. Estes componentes, foram também simulados para verificar a concordância entre os valores dimensionados e os valores de tensão e corrente esperados. As análises realizadas em simulador serão apresentadas na seção Resultados.

Tabela 4 – Valores dimensionados dos componentes do conversor *buck*

Componente	Valor ou modelo
Indutor	1,5 mH
Capacitor	100 $\mu$ F
Resistor de saída	50 $\Omega$
Diodo	MUR860
Chave semicondutora	MOSFET IRF840

Fonte: autoria própria.

### 3.2.2 Microcontrolador ATmega328p da Microchip

Para o trabalho, buscou-se selecionar um dispositivo difundido no mercado. Portanto, optou-se por utilizar o microcontrolador ATmega328p da Microchip para realizar o controle dos módulos do sistema. Este microcontrolador possui 23 entradas e saídas digitais, conversor analógico-digital (conversor A/D) de 10 bits, seis canais para modulação por largura de pulsos (PWM) e trabalha com *clock* de até 20 MHz (MICROCHIP, 2018). No total, foram utilizadas 15 portas de entrada e saída e mais 7 portas utilizadas para conectar o microcontrolador as alimentações e referências elétricas necessárias.

O microcontrolador ATmega328p é capaz de gerar sinais de PWM com frequência padrão de 900 Hz, porém modificando valores em alguns registradores internos é possível configurar os *timers* para gerar sinais com frequências muito maiores, como as requeridas para controlar os conversores. Além disso, é possível utilizar mais de um *timer* e gerar duas saídas com frequências diferentes. No caso deste trabalho, foram utilizadas as frequências de 22 kHz (conforme seção 3.2) e 160 kHz (frequência utilizada no conversor *boost* de (BITENCOURT, 2019)).

O conversor A/D do microcontrolador foi utilizado para realizar as leituras dos valores de tensões de saída dos conversores *buck* e *boost*. Este conversor possui 10 bits, que significa que os valores convertidos vão de 0 a 1023. Com isso, cada medida convertida representa 0,0049 V. Já que o divisor resistivo utilizado para medição, reduz a tensão de saída para um valor de até 5 V.

### 3.2.3 Circuito *driver* das chaves semicondutoras

O *driver*, é um circuito elétrico controlado por PWM e é utilizado para ligar e desligar chaves semicondutoras rapidamente. Além disso, o *driver* fornece proteção em caso de surtos, para o circuito que o controla, que pode ser um microcontrolador.

Com o objetivo de facilitar o trabalho e, também, para aproveitar a disponibilidade do dispositivo, foi escolhido como *driver* para o projeto do conversor *buck*, o circuito integrado IR2110. Este circuito, é excitado por um sinal modulado por largura de pulsos gerado pelo microcontrolador e aplica em suas saídas um sinal de tensão entre 10 e 20 V também modulado por largura de pulsos, com corrente de até 2 A. Além disso, o IR2110 tem a capacidade de

controlar independentemente um dispositivo *high-side* e um *low-side* ao mesmo tempo, o que é bastante conveniente em um sistema com mais de um conversor CC-CC operante.

### 3.3 Controle da tensão de saída do conversor *buck*

De modo a amostrar a tensão de saída do conversor *buck*, pelo conversor A/D do microcontrolador, foi adicionado um divisor de tensão resistivo na saída do conversor (Figura 18). Este divisor resistivo limita a tensão de saída para um nível de 0 a 5 V. Este sinal é enviado ao conversor A/D, que traduz o valor de tensão analógico em uma sequência de 10 bits a ser tratada digitalmente. O divisor resistivo é necessário pois, segundo o fabricante, as entradas do conversor A/D do microcontrolador ATmega 328p podem receber tensões de até, no máximo, 5 V sem serem danificadas.

O equacionamento do divisor resistivo se dá da seguinte maneira:

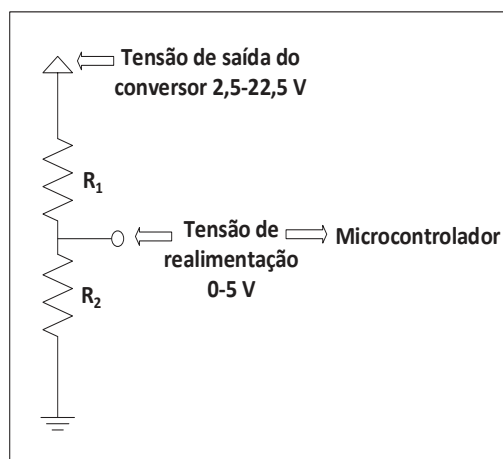
$$V_F = \frac{V_o \cdot R_2}{R_1 + R_2}, \quad (45)$$

sendo  $V_F$ , a tensão de realimentação enviada ao conversor A/D e  $V_o$  a tensão de saída do conversor *buck*.

Os valores adotados para o divisor resistivo foram de  $50 \text{ k}\Omega$  para  $R_1$ , de  $10 \text{ k}\Omega$  para  $R_2$  e de 30 V para  $V_o$ . Os 30 V referem-se aos 20 V de saída do conversor *buck*, somados com uma margem de segurança para impedir que em um possível surto, a tensão na entrada do conversor A/D passe de 5 V.

Tendo amostrado a tensão de saída, o microcontrolador tem a função de compará-la com uma tensão de referência e, em seguida, ajustar o ciclo de trabalho das saídas PWM que controlam o *driver* do MOSFET. Assim, o conversor *buck* tem sua saída variada entre 2,5 V e 20 V, para 10 % e 80 % de ciclo de trabalho, respectivamente.

Figura 18 – Divisor resistivo utilizado para medição de tensão na saída do conversor *buck*

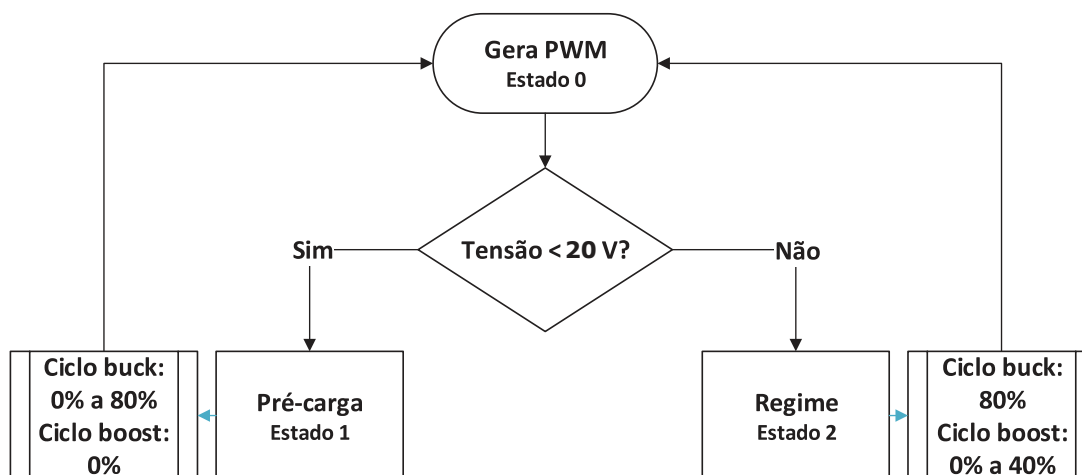


Fonte: autoria própria.



Para melhor compreensão de como funciona o controle da tensão de saída do conversor *buck*, a partir da comparação com uma tensão de referência, a Figura 19 apresenta com mais detalhes a estratégia implementada com o microcontrolador.

Figura 19 – Fluxograma de funcionamento do controle do sistema.



Fonte: autoria própria.

Em uma rotina principal, representada pelo Estado 0, o microcontrolador gera as ondas de PWM para controlar o *driver* dos MOSFETs. Enquanto as ondas são geradas, as condições que controlam os estados do sistema são constantemente verificadas. Se a tensão de saída do conversor *boost* for menor que 20 V, considera-se que o capacitor está descarregado e, portanto, o sistema necessita de pré-carga, então, é ativado o Estado 1.

No Estado 1, o microcontrolador varia o ciclo de trabalho do conversor *buck* de 0 a 80 %, enquanto o ciclo de trabalho do conversor *boost* é mantido em 0 %, ou seja, a chave permanece aberta e toda a tensão recebida na entrada do conversor é refletida para o capacitor, carregando-o. O capacitor é alimentado com a tensão de entrada do conversor até atingir 20 V e, então, o sistema passa para o Estado 2, relacionado ao regime estacionário.

No Estado 2, o conversor *boost* não necessita mais de pré-carga pois, o capacitor já apresenta tensão igual a tensão da entrada do circuito. Com isto, o conversor *boost* pode trabalhar normalmente e seu ciclo de trabalho é, então, variado de 0 % a 40 % por padrão.

### 3.4 Análise da máxima dissipação de potência do MOSFET IRF840 e do diodo MUR860 no conversor *buck*

Circuitos reguladores de tensão, chaves e diodos costumam dissipar calor quando em funcionamento. Em alguns casos, estes dispositivos podem necessitar de dissipadores adicionais fixados em seus encapsulamentos para evitar que os mesmos queimem (RASHID, 2014).

Para projetar os dissipadores de calor, deve-se analisar as informações disponibilizadas, pelo fabricante de cada dispositivo, sobre seus comportamentos térmicos e verificar se o

encapsulamento é capaz de dissipar a potência necessária por si só.

As principais informações que devem ser analisadas são: resistência térmica entre junção e cápsula ( $R_{jc}$ ), resistência térmica entre componente e dissipador ( $R_{cd}$ ), resistência térmica entre dissipador e ambiente ( $R_{da}$ ), temperatura da junção ( $T_j$ ), temperatura ambiente ( $T_A$ ) e a potência dissipada pelo dispositivo ( $P_S$ ) (BARBI, 2000). Dispondo destas informações, verifica-se se a potência dissipada pelo dispositivo é maior que a a potência que o encapsulamento pode dissipar por si só. Se for, basta que se escolha um dissipador de calor feito de material e tamanhos condizentes com a potência a ser dissipada.

De modo a verificar a potência dissipada pela chave semicondutora e pelo diodo do conversor *buck*, considerou-se os valores de corrente eficaz e de corrente média no conversor, que foram determinados na etapa de dimensionamentos. A corrente eficaz determinada foi 601 mA e a corrente média foi 600 mA.

A potência dissipada pelo MOSFET do conversor é dada conforme

$$P_S = V_T \cdot I_{avg} + R_{on} \cdot I_{rms}^2, \quad (46)$$

sendo,  $V_T$  a queda de tensão no diodo de corpo do MOSFET,  $I_{avg}$  a corrente média entre dreno e fonte,  $R_{on}$  a resistência do MOSFET em condução e  $I_{rms}$  a corrente eficaz entre dreno e fonte (BARBI, 2000). Portanto, o valor de potência dissipada pelo MOSFET é

$$P_S = 2.0,6 + 0,85 \cdot 0,601^2 = 1,507 \text{ W}, \quad (47)$$

que demonstra não ser necessária a adição de dissipador de calor para este componente pois, segundo o fabricante a capacidade máxima de dissipação do IRF840 é de 125 W.

Para o diodo do conversor, são consideradas as mesmas correntes do MOSFET e, portanto, a potência dissipada pelo diodo MUR860 vale

$$P_S = V_i \cdot I_{rms} = 25 \cdot 0,601 = 15,025 \text{ W}, \quad (48)$$

sendo,  $V_i$  a tensão máxima de alimentação do circuito. Este valor, também indica que não é necessário adicionar um dissipador de calor ao diodo pois, segundo o fabricante, o dispositivo pode dissipar até 75 W.

### 3.5 Conversor *boost* para teste e validação do método de pré-carga

De a modo simular uma interface de potência conectada a um barramento CC, utilizou-se para validação do método de pré-carga, um conversor *boost*, já que este tipo de conversor necessita de capacitores de filtragem que, em geral, armazenam cargas elevadas. Este conversor foi desenvolvido anteriormente, pelo acadêmico Alexandre Bitencourt do curso de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal (UTFPR) *campus* Toledo.

### 3.5.1 Características do conversor *boost*

A partir do projeto e dimensionamento apresentados em (BITENCOURT, 2019), uma nova placa de circuito impresso foi montada, utilizando-se os componentes que mais se aproximaram dos valores originais. Porém, algumas modificações foram feitas para se adequar ao material disponível e também, para que o circuito de pré-carga fosse testado com diferentes combinações de capacitores. A Tabela 5 apresenta as características do conversor original e as compara com as características dos componentes utilizados no novo circuito.

Tabela 5 – Principais características do conversor *boost* utilizado para verificação de eficácia do método de pré-carga escolhido.

Parâmetro	Valor ou modelo original	Valor ou modelo adaptado
Indutor	6,85 mH	7,75 mH
Capacitor	560 $\mu$ F	680 $\mu$ F
Chave (MOSFET)	IRF840	IRF840
Diodo	MUR860	MUR860
Tensão de entrada	20 V	22,5 V
Máxima tensão de saída	100 V	112,5 V
Carga resistiva	250 $\Omega$	235 $\Omega$
Frequência sinal PWM	160 kHz	160 kHz
Ciclo de trabalho mínimo	5 %	0 %
Ciclo de trabalho máximo	80 %	80 %

Fonte: adaptado de (BITENCOURT, 2019).

Em relação aos valores alterados do conversor original, como os valores de indutância, capacitância e tensão de alimentação, estes representam alterações muito baixas nos valores de correntes mínimas e máximas do conversor e, portanto, não interferem nas análises realizadas, conforme demonstra a tabela 6.

Tabela 6 – Comparação entre os valores originais e os valores alterados das correntes máximas e mínimas do conversor *boost*

Variável	Valor original [mA]	Valor alterado [mA]
Corrente máxima	324,1	364,1
Corrente mínima	315,4	355,5

Fonte: autoria própria.

Quanto aos ciclos de trabalho, não é possível obter valores maiores que 80 %, pois a tensão gerada na saída do conversor *boost* comprometeria os componentes do circuito.

### 3.5.2 Controle da corrente no indutor e da tensão de saída do conversor

Com o conversor *buck* controlando a tensão de alimentação do conversor *boost*, pode-se também limitar a corrente no indutor deste, limitando a corrente de saída do *buck*. Para tal, no

dimensionamento do conversor *buck* adotou-se a corrente de 600 mA, de modo que mesmo com o maior ciclo de trabalho, a corrente não passe deste valor. Este fato será apresentado no capítulo de resultados.

Para o controle da tensão de saída, foi implementado um divisor resistivo para limitar a tensão lida pelo conversor A/D em 5 V, assim como no conversor *buck*. Os valores adotados para o divisor resistivo da saída do conversor *boost*, de acordo com a equação 45, foram de  $240\text{ k}\Omega$  para  $R_1$ , de  $10\text{ k}\Omega$  para  $R_2$  e de 125 V para  $V_o$ . Os 125 V referem-se aos 100 V de saída do conversor *boost* para ciclo de trabalho de 80 %, somados com uma margem de segurança.

Por meio da tensão lida pelo conversor A/D, o microcontrolador ajusta os ciclos de trabalho e controla a tensão de saída. Vale ressaltar que, mesmo que o capacitor se descarregue por algum motivo, o sistema se estabiliza e volta a carregá-lo caso necessário.

### 3.6 Lista de materiais utilizados

A tabela 7 apresenta a relação dos componentes eletrônicos utilizados para a confecção dos circuitos do sistema de pré-carga, bem como, os valores gastos.

Tabela 7 – Lista de componentes utilizados e valores gastos para confecção dos módulos do sistema de pré-carga.

Item	Quantidade	Valor total (R\$)
Microcontrolador ATmega328p	1	25,00
Diodo 1N4937	4	4,00
Diodo Zener 1N4733	2	2,80
Diodo MUR860	3	10,50
Barra de pinos machos	2	4,00
Resistores em geral	20	9,10
Capacitores em geral	14	16,40
Bornes	5	7,50
Gravador USB AVR ASP	1	27,00
Jumpers	10	5,00
Chave de toque	4	3,00
MOSFET IRF840	3	19,50
Estanho	1	10,00
Display LCD 16x2	1	16,00
Soquetes DIP	5	10,00
Fluxo de solda 1mL	1	11,00
Cristal 16MHz	1	2,50
CI LM358	1	1,50
Placa de cobre perfurada	4	25,00
<b>Total:</b>		<b>209,80</b>

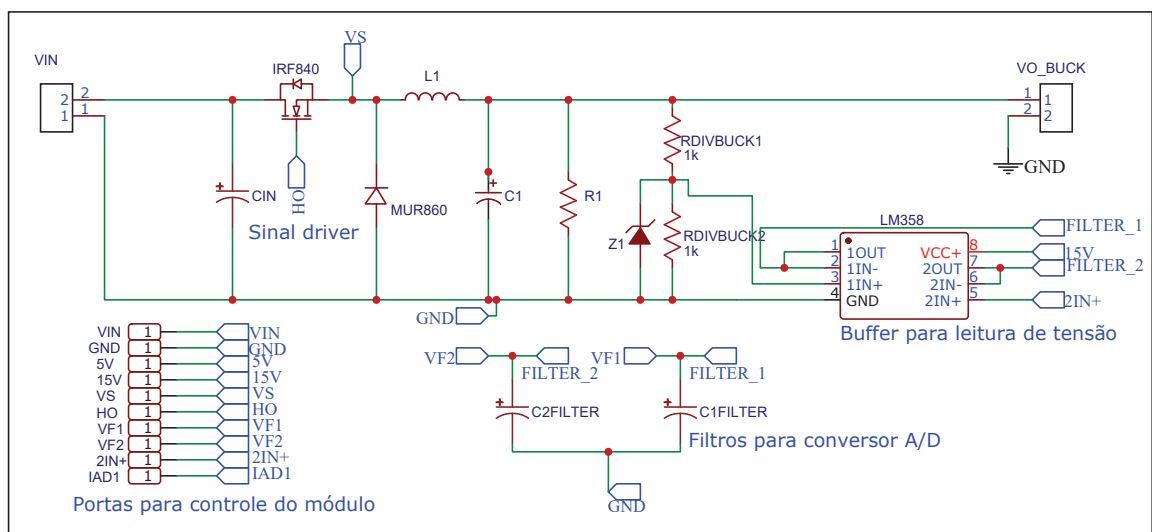
## 4 Resultados

Esta seção apresenta os resultados obtidos nos testes realizados em simulador e em bancada com os módulos do conversor *buck* e do conversor *boost* conectados entre si e os principais pontos observados durante a execução dos experimentos.

### 4.1 Simulação do conversor *buck*

Para validar os valores projetados para os componentes do conversor *buck* e a concordância entre eles e os requisitos mínimos de tensão e corrente, o conversor foi simulado em *software*. A Figura 20 apresenta o esquema elétrico do conversor *buck*.

Figura 20 – Esquema elétrico do conversor *buck* simulado.



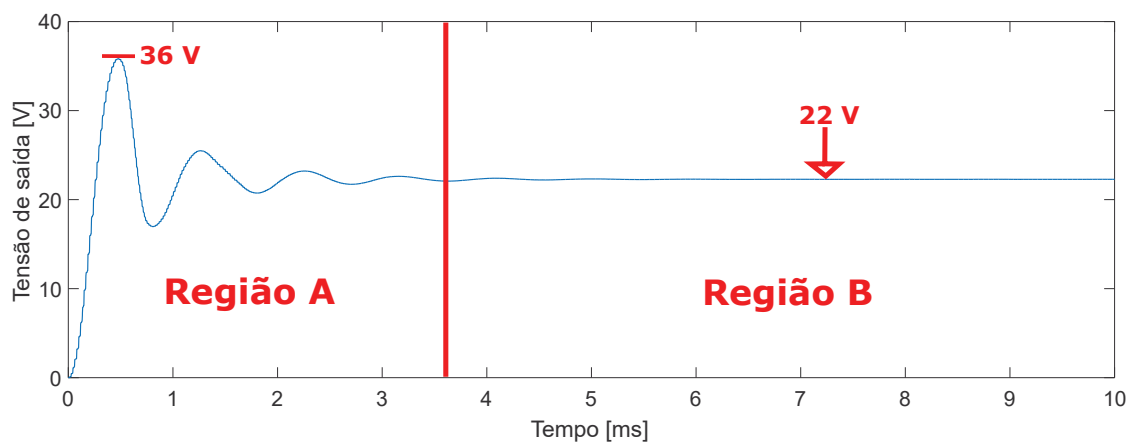
Fonte: autoria própria.

Observa-se, além do conversor *buck*, outros elementos utilizados no circuito do módulo completo, como:

- Diodo Zener com a função de impedir que a tensão do divisor resistivo ultrapasse 5 V em casos de surtos de tensão;
- LM358 conectado como *buffer*, para isolamento entre o circuito do conversor A/D e do conversor *buck*;
- Capacitores de filtragem para os sinais que entram no conversor A/D;
- Pinos para conexão entre os módulos.

A Figura 21, apresenta o gráfico da tensão de saída do conversor *buck*. A tensão de alimentação utilizada foi de 25 V e o ciclo de trabalho foi de 90%.

Figura 21 – Simulação da tensão de saída do conversor *buck* para carga de  $40\ \Omega$  e 90 % de ciclo de trabalho. Região A: regime transitório. Região B: regime estacionário.

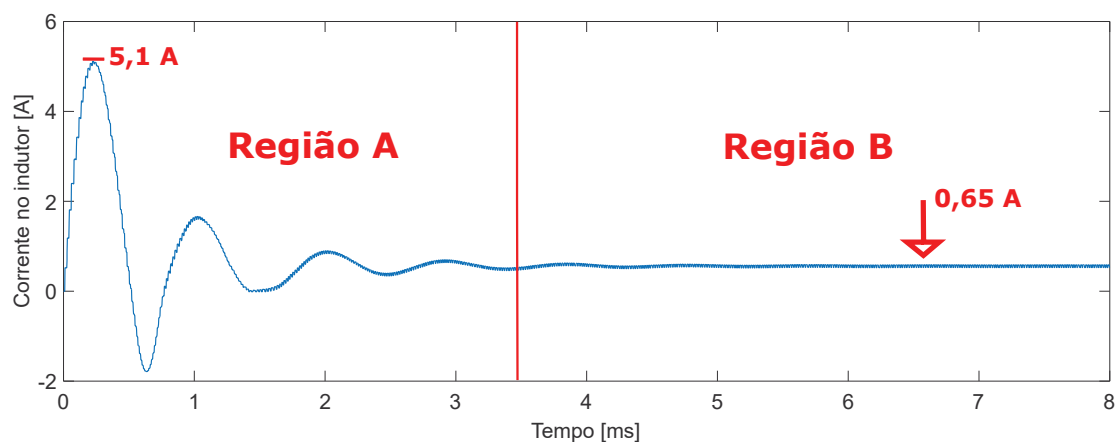


Fonte: autoria própria.

Observa-se que a tensão de saída oscila no regime transitório (Região A), atingindo 36 V de amplitude. Este fato deve-se ao capacitor de saída ter baixa capacitância (capacitor simulado de  $100\ \mu\text{F}$ ) e pelo capacitor estar descarregado no momento em que a fonte de alimentação é ligada. Após 3,5 ms, a tensão de saída do conversor *buck* atinge o regime estacionário com 22 V (Região B), conforme projetado.

Também foi simulada a corrente no indutor, para verificar se o conversor supre a corrente requerida. A Figura 22 apresenta o gráfico da corrente no indutor do conversor.

Figura 22 – Simulação da corrente no indutor do conversor *buck* para carga de  $40\ \Omega$  e 80 % de ciclo de trabalho. Região A: *Inrush* no regime transitório. Região B: regime estacionário.



Fonte: autoria própria.

A corrente no indutor atinge, no regime transitório, um pico de cerca de 5,1 A e oscila

até 3,5 ms (Região A). Este fato se deve ao capacitor se encontrar descarregado no momento em que a fonte de alimentação é ligada. Após 3,5 ms a corrente no indutor tende a estabilizar em 650 mA no regime estacionário (Região B). Estes valores estão de acordo com o esperado, podendo ser alterados conforme a carga resistiva é alterada. Quanto maior for a carga resistiva, menor será a corrente no indutor.

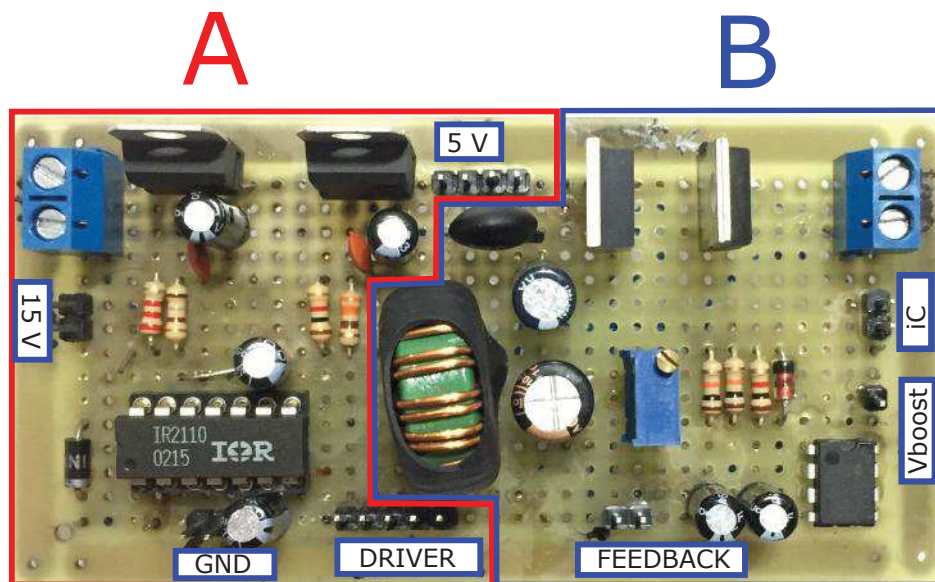
#### 4.2 Implementação do conversor *buck* e testes em bancada

A Figura 23 apresenta o protótipo do módulo de alimentações e do conversor *buck*, dividido em duas seções e montado em placa perfurada. O módulo de alimentações (lado A) é constituído por dois reguladores de tensão LM317, que são responsáveis por gerar as tensões necessárias para alimentar os circuitos integrados de todos os módulos. Um dos reguladores tem a função de gerar a tensão de 5 V, utilizada pelo microcontrolador e pelo *display* LCD. O outro regulador tem a função de gerar a tensão de 15 V, utilizada pelo *driver* do MOSFET IRF840 e pelo amplificador operacional LM358.

O módulo do conversor *buck* (lado B), é responsável por gerar a tensão de saída variável que realiza a partida suave do módulo de testes, que é um conversor *boost*.

Para melhor compreensão, cada pino de conexão entre os módulos foi legendado. As funções destes pinos são as seguintes:

Figura 23 – A: Circuito de alimentação e *driver*. B: conversor *buck*.



Fonte: autoria própria.

- iC: pinos para conexão com o sensor de corrente ACS712;
- 5 V: pinos de alimentação em 5 V para o microcontrolador e para o *display* LCD do módulo de interface homem-máquina;



- 15 V: pinos de alimentação em 15 V para alimentação do *driver* e do amplificador operacional;
- Vboost: pino para receber do módulo de testes o sinal de tensão de saída;
- GND: pinos para conexão dos módulos com o terra;
- DRIVER: pinos para conexão dos sinais do microcontrolador para controle do *driver*;
- FEEDBACK: pinos para enviar ao microcontrolador os valores das tensões de saída do conversor *buck* e do conversor *boost*.

Para verificar a funcionalidade do conversor *buck* na prática, manteve-se a tensão de alimentação fixa em 25 V e variou-se o ciclo de trabalho, a fim de medir a tensão obtida na saída. Este teste simula a estratégia principal para controle da tensão de entrada do módulo de testes quando este for conectado ao conversor *buck*, conforme apresentado na seção 3.1. Utilizou-se neste teste, uma resistência de saída com valor de 50  $\Omega$ , pouco maior que a projetada, devido à não disponibilidade de resistores de maior potência com o valor idêntico ao dimensionado. Os valores de tensão e de corrente medidos podem ser observados na tabela 8.

Tabela 8 – Tensões de saída e correntes no indutor do conversor *buck*, medidas para carga de 50  $\Omega$ , tensão fixa e ciclo de trabalho variável.

Tensão de entrada [V]	Ciclo de trabalho [%]	Tensão de saída [V]	Corrente no conversor [A]
25	10	2	0,11
25	20	7,6	0,21
25	30	12,6	0,32
25	40	15,5	0,41
25	50	17,4	0,44
25	60	18,8	0,48
25	70	19,8	0,51
25	80	20,6	0,53

Fonte: autoria própria.

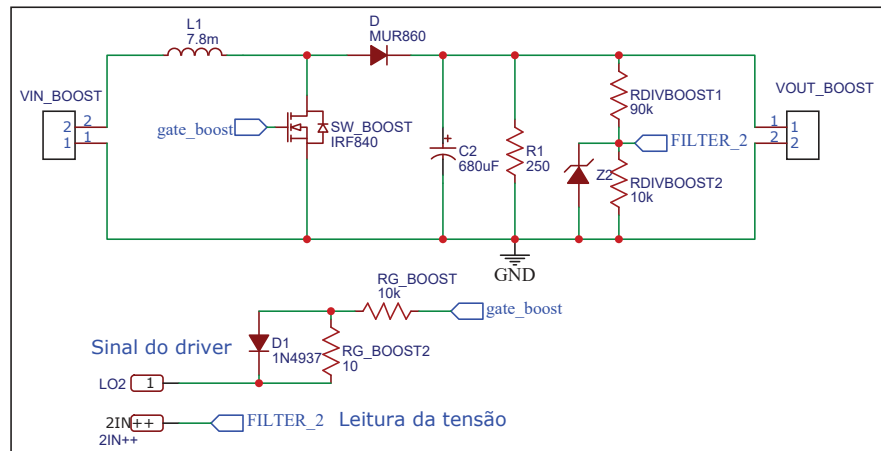
Pode-se observar que, o conversor *buck* funciona muito semelhantemente ao que se esperava pelos valores projetados, apenas com pequenas alterações nos valores de tensão de saída e de corrente, devido aos erros implícitos nos valores dos componentes eletrônicos e dos instrumentos de medição.

#### 4.3 Simulação do conversor *boost*

Para verificar a concordância do circuito dos valores de componentes projetados com os requisitos de tensão e corrente, o conversor *boost* foi simulado em *software*. A Figura 24 mostra o esquema elétrico do conversor *boost* simulado. Neste circuito elétrico, também foi utilizado um diodo zener para impedir que a tensão do divisor resistivo ultrapasse 5 V, de modo a proteger a entrada do conversor A/D.



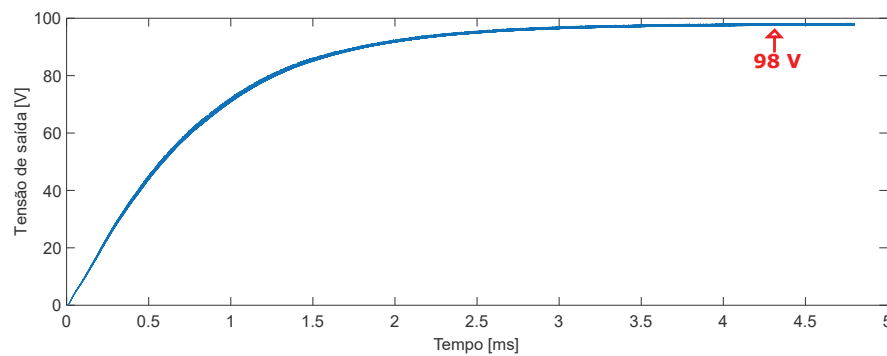
Figura 24 – Esquema elétrico do conversor *boost* simulado.



Fonte: autoria própria.

A Figura 25, apresenta o gráfico da tensão de saída do conversor. A tensão de alimentação utilizada foi de 22,5 V e o ciclo de trabalho foi de 80 %.

Figura 25 – Simulação da tensão de saída do conversor *boost* para carga de 235  $\Omega$  e 80 % de ciclo de trabalho.



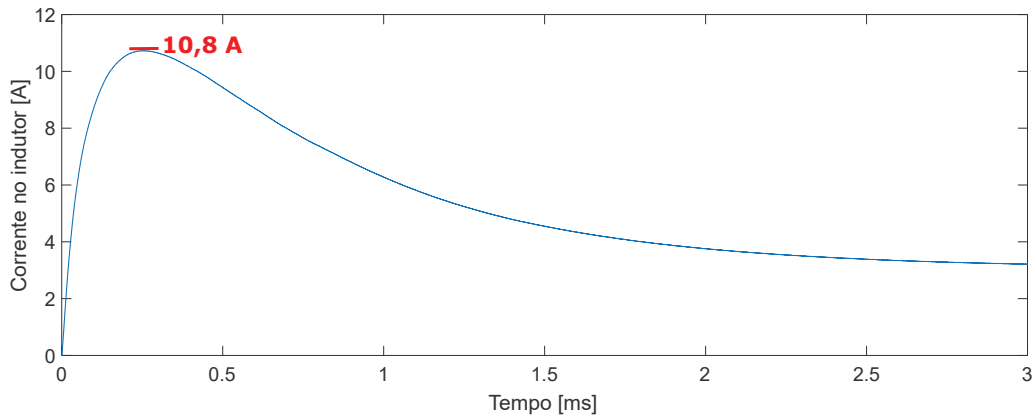
Fonte: autoria própria.

Percebe-se que, a tensão de saída do conversor tende a estabilizar próxima de 100 V, pouco abaixo do valor esperado, porém dentro do necessário para executar o sistema real. Portanto, considera-se que o conversor funciona conforme deveria utilizando-se os componentes apresentados na tabela 5.

Também foi simulada a corrente do indutor do conversor *boost*, para verificar a amplitude da corrente *inrush* quando aplicado um degrau na entrada de alimentação. Conforme apresenta a Figura 26, a amplitude da corrente no instante inicial é de 10,8 A e tende a estabilizar em cerca de 2,5 A. Este fato indica que no momento da conexão com a entrada de alimentação, a

corrente *inrush* atinge a amplitude de, pelo menos, quatro vezes a corrente nominal, devido ao capacitor de saída estar descarregado.

Figura 26 – Simulação da corrente do indutor do conversor *boost* para carga de  $235 \Omega$  e 80 % de ciclo de trabalho.



Fonte: autoria própria.

#### 4.3.1 Simulação do impacto do aumento da capacitância do capacitor de saída

Outro teste realizado em simulador, consistiu em aumentar consideravelmente o valor do capacitor de saída do conversor *boost*, para verificar a intensificação do efeito *inrush*. Este teste somente pode ser realizado em simulador pois, conhecendo os limites físicos dos componentes, conforme informado pelos fabricantes, e já tendo conhecimento de que os mesmos podem não suportar a corrente gerada, a reprodução deste teste em bancada não é recomendada.

Para a realização do teste, foram utilizados valores de capacitância de saída duas, quatro, dez, quinze e trinta vezes maiores que a capacitância original do circuito. Os resultados obtidos com este teste podem ser observados na tabela 9.

Tabela 9 – Simulação da variação na corrente do capacitor com o aumento da capacitância.

Tensão de entrada do conversor [V]	Capacitância [ $\mu\text{F}$ ]	Corrente de pico [A]	Tempo de assentamento [ms]
22,5	680	10,8	170
22,5	1360	11,4	340
22,5	2720	11,8	680
22,5	6800	13,2	1700
22,5	10000	13,7	2500
22,5	20000	15,3	5000

Fonte: autoria própria.

Observa-se que o impacto do aumento da capacitância de saída na corrente é grande, pois quanto maior for o capacitor, maior será o pico de corrente ao conectar o circuito à fonte de

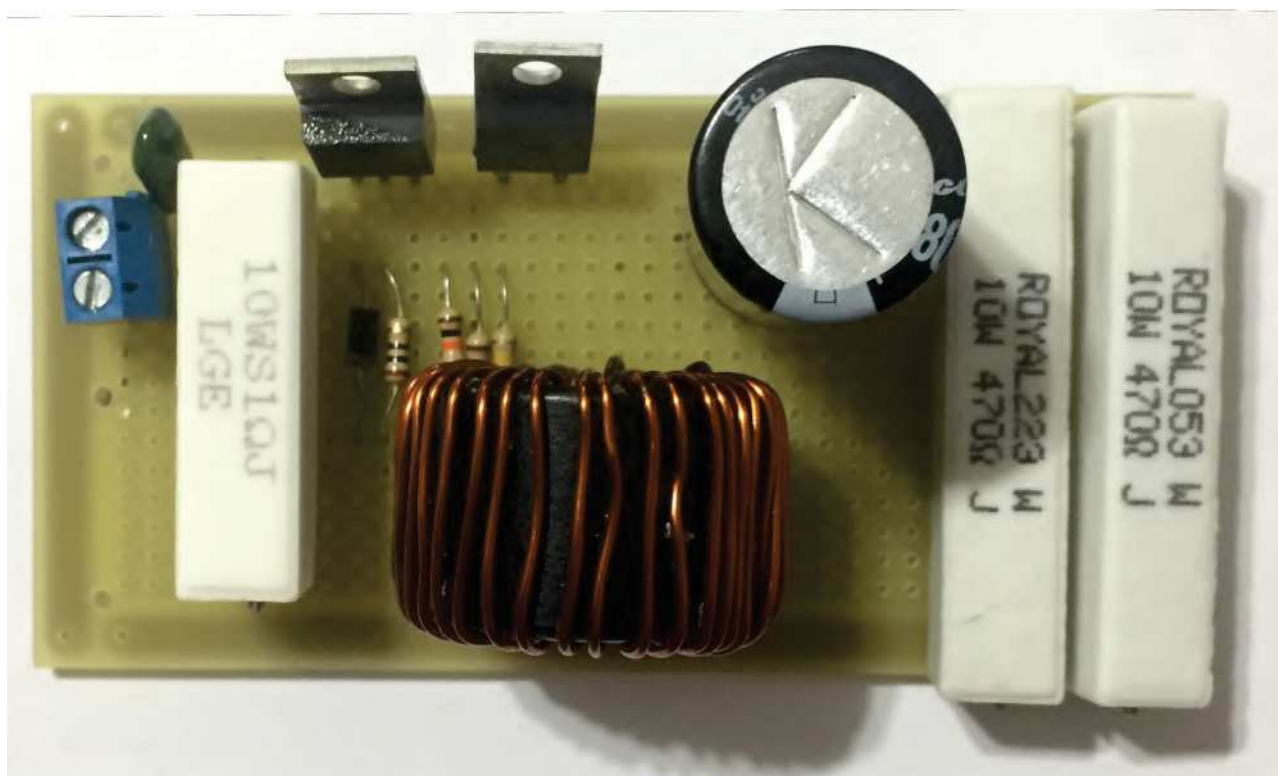
alimentação. Além disso, o tempo tomado para que a corrente se estabilize no valor nominal novamente, após a conexão do conversor com a fonte de alimentação, aumenta trinta vezes para um capacitor trinta vezes maior (20 mF) que o utilizado para o módulo original (680  $\mu$ F).

Se o conversor *boost* fosse implementado em bancada, utilizando-se o capacitor de 20 mF e, além disso, se o conversor fosse conectado à fonte de alimentação em degrau, a corrente de pico seria tão alta e demoraria tanto a diminuir que a queima dos componentes do circuito seria inevitável.

#### 4.4 Implementação do conversor *boost* e testes em bancada

A Figura 27 apresenta o conversor *boost* montado em placa perfurada. Percebe-se a associação de capacitores em série e em paralelo, que foi utilizada para poder trabalhar com maiores tensões de saída, sem necessariamente utilizar um capacitor muito grande em tamanho e de elevado custo. Também com o objetivo de baratear o circuito, o indutor foi enrolado manualmente, em um núcleo de ferrite, com fio de cobre esmaltado, já que um indutor com os requeridos valores de indutância e capacidade de corrente, pode custar mais de R\$100,00 em empresas especializadas.

Figura 27 – Módulo do conversor *boost* montado em placa de cobre perfurada.



Fonte: autoria própria.

De modo verificar a funcionalidade do conversor *boost* utilizado para testes, variou-se

sua tensão de alimentação, enquanto o ciclo de trabalho da chave foi mantido em 50%, simulando assim, a estratégia principal do sistema projetado, que é a de alimentar o conversor com uma tensão de entrada que aumenta gradativamente. As medições foram realizadas por meio de um multímetro digital. Os resultados deste teste são apresentados na tabela 10.

Tabela 10 – Medições das tensões de saída e correntes no indutor do conversor *boost* para carga de  $235 \Omega$ , 50 % de ciclo de trabalho e alimentação em degrau.

Tensão de alimentação [V]	Ciclo de trabalho [%]	Tensão de saída [V]	Corrente no conversor [A]
2,5	50	2	0,01
5	50	4,4	0,03
7,5	50	6,8	0,04
10	50	18,8	0,21
12,5	50	22,3	0,25
15	50	26,9	0,31
17,5	50	31,3	0,35
20	50	35,5	0,41
22,5	50	38,4	0,45

Fonte: autoria própria.

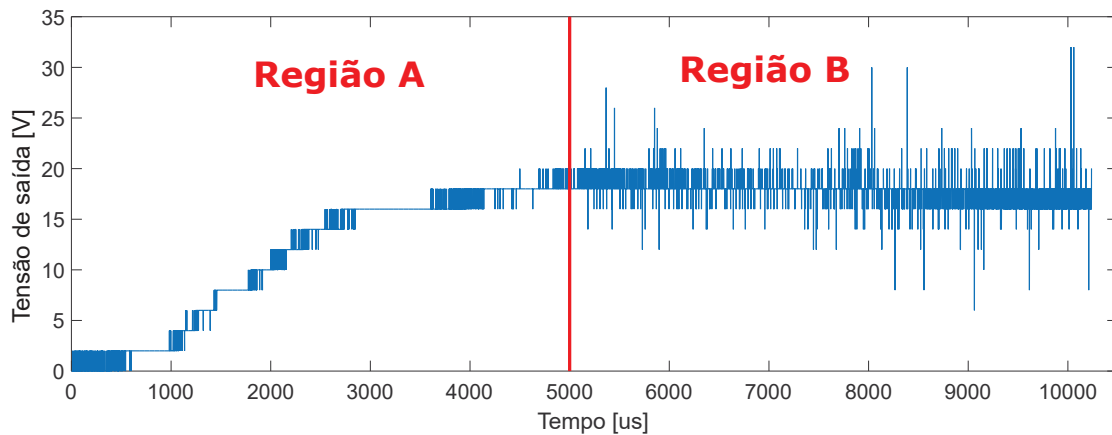
Observa-se que para até 10 V de tensão de entrada, a tensão de saída do conversor *boost* é muito próxima do valor de tensão de entrada. Isto se deve ao fato de que para valores menores que 10 V, o *driver* das chaves não é acionado e, conseqüentemente, o conversor permanece inativo. Após o acionamento do *driver* (quando a tensão de entrada do conversor se aproxima de 10 V), o conversor passa a funcionar corretamente, amplificando o sinal aplicado à sua entrada.

#### 4.5 Avaliação do impacto do módulo de pré-carga na corrente do conversor *boost*

Conforme metodologia proposta e objetivo do trabalho, o conversor *boost* foi alimentado com a tensão de saída do conversor *buck*, enquanto sua tensão foi monitorada pelo microcontrolador através de um divisor resistivo. O módulo do microcontrolador é responsável por gerar duas ondas moduladas por largura de pulsos, que controlam o *driver* dos MOSFETs dos conversores. Estas ondas foram configuradas para terem 22 kHz (chaveamento do conversor *buck*) e 160 kHz de frequência (chaveamento do conversor *boost*).

Conforme a estratégia de controle apresentada pela Figura 19, o sistema de controle faz com que o módulo do conversor *buck* gere uma rampa de tensão variável, com degraus de tensão de cerca de 2,5 V, em seus terminais de saída. A rampa obtida nos testes de bancada é apresentada pela Figura 28 e o degrau aproximado é apresentado pela Figura 29. Observa-se a semelhança com a curva apresentada pela Figura 16, referente ao método de Shiquan Fan.

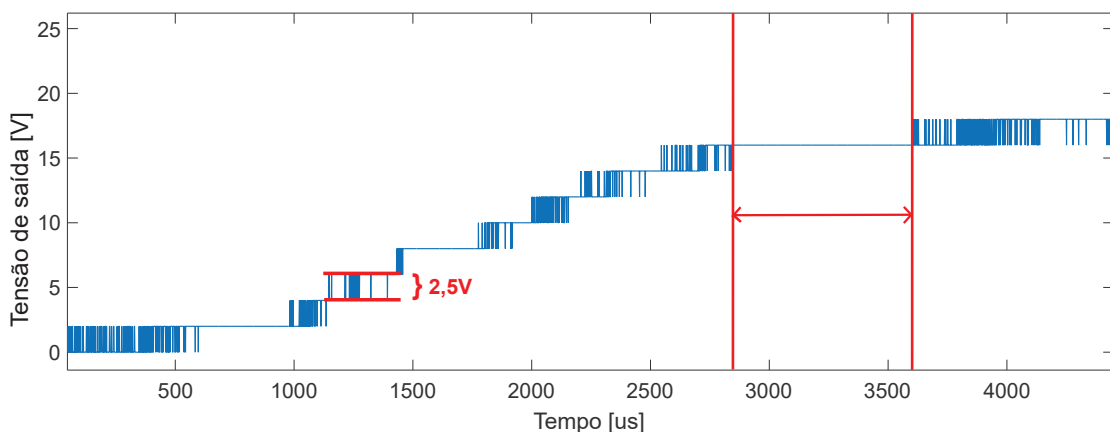
Figura 28 – Tensão em rampa na saída do conversor *buck*. Região A: Chaveamento somente do MOSFET do conversor *buck*. Região B: chaveamento dos MOSFETs dos dois conversores juntos.



Fonte: autoria própria.

De fato, a tensão de saída do conversor *buck* varia de 0 V até cerca de 20 V em média (Região A). Perto do estado de regime, ao final da pré-carga, inicia-se o chaveamento do conversor *boost*, o que injeta mais ruído no próprio conversor *buck*. Este fato pode ser observado a partir de 5 ms na Figura 28 (Região B).

Figura 29 – Medição da amplitude dos degraus da rampa de tensão gerada pelo módulo de pré-carga.



Fonte: autoria própria.

Também observa-se na Figura 29 que alguns degraus permanecem por mais tempo no mesmo nível de tensão que os outros, como visto entre 2,8 ms e 3,6 ms (traços vermelhos verticais), por exemplo. Isto se deve aos atrasos utilizados no próprio código de programação do microcontrolador e também aos atrasos adicionais causados pelo acionamento de outro canal PWM (que controla o conversor *boost*) pois, os *timers* do microcontrolador são diretamente

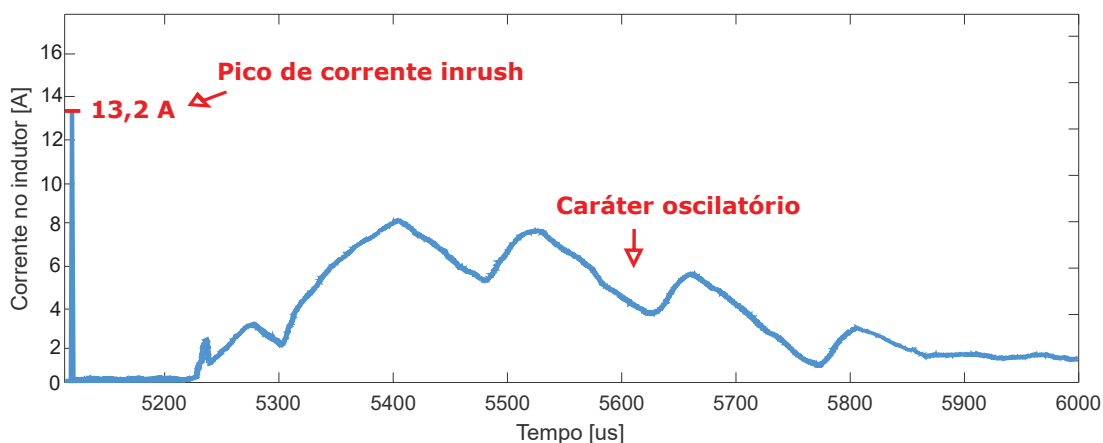
afetados quando se utilizam duas frequências de chaveamento distintas e com isso, as rotinas que utilizam contagem de tempo, se comportam com alguma diferença do que se espera pelo código programado. Esta é uma limitação do microcontrolador ATmega328p, porém para este sistema, este fato não interfere nos resultados finais.

#### 4.5.1 Análise de corrente *inrush* do capacitor de saída do conversor *boost*

Para analisar os efeitos da corrente *inrush* no capacitor do conversor *boost*, deve-se primeiramente verificar sua existência e sua amplitude sem conectar o módulo de pré-carga ao conversor *boost* e depois comparar com os valores obtidos conectando o conversor ao módulo de pré-carga. Para tal, pode-se utilizar um alicate amperímetro com função *inrush* inclusa. Porém, devido a não disponibilidade deste equipamento, optou-se por outra opção: medir a corrente através de um resistor sensor do tipo *shunt*. Estes resistores não alteram drasticamente a tensão no ponto inserido por possuírem resistência baixa ( $1\ \Omega$  ou menos).

Para analisar a corrente circulante no circuito do conversor *boost*, utilizou-se um resistor de  $1\ \Omega$ , de forma que a queda de tensão neste resistor seja de  $1\ \text{V}$  a cada  $1\ \text{A}$ . Em seguida, acoplou-se um osciloscópio sobre o resistor e verificou-se a existência da corrente *inrush* ajustando o período do osciloscópio, de modo que se obtivesse a onda de corrente exatamente no momento em que o circuito é conectado à alimentação. Essa abordagem apresenta um grau de dificuldade maior do que com os equipamentos específicos para esta função, já que os picos de *inrush* ocorrem em milésimos de segundos após a conexão com a fonte de alimentação do circuito. Mesmo assim, a corrente *inrush* pode ser medida e é apresentada na Figura 30.

Figura 30 – Valor medido da corrente *inrush* no indutor do conversor *boost*, para  $22,5\ \text{V}$  de tensão de entrada e  $80\ \%$  de ciclo de trabalho.



Fonte: autoria própria.

Percebe-se pela Figura 30, que o valor de corrente obtida vem ao encontro do valor simulado em *software* pois, ao conectar o circuito à fonte de alimentação, a corrente atinge

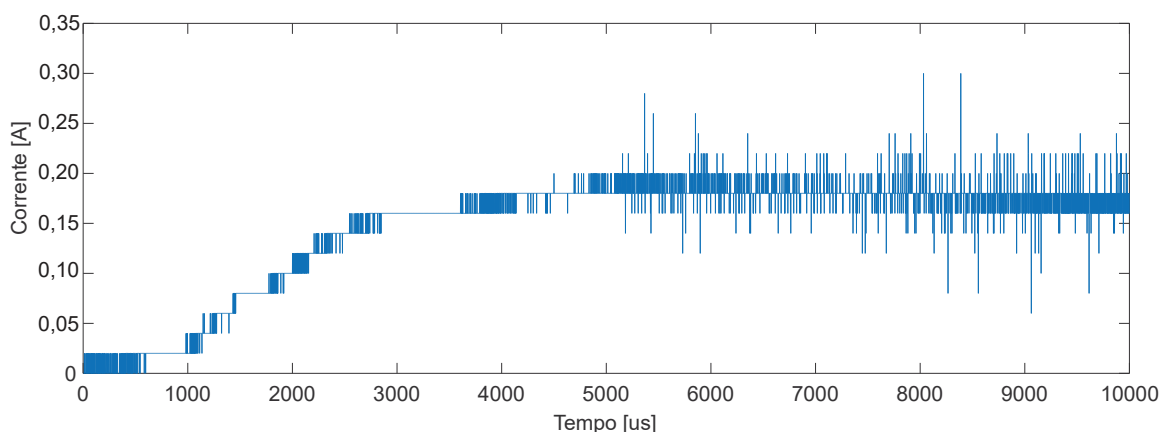
valores próximos a 13 A e, em seguida, tende a oscilar por um breve período, ainda com amplitude maior que o valor nominal da corrente do circuito.

Anteriormente à realização deste teste, levou-se em conta o fato de que a corrente *inrush* poderia danificar a chave do circuito, conforme já demonstrado nas seções anteriores. Mesmo assim, é um teste que se faz necessário para justificar a implementação de um sistema de pré-carga. Além disso, para a realização deste teste, por precaução foi verificada a quantidade máxima de corrente pulsante suportada pelo MOSFET IRF840, que é de 32 A, segundo o fabricante. Então, supondo o pior caso para amplitude de *inrush*, que seria de dez a vinte vezes a amplitude da corrente nominal, ainda assim a chave suportaria.

Outro método que havia sido testado para a medição desta corrente foi o de utilizar o sensor de efeito Hall ACS712. Porém, durante os testes, percebeu-se que o sensor disponível apresentava uma faixa de medição muito ampla (-30 A a 30 A) e que para correntes da magnitude esperada para o circuito do conversor *boost*, o sensor não conseguia manter-se em um valor constante que permitisse uma leitura com confiabilidade. Portanto, optou-se pela não utilização do ACS712 e permaneceu-se com o método do resistor *shunt*.

Tendo sido verificada a existência da corrente *inrush*, conectou-se o conversor *boost* ao módulo de pré-carga e realizou-se o principal teste do sistema: analisar a eficácia em diminuir a corrente *inrush* com o aumento gradativo da tensão de entrada, por meio de pequenos degraus. A Figura 31 apresenta a forma de onda da corrente do indutor do conversor *boost* obtida durante a pré-carga do capacitor (Estado 1 do controle) do conversor *boost* e após o sistema ter entrado no estado de regime (Estado 2 do controle).

Figura 31 – Valor medido da corrente no indutor do conversor *boost* alimentado pela rampa de tensão gerada pelo módulo de pré-carga.



Fonte: autoria própria.

Percebe-se a elevação gradativa e sem picos de *inrush* na curva da corrente do indutor, diferentemente da curva obtida com a conexão à alimentação feita em degrau (Figura 30). Ainda observa-se certa oscilação a partir de 5 ms, porém a amplitude da corrente permanece muito

próxima do valor nominal esperado. Além disso, grande parte dos picos notados na figura são de caráter ruidoso, que são gerados a partir do momento em que, não só o conversor *buck* está sendo chaveado, mas também, o conversor *boost* passa a ser.

O caráter ruidoso da onda se dá devido ao fato de que o microcontrolador ATmega328p não é extremamente robusto a ruídos e as ondas de PWM geradas passam a ser afetadas pelo ruído do circuito. Para solucionar este problema, mais uma etapa de filtragem pode ser adicionada futuramente.

Conforme o estudo do conversor *boost* feito em (BITENCOURT, 2019), para 50 % de ciclo de trabalho e carga de 250  $\Omega$ , a corrente esperada no conversor era de cerca de 300 mA. Esta corrente também é obtida no circuito implementado e percebe-se que com o sistema de pré-carga, a corrente não passa desse valor, pois o conversor *buck* limita a corrente em sua saída.



## 5 Conclusões

Dentro do escopo dos conversores CC-CC implementados no sistema de pré-carga, foram apresentadas as estratégias para dimensionamento dos conversores e também, para o controle de suas tensões e correntes. Foram realizados experimentos simulados e em bancada que, permitiram a validação do método *soft-start* selecionado.

Conforme a teoria apresentada no capítulo 2, as correntes *inrush* acarretam na diminuição da vida útil dos componentes do circuito e podem levá-los à ruptura, devido às suas intensidades e por demorarem mais a cessar conforme os valores de capacitância aumentam. Portanto, a implementação do sistema projetado, contribui significativamente para o fornecimento de tensão de forma segura à carga acoplada ao conversor *boost*. Como consequência, os componentes dos circuitos permanecem protegidos.

Os resultados levantados e discutidos no capítulo 4 comprovam a eficácia e o impacto do sistema de pré-carga desenvolvido, pois conforme visto na Figura 31 os picos de corrente *inrush* atingem apenas 20 % do valor nominal da corrente do indutor do conversor *boost*. Em comparação com a Figura 30, apesar da medição neste caso, ter sido feita para 80 % de ciclo de trabalho, o valor de 13,2 A é 5 vezes maior que a corrente nominal de 2,5 A. Este fato comprova que, com o sistema de pré-carga acoplado ao conversor *boost*, o efeito *inrush* torna-se praticamente inexistente. Com isso, o objetivo de diminuir a corrente *inrush* em, pelo menos, 40%, conforme a proposta inicial, foi cumprido e comprovou-se a eficácia do módulo de pré-carga.

### 5.1 Sugestões para trabalhos futuros

- Implementação do módulo de pré-carga utilizando um DSP ou FPGA;

O microcontrolador ATmega328p da Microchip é de baixo custo e demonstrou-se eficaz para controlar dois conversores CC-CC, porém com certo grau de dificuldade. Observou-se que o dispositivo é bastante sensível a ruídos e, também, pouco versátil para controlar vários módulos por meio de modulação por largura de pulsos, visto que o sistema é muito limitado no que diz respeito à seleção de frequências e amplitudes das ondas. Para solucionar estes problemas, recomenda-se a implementação do sistema de pré-carga por meio de um DSP ou FPGA (*Field Programmable Gate Array*), que são dispositivos mais robustos.

- Modificação do sistema de pré-carga para ser utilizado com outros tipos de circuitos acoplados;

Para que o sistema de pré-carga se torne mais versátil, recomenda-se que sejam estudadas possíveis modificações no sistema, para que este possa controlar o efeito *inrush* em outros circuitos de potência, como inversores de tensão e outros tipos de conversores.

## Referências

- AHMED, A. **Eletrônica de potência**. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2000. Citado na página 1.
- ALEXANDER, M. **Fundamentos de circuitos elétricos**. 5. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 14.
- AMETHERM. **Selecting an Inrush Current Limiter**. 2019. Disponível em: <<https://www.ametherm.com/inrush-current/selecting-an-inrush-current-limiter.html>>. Acesso em: 26 de dez. 2018. Citado na página 15.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência**. 3. ed. Florianópolis: UFSC, 2000. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 25.
- BITENCOURT, A. Desenvolvimento de kit instrucional de conversor cc-cc com topologia *boost*. **Dissertação (Engenharia Eletrônica) — UTFPR**, p. 57, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 22, 26 e 39.
- BREGALDA, R. Micro geração fotovoltaica com vistas a implantação do programa de geração distribuída. **Chapecó, Santa Catarina**, p. 4, 2012. Citado na página 3.
- EPE. **Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2018**. 2018. Disponível em: <[http://www.gesep.ufv.br/wp-content/uploads/Aula\\_06-Convertidores-cc\\_ca-Filtro-LCL.pdf](http://www.gesep.ufv.br/wp-content/uploads/Aula_06-Convertidores-cc_ca-Filtro-LCL.pdf)>. Acesso em: 11 de jul. 2019. Citado na página 3.
- FAN, S. et al. Vrsppv soft-start strategy and aics technique for boost converters to improve the start-up performance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, p. 4, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.
- HARLOW, J. H. **Electric power transformer engineering**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press, 2006. Citado na página 1.
- HART, D. W. **Power electronics**. Nova Iorque: McGraw-Hill, 2011. Citado 5 vezes nas páginas 5, 7, 8, 10 e 20.
- MICROCHIP. **The ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P datasheet**. Arizona: [s.n.], 2018. Citado na página 22.
- ON. **MUR860 datasheet**. Arizona: [s.n.], 2014. Citado na página 21.
- PEREIRA. **Aula 06**. 2019. Disponível em: <<http://www.gesep.ufv.br/wp-content/uploads/>>. Acesso em: 11 de jul. 2019. Citado na página 1.
- RASHID, M. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, Circuitos e Aplicações**. São Paulo: Pearson, 2014. Citado na página 24.
- REIS, J. C. S. et al. Banco de capacitores para correção de fator de potência em indústria. **Dissertação (Engenharia Elétrica) — UNIVAP**, p. 44, 2015. Citado na página 4.
- RODRÍGUEZ, J. R. al. Effects of magnetizing inrush current on power quality and distributed generation. **7th Mediterranean Conference and Exhibition on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion**, 2010. Citado na página 1.

SILVA, S. M. et al. Operação dinâmica de bancos de capacitores com eliminação de correntes de inrush. **Dissertação (Engenharia Elétrica)**, 2010. Citado na página 16.

TDK-EPC. **EPCOS Application Note 2013**. 1. ed. Alemanha: [s.n.], 2013. Citado na página 15.

VISHAY. **IRF840, SiHF840 datasheet**. Pensilvânia: [s.n.], 2016. Citado na página 21.

WANG, L. et al. A novel pre-charge circuit using virtual miller capacitor in a single phase rectifier. **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 2018. Citado na página 15.

WEI, L. et al. Single phase precharge control method for active front end rectifier. **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 15, 16 e 17.

WORLD, E. C. **World Energy Resources 2016**. 1. ed. S.l: [s.n.], 2016. Citado na página 1.

ZHOU s. et al. Slcl type grid-connected converter no startup inrush current control method based on capacitor branch voltage feedforward. **41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, 2015. Citado na página 16.