



Universidade Federal de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

JESNEY PIRES DE ALMEIDA

PROJETO DE UM CONVERSOR CA/CC NÃO ISOLADO

Campina Grande, Paraíba
Julho de 2018

JESNEY PIRES DE ALMEIDA

PROJETO DE UM CONVERSOR CA/CC NÃO ISOLADO

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Campina Grande
como parte dos requisitos necessários para a
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no
Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Orientador:

Professor Jalberth Fernandes de Araujo, D. Sc.

Campina Grande, Paraíba
Julho de 2018

JESNEY PIRES DE ALMEIDA

PROJETO DE UM CONVERSOR CA/CC NÃO ISOLADO

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Aprovado em / /

Professor Avaliador
Universidade Federal de Campina Grande
Avaliador

Professor Jalberth Fernandes de Araujo, D. Sc.
Universidade Federal de Campina Grande
Orientador, UFCG

Dedico este trabalho aos meus pais, Maurílio e Conceição e aos meus amigos Thiago e Otto, que de alguma forma contribuíram para que a conclusão do mesmo fosse possível.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, em primeiro lugar, por não ter desistido de mim e ter me dado condições físicas e mentais de concluir este trabalho.

Agradeço também aos meus pais, que – apesar de discordarem de algumas decisões tomadas na graduação – com muito esforço, amor e dedicação puderam me proporcionar condições materiais e psicológicas necessárias para a conclusão satisfatória deste curso.

Agradeço também aos meus amigos advindos do meio universitário, em particular, Matheus, Thiago, Mylena, Lily, Túlio e Ianca, pois sem eles não teria chegado até aqui. Igualmente a Hellen, que com apoio, me ouviu falar “TCC” repetidas vezes até enfadar.

Enfim, agradeço a todos que de alguma forma, passaram pela minha vida e contribuíram para a construção de quem sou hoje.

*“[...] Quanto a você da aristocracia,
que tem dinheiro mas não compra alegria:
há de viver eternamente
sendo escrava dessa gente
que cultiva hipocrisia.”*

Noel Rosa.

RESUMO

Este trabalho tem por objetivo modelar um conversor elétrico CA/CC não isolado a fim de constituir um trabalho de conclusão de curso.

O conversor a ser modelado deverá ser capaz de funcionar corretamente sob alimentação diretamente fornecida pela rede elétrica, quer seja com transformador ou não. Uma revisão bibliográfica dos conceitos utilizados nos circuitos abordados será apresentada. A modelagem se dará por meio da apresentação de circuitos funcionais que cumprem as atividades requeridas para a composição do conversor. A escolha das topologias se dará mediante a apresentação e a necessidade requerida pelo conversor, que será então simulado em *software* de computador e montado experimentalmente em laboratório a fim de se verificar as diferenças entre os modos de operação controlado e não controlado. O conversor será modelado unindo-se os circuitos mencionados de tal forma que a sua combinação resulte na operação satisfatória conforme os requerimentos do projeto. Os resultados das simulações e medições realizadas durante a montagem serão disponibilizados ao final do trabalho.

Palavras-chave: Conversor, não isolado, controlado, transformador, simulação.

ABSTRACT

This paper looks forward to model an AC/DC electric converter non isolated in order to compose a course conclusion paper.

The converter to be modeled must be able to work properly under direct electrical network supply, either with a transformer or transformerless. A literature review of the concepts utilized on the addressed circuits will be presented. The modeling will be made by showing functional circuits that accomplish the required activities of the converter arrangement. The choice of the topologies will be made by presentation and the needs required by the converter, which will be then simulated on computer software and experimentally assembled in a laboratory in order to verify the differences between the controlled and uncontrolled operation modes. The converter will be modeled by join the mentioned circuits such that their combination result in the right operation according to the project requirements. The results of the simulations and the measurements acquired during the assembly will be shown at the end of the paper.

Keywords: Converter, non insulated, controlled, transformer, transformerless, simulation.

SUMÁRIO

Agradecimentos.....	v
Resumo.....	vii
Abstract.....	viii
Sumário.....	ix
1 Introdução.....	11
1.1 Objetivo.....	12
1.2 Motivação.....	12
2 Revisão Bibliográfica.....	14
2.1 Filtro de Radiofrequência.....	15
2.2 Proteções, retificador e filtro.....	15
2.2.1 Proteções.....	15
2.2.2 Retificador.....	16
2.2.3 Filtro.....	19
2.3 Interruptor.....	22
2.3.1 Diodo.....	23
2.3.2 Transistor Bipolar de Junção (TBJ).....	23
2.3.3 MOSFET.....	24
2.3.4 IGBT.....	24
2.3.5 Critérios de seleção de chaves.....	25
2.4 Filtro.....	25
2.4.1 Circuito abaixador.....	26
2.5 Circuitos de Controle.....	29
2.5.1 Controle Analógico.....	29
2.5.2 Controle Digital (o Microcontrolador).....	31
2.6 Fonte auxiliar.....	34
2.6.1 Regulador linear com transistor.....	34
2.7 Circuitos de comando.....	35
2.7.1 Modelo Genérico Magnético.....	36
2.7.2 Circuitos Integrados Dedicados.....	36
3 Materiais e Métodos.....	38
3.1 Metodologia.....	38
3.2 Parâmetros do Conversor.....	39
3.3 Topologias e Cálculos.....	40
3.3.1 Proteção, Retificador e Filtro Capacitivo.....	40
3.3.2 Chave.....	42
3.3.3 Filtro.....	42
3.3.4 Circuito de controle.....	43
3.3.5 Fonte auxiliar.....	44

3.3.6	Circuito de Comando.....	45
3.3.7	Diagrama Completo do Conversor	45
4	Resultados	46
4.1	Simulações	46
4.1.1	Retificador, filtro capacitivo, chave e filtro passa-baixas.....	46
4.1.2	Circuito de Controle	49
4.1.3	Fonte Auxiliar.....	50
4.2	Medições em Laboratório	52
4.2.1	Tensão de entrada do conversor e filtro capacitivo.....	53
4.2.2	Circuito Abaixador	54
4.2.3	Circuito de Controle (PWM)	54
5	Conclusão	55
	Referências	56

1 INTRODUÇÃO

Com a crescente demanda por aparelhos eletrônicos, os produtores de sistemas eletrônicos atualizam os circuitos elétricos diariamente. Conseqüentemente, surge simultaneamente a necessidade de alimentar os circuitos elétricos conforme os requisitos de funcionamento. Isto implica na produção de fontes de alimentação, quer sejam por meio de baterias ou convertendo a energia proveniente da rede de distribuição de eletricidade. O segundo caso é mais comum para aplicações em que se necessita de maior potência, pois as baterias tendem a armazenar pouca energia. Entretanto, é fundamental compreender que para se utilizar da energia proveniente da rede, é necessário converter a tensão alternada disponível em tensão contínua. Para tanto, a utilização de um conversor CA/CC é bastante relevante.

Os conversores CA/CC retificam a tensão alternada da rede e produzem em sua saída tensão contínua, preferencialmente estável. Estes, em sua maioria proporcionam isolamento entre saída e entrada por meio de um transformador, a fim de evitar que um terminal compartilhado entre a rede elétrica e a saída do conversor possa porventura tocar a pele do usuário, causando-lhe uma descarga elétrica, tendo em vista que o terminal compartilhado pode ser um condutor vivo e, assim, fazer circular corrente elétrica pelo corpo do usuário até a terra. Esta medida se dá pelo fato de que os terminais de saída dos conversores são comumente metálicos e frequentemente são tocados pelos usuários (e.g. carregadores de celular). Porém, nos casos em que o contato entre partes vivas e usuário é, de alguma forma, vetado por isolamento física (e.g. lâmpadas, caixas plásticas, etc.), a isolamento elétrica torna-se dispensável.

Os conversores CA/CC não isolados são conhecidos popularmente como fontes de alimentação sem transformador (RASHID, 2018). Estas têm ganhado espaço também em aplicações cuja corrente elétrica requerida é relativamente baixa (cerca de dezenas de miliampères), como a alimentação de micro controladores, em que até mesmo conversores de baixo rendimento podem ser empregados, pois os custos de produção reduzidos compensam o rendimento (SOUZA, 2000). Se aplicados em conjunto com um transformador, tornam-se assim isolados e compõem a categoria de fontes reguladas.

No desenvolvimento do trabalho será realizada uma revisão bibliográfica sobre a área de concentração, com foco nos módulos que compõem o conversor. Em seguida, apresentada a metodologia utilizada, e os procedimentos adotados, simulações dos módulos individuais e do conversor como um todo serão realizadas com base nos elementos disponíveis e requeridos no projeto. Por fim, serão apresentados os resultados das montagens realizadas em laboratório.

1.1 OBJETIVO

Este trabalho tem por objetivo modelar, simular e montar um circuito elétrico capaz de operar como conversor CA/CC sem isolamento elétrico entre a saída e a entrada do circuito. O mesmo será modelado de forma a atuar conforme seus requisitos de projeto, sob alimentação em corrente alternada, quer seja diretamente ligado à rede elétrica ou indiretamente, por meio de um transformador, desde que seus componentes atendam aos requisitos de projeto. A construção ao fim realizada será concebida de maneira que o conversor não isolado possa ser aplicado em conjunto com um transformador, adquirindo a isolamento necessária para atender a todas as necessidades.

Serão apresentados resultados obtidos das simulações realizadas bem como da montagem experimental do circuito em placa de teste.

1.2 MOTIVAÇÃO

Os projetos de aparelhos eletrônicos exigem fontes de alimentação específicas em valores de tensão e corrente fornecidos. É possível encontrar fontes de alimentação que atendam as necessidades do projeto no mercado, porém geralmente superdimensionadas: com fornecimento de corrente superior a necessidade do projeto, e conseqüentemente tamanho exagerado. Assim, projetar a fonte de alimentação é algo desejável. O conversor (também chamado de fonte) escolhido para alimentação do projeto pode tornar difícil a sua concepção. As partes indutivas do projeto de conversores aumentam o grau de complexidade por não serem encontradas à venda com facilidade, carecendo de serem construídas manualmente. As fontes isoladas apresentam maior dificuldade de serem construídas em pequenos laboratórios, tendo em vista que encontrar o núcleo do transformador no mercado local, bem como o fio de cobre esmaltado de bitola calculada,

torna-se um obstáculo na concepção das mesmas. Por outro lado, a construção do indutor utilizado para elaboração do conversor não isolado pode ser realizada até mesmo de forma empírica, enrolando-se um fio de cobre esmaltado de bitola razoável em um núcleo de ferrite – o qual pode até ser encontrado em sucatas – até que encontre-se a indutância desejada.

Além disso, equipamentos elétricos cujo encapsulamento e localização provém a isolação entre o usuário e o circuito elétrico também podem ser alimentados por conversores sem isolação elétrica.

As fontes de alimentação sem transformador normalmente apresentam rendimento da ordem de 10% a 20%, devido aos componentes empregados. Em vista disso, conceber um conversor com melhor rendimento acarreta na possibilidade de se ter uma fonte de alimentação sem transformador capaz de suprir maior demanda de corrente elétrica sem perdas significativas. Assim, observa-se que seguindo as providências cabíveis relativas à segurança do operador, os conversores não isolados apresentam-se como uma opção para determinadas aplicações.

Ainda é possível salientar que o arranjo do conversor não isolado com um transformador provê a isolação necessária para que o mesmo possa funcionar satisfatoriamente com a maioria dos requisitos de projeto. Assim, o transformador torna-se um opcional para aplicações em que se requer a isolação entre a rede elétrica e o aparelho eletrônico ligado.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

No âmbito da Eletrônica de Potência, um conversor é um circuito que transforma uma tensão em outra (HART, 2012; MELLO, 1996). Segundo Hart (2012, pg. 2), os conversores se classificam em quatro modelos:

- CA/CC: quando produzem tensão contínua a partir de tensão alternada;
- CC/CA: quando produzem tensão alternada a partir de tensão contínua;
- CC/CC: quando produzem um nível de tensão contínua na saída diferente do nível de entrada;
- CA/CA: quando produzem um nível de tensão alternada diferente e/ou modificam a frequência da tensão alternada de entrada.

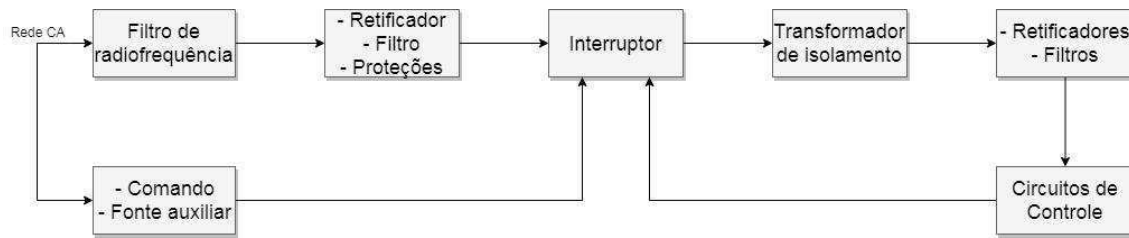
Para a concepção de um conversor estável, utiliza-se normalmente um conversor CA/CC – também chamado retificador – em conjunto com um conversor CC/CC. A tensão contínua obtida a partir do retificador serve como tensão de entrada para o conversor CC/CC, afirma Mello (1996, pg. 262). Desta forma, a união dos dois conversores forma um conversor CA/CC novo.

Os conversores normalmente apresentam transformadores em alguma etapa de sua conversão, cuja função é isolar a saída da entrada, garantindo um novo terminal de referência para a tensão de saída do circuito (BARBI, 2001). Inclusive, o próprio transformador em operação singular alimentado pela rede elétrica já se classifica como um conversor CA/CA isolado. Assim, observa-se que os conversores podem ainda ser caracterizados por dois modelos:

- Isolados: quando dispõem de um transformador isolando a saída da entrada;
- Não isolados: quando não dispõem de um transformador isolando a saída da entrada.

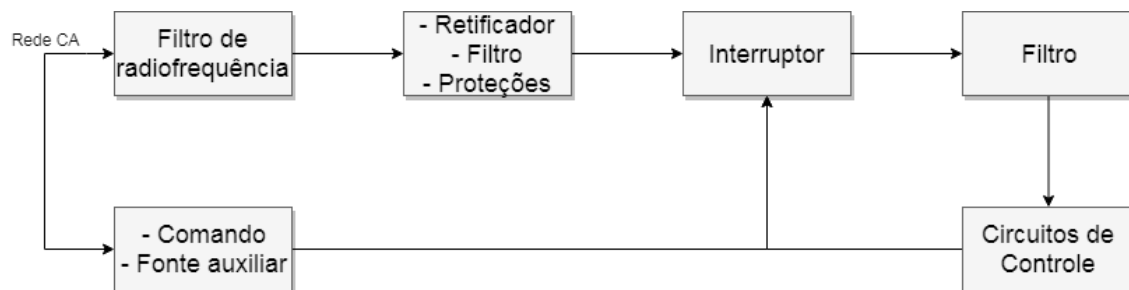
A representação fundamental de um conversor CA/CC – também chamado de fonte chaveada – ligado à rede elétrica de corrente alternada, se dá por meio de um diagrama de blocos. Segundo Matos e Martins (2009, pg. 8), um exemplo de representação de fonte chaveada pode ser visualizado na Figura 1. Nesta, os blocos que a compõem formam as partes de um conversor isolado.

Figura 1: Diagrama de blocos de fonte chaveada isolada. (Autoria própria).



Observa-se no diagrama apresentado na Figura 1 que o transformador provê isolamento entre partes do sistema proposto (BARBI, 2001). Removendo-o do circuito, a isolamento é comprometida e o sistema passa a compor um conversor não isolado. Ajustando o diagrama de forma conveniente à conversão não isolada, obtém-se o modelo exibido na Figura 2.

Figura 2: Diagrama de blocos de fonte chaveada não isolada. (Autoria própria).



2.1 FILTRO DE RADIOFREQUÊNCIA

As interferências por radiofrequência podem ser transmitidas por radiação direta ou por condução, através dos terminais de entrada e saída. A radiação pode ser reduzida colocando-se a fonte dentro de uma caixa metálica devidamente perfurada para permitir a evacuação de calor (blindagem). (BARBI, 2001, pg. 257).

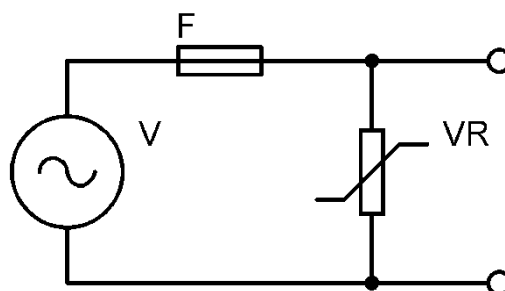
2.2 PROTEÇÕES, RETIFICADOR E FILTRO

2.2.1 PROTEÇÕES

Usualmente, as fontes chaveadas possuem dispositivos colocados na entrada com a intenção de evitar danos causados por sobre tensões ou sobre correntes. Dentre os componentes disponíveis para tal função, destacam-se dois deles:

- Varistor: elemento de resistência não linear utilizado em paralelo com a rede elétrica e o fusível, responsável por limitar sobre tensões (SILVEIRA, 2009). A aplicação deste componente se dá pela característica de isolação enquanto a tensão de entrada permanece dentro dos limites esperados, não permitindo circulação de corrente elétrica de valor alto. Porém, quando a tensão aplicada aos seus terminais ultrapassa o valor de ruptura do varistor, o mesmo passa a atuar como condutor, formando um curto-circuito que dissipa a energia proveniente da sobre tensão na forma de calor (POZZATTI, 2015). O varistor está representado na Figura 3 pelo elemento nomeado por VR.
- Fusível: elemento constituído por um filamento condutor que se funde quando a corrente circulante é maior que a suportável pelo mesmo (MAMEDE, 2005). Com isto, um caso de solicitação de corrente elétrica da fonte superior a nominal do fusível classifica-se como sobre corrente, e o mesmo atua protegendo o circuito. O fusível está representado na Figura 3 pelo elemento nomeado por F.

Figura 3: Esquema de ligação do fusível e varistor. (Autoria própria).



Estes elementos costumam ser utilizados em conversores com maior potência, no qual os componentes normalmente tem custo monetário mais elevado, recompensando a proteção empregada.

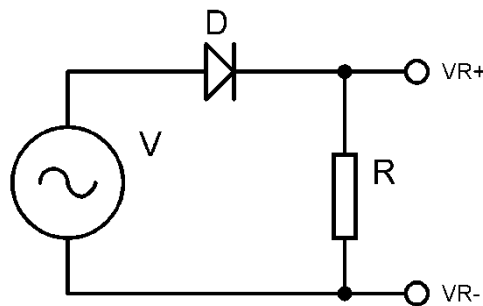
2.2.2 RETIFICADOR

O retificador é um circuito que converte um sinal CA em CC, ou seja, classifica-se como um conversor CA/CC (RASHID, 2011). Em sua maioria são concebidos com o uso de diodos, pois são componentes baratos e práticos (MOHAN, 2003; RASHID, 2011).

O modelo mais simples de retificador pode ser visualizado na Figura 4, onde V representa a tensão na rede elétrica, D é um diodo, R é um resistor e VR é a tensão sobre

o mesmo. Este retificador, chamado de Retificador de Meia Onda é constituído por um diodo em série com a fonte de entrada. Neste circuito, o diodo funciona como uma chave que permite a passagem de corrente elétrica apenas por um sentido, bloqueando-a sempre que a tensão inverte o sinal (RAZAVI, 2010; MOHAN, 2003). Este retificador não costuma ser aplicado na prática, porém é um bom exemplo para o entendimento dos retificadores (RASHID, 1999).

Figura 4: Retificador de Meia Onda. (Autoria própria).



Seja a tensão na rede elétrica dada por:

$$v(t) = v_m \cos(\omega t). \quad (1)$$

Onde $v(t)$ é a tensão na rede em função do tempo [V]; v_m é a tensão de pico da rede [V]; ω é a frequência angular do sinal [rad/s] e t é o tempo [s].

Com a inserção do diodo, a corrente elétrica circulará apenas durante o semiciclo positivo (HART, 2012; RAZAVI, 2010; MOHAN, 2003). Assim, a tensão no resistor VR é dada por:

$$v_R(t) = \begin{cases} v_m \cos(\omega t), & \text{diodos em condução} \\ 0, & \text{diodos em corte} \end{cases}. \quad (2)$$

Conseqüentemente, a tensão média na carga pode ser calculada por (BARBI, 2006):

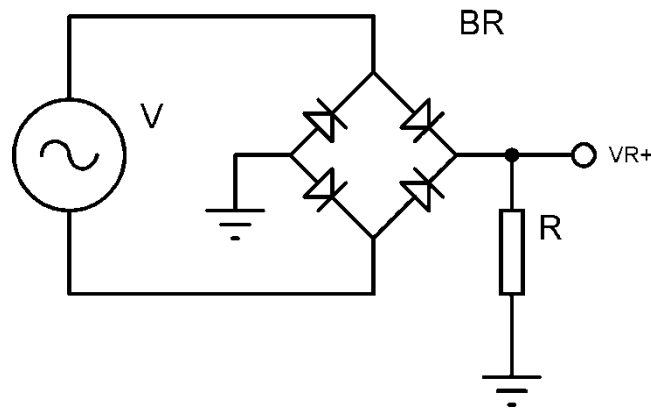
$$V_{Rmed} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} v_m \cos(\omega t) d(\omega t). \quad (3)$$

$$V_{Rmed} = \frac{v_m}{\pi}. \quad (4)$$

Segundo Ahmed (2000, pg. 159), “Um retificador monofásico de meia onda não é prático por causa da baixa tensão média de saída, da pouca eficiência e do alto fator de

ondulação”. Por outro lado, o Retificador de Onda Completa apresentado na Figura 5 é mais utilizado, devido as vantagens que traz consigo, como corrente média nula (HART, 2012). Observa-se que nesta topologia um par de diodos conduz durante um semiciclo, enquanto o outro par permanece bloqueado. Para o outro semiciclo, ocorre o inverso (POZZATTI, 2015).

Figura 5: Retificador de Onda Completa. (Autoria própria).



Tomando a equação (1) que apresenta o modelo matemático do sinal de tensão na rede, tem-se a tensão na carga dada por (MOHAN, 2003):

$$v_R(t) = |v_m \cos(\omega t)|. \quad (5)$$

Consequentemente, a tensão média na carga pode ser calculada por (MOHAN, 2003):

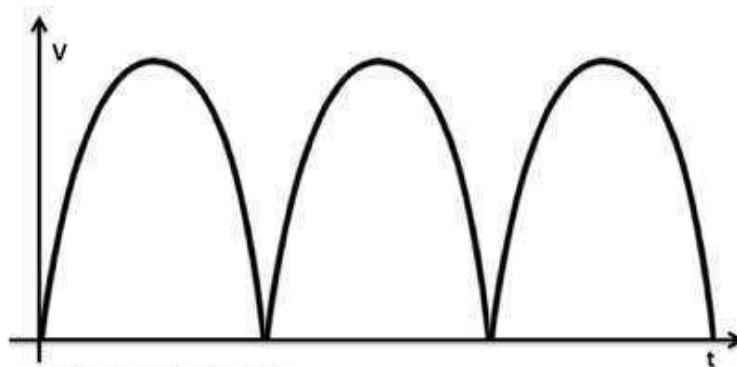
$$V_{Rmed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_m \cos(\omega t) d(\omega t), \quad (6)$$

ou ainda,

$$V_{Rmed} = \frac{2v_m}{\pi}. \quad (7)$$

Verifica-se em comparação entre as equações (4) e (7) que a tensão média na carga é maior para o caso do retificador de onda completa. Este retificador mostra-se então mais prático de ser utilizado individualmente em projetos de fontes chaveadas.

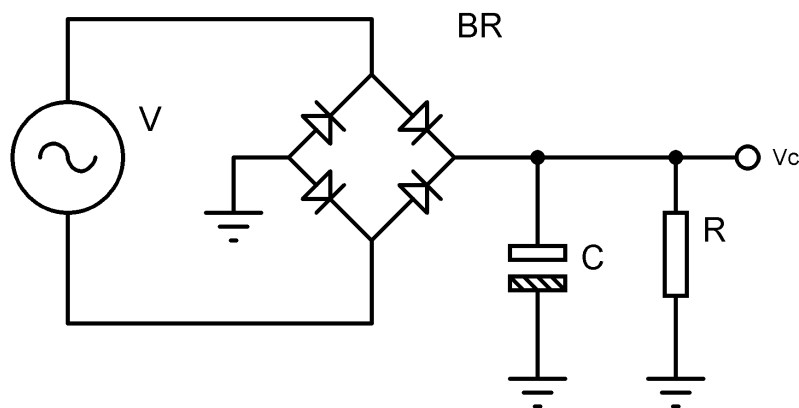
Figura 6: Forma de onda da tensão sobre o resistor R da Figura 5.¹



2.2.3 FILTRO

A tensão obtida na saída do retificador – embora contínua – ainda não satisfaz completamente a necessidade do projeto de fontes chaveadas, pois ainda apresenta características ondulatórias, fazendo-se necessário o uso de um filtro para eliminar a ondulação, ordinariamente de natureza capacitiva, como pode ser visualizado na Figura 7 (POZZATTI, 2015).

Figura 7: Retificador de onda completa com filtro capacitivo. (Autoria própria).



A inserção do capacitor tem por objetivo também aumentar a tensão média na carga. O capacitor carrega-se com a tensão de pico do sinal de entrada. Enquanto a tensão de entrada for inferior à tensão no capacitor, os diodos permanecerão bloqueados e, somente conduzirão quando a tensão na entrada novamente superar a tensão no capacitor (POZZATTI, 2015). Os diodos deverão suportar tensão reversa duas vezes maior que a tensão máxima da rede (BONA, GARCIA e FÜLLGRAF, 2010).

¹ Retirado e adaptado de: <http://photobucket.com/gallery/http://s137.photobucket.com/user/lafaller/media/Formadeondaretificadaefiltrada.jpg.html>. Acesso em: 09/08/2018.

Segundo Hart (2012, pg. 123), partindo do caso de uma carga resistiva, a tensão no capacitor decai exponencialmente segundo a expressão:

$$v_R(t) = v_m \cos \theta e^{-\frac{\omega t - \theta}{\omega RC}}, \quad (8)$$

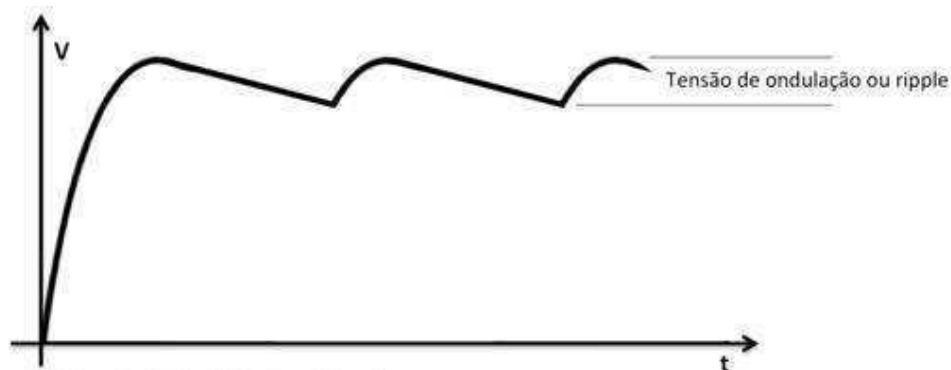
em que,

$$\theta = \tan^{-1}(-\omega RC). \quad (9)$$

Onde R representa o valor da resistência [Ω], C o valor da capacitância [F] e θ o valor do ângulo onde os diodos bloqueiam a condução [rad]. Isto ocorre porque durante o tempo em que os diodos estão bloqueados, o capacitor e o resistor formam um circuito RC paralelo, onde o capacitor descarrega sua energia no resistor (NILSON e RIEDEL, 2009). A forma de onda da tensão no capacitor pode ser visualizada na Figura 8, no qual V_{pico} representa a tensão máxima sobre o capacitor e V_{Cmin} representa a tensão mínima sobre o mesmo. Ainda segundo Hart (2012, pg. 124), nos circuitos práticos:

$$\theta \approx \frac{\pi}{2} \quad (10)$$

Figura 8: Forma de onda da tensão sobre o capacitor C da Figura 7.²



E assim, a diferença de tensão entre a tensão máxima no capacitor e a tensão mínima pode ser aproximada pela expressão (HART, 2012; SEDRA e SMITH, 2013; RAZAVI, 2010):

$$\Delta V_o = v_{pico} - v_{Cmin} = \frac{v_m}{2fRC} \quad (11)$$

² Retirado e adaptado de:

<http://photobucket.com/gallery/http://s137.photobucket.com/user/lafaller/media/Formadeondaretificadaefiltrada.jpg.html>. Acesso em: 09/08/2018.

No qual f representa a frequência de oscilação do sinal de tensão na rede [Hz]. Assim, conhecendo-se o valor da resistência, o capacitor utilizado como filtro pode ser escolhido calculando-se o valor de sua capacitância mediante os dados fornecidos de tensão na rede, frequência de oscilação e menor tensão aceitável no capacitor.

Por outro lado, num conversor CA/CC, a carga aplicada ao retificador consiste de outro conversor. Para tanto, outra abordagem matemática é realizada para determinação do valor da capacitância.

Segundo Nilsson e Riedel (2009, pg. 137), a energia armazenada em um capacitor é dada por:

$$W_C = \frac{1}{2} C v^2. \quad (12)$$

Em que v representa a tensão entre os terminais do capacitor [V]. Quando um par de diodos conduz, a energia é transferida da rede elétrica para o capacitor. Sabe-se que isto ocorre quando a tensão da rede atinge V_{Cmin} e persiste até que a tensão na rede atinja V_{pico} (ou v_m). Segundo Barbi (2006, pg.247) a energia transferida da rede elétrica para o capacitor durante este intervalo de tempo é determinada por:

$$\frac{W_{in}}{2} = \frac{1}{2} C (V_{pico}^2 - V_{Cmin}^2). \quad (13)$$

Mas,

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{f}, \quad (14)$$

logo, igualando-se as expressões, obtém-se a expressão revela o valor da capacitância requisitada (BONA, GARCIA E FÜLLGRAF, 2010; MATOS, 2009):

$$C = \frac{P_{in}}{f(V_{pico}^2 - V_{Cmin}^2)}. \quad (15)$$

Onde P_{in} representa a potência fornecida à carga [W]. Segundo Barbi (2006, pg. 250), as correntes média e eficaz para o diodo são dadas pelas equações (16) e (17).

$$I_{Dmed} = \frac{P_{in}}{2V_{Cmin}}, \quad (16)$$

$$I_{Def} = I_P \sqrt{\frac{t_c}{T}}. \quad (17)$$

Na qual,

$$I_P = \frac{C(V_{pico} - V_{Cmin})}{t_c}. \quad (18)$$

Onde t_c representa o tempo de condução dos diodos [s] e T representa o período da forma de onda da tensão no capacitor [s]. Uma vez coletados os dados da rede e da potência requerida pelo retificador, é possível determinar as variáveis necessárias para se escolher os diodos (ou ponte retificadora), bem como o capacitor que servirá de filtro para o mesmo.

2.3 INTERRUPTOR

O interruptor – também chamado de chave – é um componente largamente utilizado nas fontes chaveadas. A chave caracteriza-se por possuir dois estados: ligado e desligado, nos quais idealmente representarão, respectivamente, um curto-circuito e um circuito aberto (HART, 2012). As chaves também possuem atribuições que as classificam mediante seu comportamento, a saber (HART, 2012; MOHAN, 2003; AHMED, 2000):

- Característica de controle:
 - Controladas: quando seus estados ligado e desligado podem ser determinados por meio de um sinal de controle;
 - Semi-controladas: quando um dos estados pode ser determinado por meio de um sinal de controle;
 - Não controladas: quando a natureza da chave determina o estado da mesma.
- Característica de circulação de corrente:
 - Unidirecional: quando a corrente flui apenas por um sentido;
 - Bidirecional: quando a corrente flui por qualquer sentido.

Dentre os diversos modelos de chaves existentes, destacam-se no âmbito da eletrônica de potência o diodo, o transistor bipolar de junção (TBJ), o MOSFET, tiristores

e dispositivos derivados a partir destes componentes (HART, 2012; RASHID, 2011; ERICKSON, 2004). Resumindo-se a esfera dos conversores CC/CC – os quais compõem parte do conversor CA/CC desejado – os componentes mais utilizados como chaves são o diodo, o TBJ, o MOSFET e o IGBT (HART, 2012). Estes componentes serão fundamentados a seguir.

2.3.1 DIODO

O diodo é um dispositivo semicondutor de dois terminais que, na eletrônica de potência, atua como uma chave unidirecional não controlada. É formado por uma estrutura P-N que permite a passagem de corrente em um único sentido, bloqueando-a no sentido contrário (POMILIO, 2018; TRZYNADLOWSKI, 2016; BOYLESTAD, 2013). Este componente é tido como um dos mais simples de se analisar, devido a sua característica de tensão e corrente fluindo por apenas um sentido (RASHID, 2011).

Dentre as suas aplicações como chave, a mais comum encontra-se nos retificadores, onde o mesmo atua permitindo a passagem de apenas um semiciclo do sinal de tensão alternada (SEDRA e SMITH, 2013).

Os diodos são também classificados pelo tempo de recuperação do estado de bloqueio para condução (TRZYNADLOWSKI, 2016). Diodos padrão (também chamados diodos lentos) são fabricados para atender a tempos de recuperação aceitáveis para frequências de 50 Hz ou 60 Hz, enquanto diodos rápidos e ultrarrápidos são fabricados para atender as necessidades de circuitos cujo chaveamento do diodo ocorre em frequências bem mais elevadas (ERICKSON, 2004). Segundo Pomilio (2018, pg. 13-3), “[...] diodos rápidos possuem tempo de recuperação da ordem de, no máximo, poucos microssegundos, enquanto nos diodos normais é de dezenas ou centenas de microssegundos.”.

2.3.2 TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNÇÃO (TBJ)

O TBJ é um dispositivo semicondutor de três terminais (Coletor, Base e Emissor) unidirecional e controlado (TRZYNADLOWSKI, 2016), podendo apresentar-se pautado sobre dois tipos de estruturas: PNP ou NPN (BOYLESTAD, 2013). Este, é tido como um dispositivo controlado por corrente, no qual o estado de condução é obtido pela injeção de corrente sobre o seu terminal base, desde que se atinja um valor mínimo de tensão,

tornando possível a condução entre os terminais coletor e emissor (HART, 2012; MOHAN, 2003). A corrente de base é ainda um precursor da corrente que circula entre o coletor e o emissor, servindo como percentual de ganho para a corrente circulante no estado de condução (POMILIO, 2018; RAZAVI, 2010). Seu desempenho na eletrônica de potência costuma ser bastante baixo, pois de forma geral, o TBJ apesar de fornecer maior corrente, não possibilita frequências de comutação mais altas (POMILIO, 2018; MOHAN, 2003). Segundo Rashid (2011, pg. 30), “Em tensões inferiores a 500 V, o TBJ foi completamente substituído pelo MOSFET em aplicações de potência e também substituído em tensões maiores pelo IGBT [...]”.

2.3.3 MOSFET

O MOSFET é um dispositivo semicondutor de três terminais (Porta, Dreno e Fonte) unidirecional e controlado, tal como o TBJ. Este, comporta-se como uma chave controlada por tensão (BOYLESTAD, 2013; HART, 2012). Segundo Hart (2012, pg. 9), “[...] a fabricação do MOSFET produz um diodo parasita [...] que muitas vezes pode ser usado como uma vantagem nos circuitos eletrônicos de potência”. Sua operação é similar à do TBJ: ao aplicar-se tensão superior a tensão de limiar entre os terminais porta e fonte, a corrente circulará entre os terminais dreno e fonte (RAZAVI, 2010). Estes transistores costumam ser aplicados em modelos de canal N, pois apresentam menores perdas e aceitam maior velocidade de comutação (POMILIO, 2018).

2.3.4 IGBT

O IGBT é um dispositivo semicondutor de três terminais (Coletor, Porta e Emissor) unidirecional e controlado, tal como o TBJ e o MOSFET. Este dispositivo é constituído de quatro camadas P-N, o qual mescla características do MOSFET e do TBJ ao mesmo tempo, inclusive, sendo modelado como uma associação destes dois componentes (ERICKSON, 2004; AHMED, 2000).

Várias características tornam o IGBT uma boa escolha para ser utilizado como chave. Este dispositivo possui a alta impedância de porta e características de chaveamento rápido dos MOSFET e também as características de baixa queda de tensão no estado ligado do TBJ (AHMED, 2000). Assim como o MOSFET, é controlado por tensão

(TRZYNADLOWSKI, 2016). Este dispositivo carrega também a vantagem de poder suportar maiores tensões sobre ele, não requisitando para tanto tensões muito elevadas no terminal porta (RASHID, 2011). Segundo Rashid (2011, pg. 30): [...] “tensão e frequência de chaveamento são dois parâmetros chave para determinar se o MOSFET ou o IGBT é o melhor dispositivo para a aplicação [...]”.

2.3.5 CRITÉRIOS DE SELEÇÃO DE CHAVES

Mencionou-se nos tópicos anteriores três modelos convencionais de chaves utilizadas em aplicações da eletrônica de potência. Em certas ocasiões a escolha do modelo torna-se indiferente, porém alguns critérios podem ser levados em consideração para adotar-se um dispositivo específico.

O TBJ costuma ser utilizado somente em aplicações de baixa frequência (abaixo de 50 kHz) em situações onde o desempenho elevado não é um pré-requisito de projeto, o qual MOSFET e IGBT também aplicam-se satisfatoriamente (POMILIO, 2018). Cabe destacar que o TBJ tem sido substituído por MOSFET e IGBT em praticamente todas as aplicações devido a vantagem destes dois componentes sobre o mesmo. A escolha entre MOSFET e IGBT é determinada por critérios de exigência dos limites de tensão, corrente e frequência de chaveamento (RASHID, 2011).

As regras básicas entre os dois componentes pode ser vista na Tabela 1 (POMILIO, 2018). A exemplo, para um projeto que requer baixa potência e tensão e frequência de chaveamento arbitrária pode ser adotado um MOSFET.

Tabela 1. Regras básicas para escolha da chave.

	Parâmetro		
	Frequência	Potência	Tensão
Alta	MOSFET	IGBT	IGBT
Baixa	IGBT	MOSFET	MOSFET

2.4 FILTRO

Os filtros empregados nesta etapa do conversor serão responsáveis por prover tensão contínua estável a partir da tensão contínua obtida no retificador. Os circuitos empregados como filtro são também chamados de conversores CC/CC (BARBI, 2001). Como os conversores apresentados são classificados como chaveados, aos mesmos serão

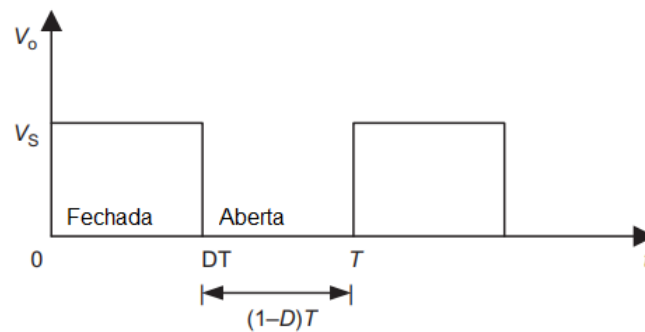
atribuídas chaves ideais para fins de análise do funcionamento. Dentre as diversas topologias de circuitos presentes na literatura, apenas duas delas serão abordadas em razão de adequarem-se aos objetivos deste projeto.

Os filtros partem do princípio similar ao exposto para o retificador, onde o capacitor cumpre a função de reduzir a ondulação na tensão de saída e além dele, é acrescentado ao filtro um indutor com o intuito de limitar a corrente circulante entre a entrada e a saída (POMILIO, 2018).

Na Figura 9 é possível visualizar a forma de onda do sinal de controle da chave. Neste, é determinado o período de tempo do sinal e uma parcela de tempo onde a chave permanece fechada e outra parte fechada. Define-se o ciclo de trabalho da chave como a parcela do período de tempo em que a chave permanece fechada (RASHID, 2018):

$$D = \frac{T_{fechada}}{T}. \quad (19)$$

Figura 9: Forma de onda do estado da chave.³

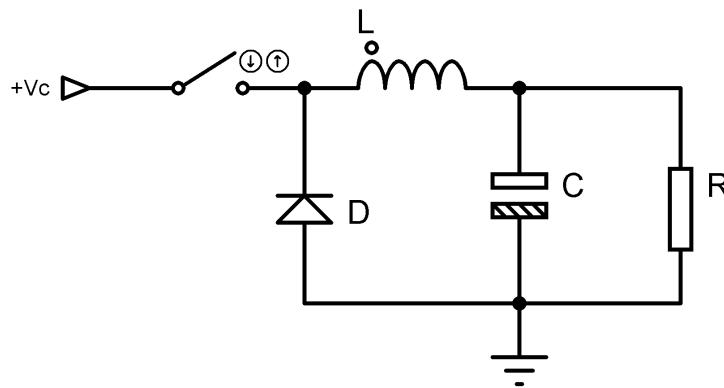


2.4.1 CIRCUITO ABAIXADOR

O circuito abaixador caracteriza um conversor CC/CC que reduz a tensão contínua fornecida na entrada (POZZATTI, 2015; MOHAN, 2003). Sua topologia pode ser visualizada na Figura 10, na qual L representa um indutor, D um diodo, C um capacitor e R uma carga resistiva (RASHID, 2018; TRZYNADLOWSKI, 2016). Este circuito tem a vantagem de, graças a comutação rápida da chave, apresentar no capacitor tensão contínua de baixo ruído, pois o indutor e o capacitor formam no circuito um filtro passa-baixas que permite passar apenas a componente CC em sua faixa de passagem (POMILIO, 2018; POZZATTI, 2015; MELLO, 1996).

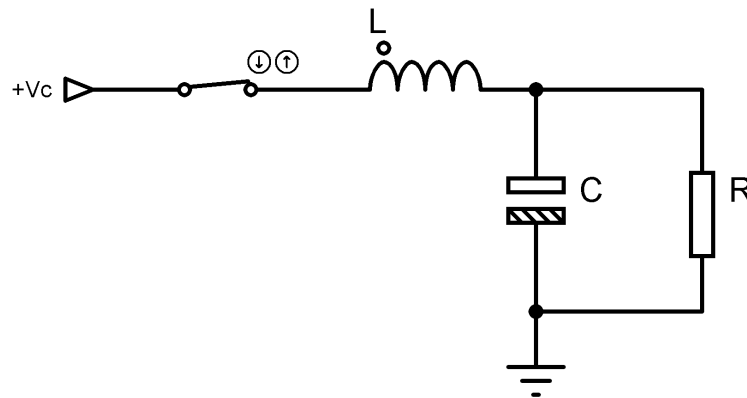
³ Fonte: Power Electronics Handbook. 4. Edição. Muhammad H. Rashid, 2018, pg. 276.

Figura 10: Topologia do circuito abaixador com carga resistiva. (Autoria própria).



Quando a chave fecha, o diodo bloqueia a tensão V_C sobre ele, apresentando-se como um circuito aberto. A corrente circula pelo indutor, fornecendo energia para o capacitor e a carga (HART, 2012; MELLO, 1996). Como a tensão no capacitor não pode variar instantaneamente, o capacitor carrega-se enquanto a chave está fechada e varia pouco a sua tensão (NILSON e RIEDEL, 2009). O indutor carrega-se também, aumentando a sua corrente circulante, a qual circula parcialmente pela carga e em outra parcela para carregar o capacitor. O circuito equivalente a este estágio da comutação pode ser visualizado na Figura 11 (HART, 2012; MOHAN, 2003).

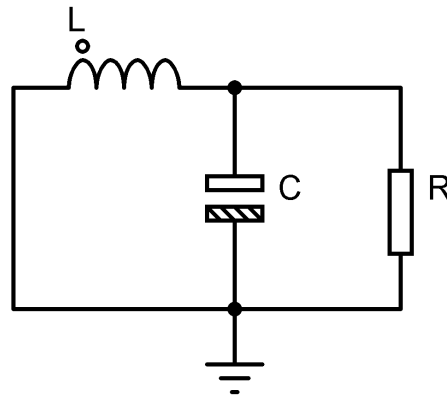
Figura 11: Circuito equivalente para a chave fechada. (Autoria própria).



Uma vez que a chave é aberta, o diodo polariza-se mudando seu estado para condutor. Considerando um diodo ideal, o mesmo torna-se um curto-circuito, levando a topologia equivalente apresentada na Figura 12 (HART, 2012; MOHAN, 2003). Como o indutor não pode variar sua corrente instantaneamente, a corrente continua a circular pelo componente através da carga e do diodo, reduzindo seu valor à medida que passa pela carga (NILSON e RIEDEL, 2009). O capacitor começa então a descarregar sua energia sobre a carga, reduzindo a tensão sobre seus terminais. Se o indutor descarregar-se completamente neste estágio, diz-se que o circuito opera no modo descontínuo de

condução de corrente, caso contrário, opera no modo contínuo de condução de corrente (POMILIO, 2018; RASHID, 2018; ERICKSON, 2004). Para este caso será analisado apenas o modo contínuo de condução de corrente.

Figura 12: Circuito equivalente para chave Aberta. (Autoria própria).



O dimensionamento dos componentes segue de acordo com os requisitos de projeto. As chaves precisam suportar a corrente nominal de saída acrescidas da variação sobre a mesma. As condições dadas para a operação do circuito determinam os valores numéricos exigidos para os componentes. De forma genérica, são escolhidos (BARBI, 2001):

- Tensões máxima e mínima de entrada [V];
- Tensões máxima e mínima de saída [V];
- Corrente de saída [A] ou Potência da carga [W];
- Oscilação máxima de corrente no indutor [A];
- Oscilação máxima de tensão no capacitor [V];
- Frequência de chaveamento [Hz].

O ciclo de trabalho da chave necessário para manutenção da tensão de saída regulada é dada por (RASHID, 2018; POZZATTI, 2015; MELLO, 1996):

$$D = \frac{V_o}{V_C}. \quad (20)$$

Onde V_o representa a tensão de saída [V] e V_C a tensão de entrada [V]. Como a variação de corrente no capacitor é nula, a corrente no indutor é a mesma corrente na carga, ou seja (HART, 2012):

$$I_L = \frac{P_o}{V_o}. \quad (21)$$

Onde P_o representa a potência de saída [W] e V_o a tensão de saída [V]. A indutância requerida é determinada por (HART, 2012; BARBI, 2001):

$$L = \frac{V_o(1 - D)}{\Delta I_L f}, \quad (22)$$

onde ΔI_L representa a variação de corrente no indutor [A] e f representa a frequência de chaveamento [Hz]. A capacitância requerida para a oscilação especificada é dada por (RASHID, 2018; POMILIO, 2018; TRZYNADLOWSKI, 2016):

$$C = \frac{V_o(1 - D)}{8Lf^2\Delta V_o}, \quad (23)$$

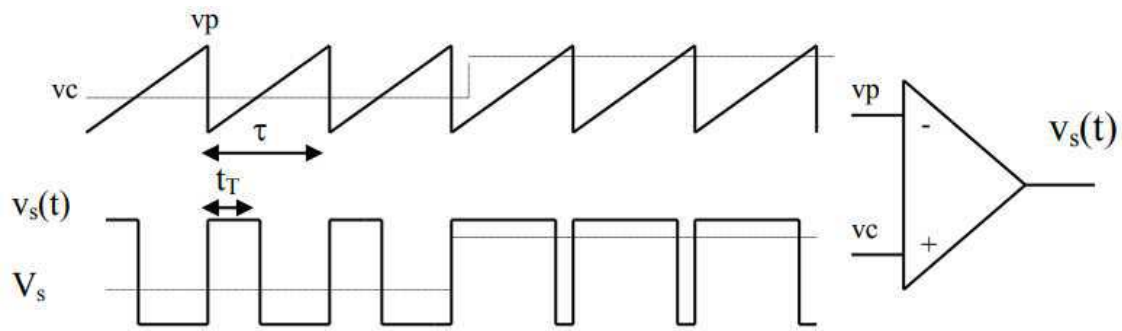
onde ΔV_o representa a oscilação máxima da tensão no capacitor [V].

2.5 CIRCUITOS DE CONTROLE

Segundo Mohan (2003, pg. 162), “Em conversores CC/CC, a tensão média da saída deve ser controlada para alcançar um nível desejado, visto que a tensão de entrada e a carga devem flutuar”. Conforme mencionado no tópico sobre filtros, o sinal que controla a abertura e fechamento da chave consiste de um pulso de tempos ligado e desligado geralmente diferentes. Este sinal costuma ser chamado de PWM (do inglês, *Pulse-Width Modulation*) e é responsável por determinar o ciclo de trabalho da chave (POZZATTI, 2015; ERICKSON, 2004; MOHAN, 2003). Para composição do sinal de controle, normalmente toma-se uma amostra do sinal de saída e compara-se o mesmo com um valor fixo de tensão, obtendo-se o valor de erro (POMILIO, 2018; POZZATTI, 2015; HART, 2012). Esta modalidade de controle pode ser realizada de forma analógica ou digital.

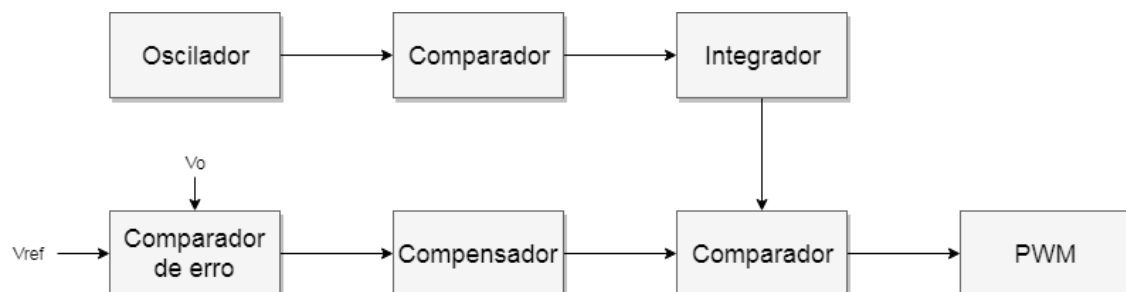
2.5.1 CONTROLE ANALÓGICO

O sinal PWM de controle pode ser obtido comparando-se um sinal dente-de-serra com um valor fixo de tensão (POMILIO, 2018).

Figura 13: Representação gráfica do gerador de sinal pwm.⁴

O valor fixo de tensão é determinado comparando-se a tensão na saída do conversor com um valor fixo: a diferença entre os dois valores é chamada de erro, como pode ser visualizado na Figura 13 (HART, 2012). O sinal v_p da Figura 13 representa uma onda dente-de-serra (HART, 2012). Este, tem seu valor de tensão comparado com um valor fixo v_c . Quando v_p é maior que v_c , o comparador eleva sua tensão ao máximo. Na situação contrária, o valor de tensão é reduzido ao mínimo (POZZATTI, 2015). Porém, devido a oscilação na tensão de saída, o valor de erro tende a variar bastante. Assim, compensadores são projetados para estabilizar o erro, baseados na teoria clássica de controle analógico (POMILIO, 2018; HART, 2012; BARBI, 2001).

Figura 14: Diagrama de blocos de um comparador analógico. (Autoria própria).



Observa-se que para conceber um sistema de controle é necessário esboçar um circuito oscilador que gere ondas dente-de-serra, um circuito compensador e um circuito comparador. Para tanto, o sistema descrito em diagrama de blocos mostrado na Figura 14 atende a esta necessidade. Nele, um oscilador é comparado com valor de tensão nula, formando uma onda quadrada que, ao ser integrada, vira uma onda triangular. Ao mesmo tempo, um comparador gera um sinal de erro entre a tensão de saída e uma tensão de referência (HART, 2012). O erro compensado é comparado com o sinal dente-de-serra para gerar o sinal de PWM (POMILIO, 2018).

⁴ Fonte: Fontes Chaveadas. José Antenor Pomilio, 2018, pag. 3-1.

Devido a demanda por circuitos de controle analógico, circuitos integrados foram projetados contendo algumas ou todas as partes descritas pelo diagrama de blocos da Figura 14, de tal forma que apenas alguns componentes externos são necessários para o bom funcionamento do circuito (BARBI, 2001). Pode-se citar:

- LM2743: circuito integrado de 14 terminais que dispõe de um controlador completo. Possui acurácia de 2% e aceita frequências de chaveamento de 50 kHz até 1 MHz, ajustável por meio de um resistor externo. Possui ainda um circuito de acionamento para chaves MOSFET (TEXAS INSTRUMENTS, 2015);
- UC3844: circuito integrado de 8 terminais que dispõe de um controlador do tipo corrente. São projetados para atender a necessidades *off-line* em conversores CC/CC. Aceitam frequência de chaveamento de até 500 kHz e também possuem circuito de acionamento de chaves MOSFET (ON SEMICONDUCTOR, 2006);
- TL494: este circuito integrado possui dois amplificadores de erro com regulação de 5%. Possui duas saídas para a chave, podendo ser aplicado em conversores de chave dupla e inúmeras outras aplicações (TEXAS INSTRUMENTS, 2017);
- SGx524: circuito integrado de 16 terminais recomendado para aplicações de potências mais altas. Pode ser utilizado em conversores isolados ou não, e dispõe ainda de terminais com outros sinais de controle, como sinal de desligamento (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

Observa-se que os circuitos integrados dedicados ao controle analógico dos conversores apresentam, de forma geral, características bastante similares.

2.5.2 CONTROLE DIGITAL (O MICROCONTROLADOR)

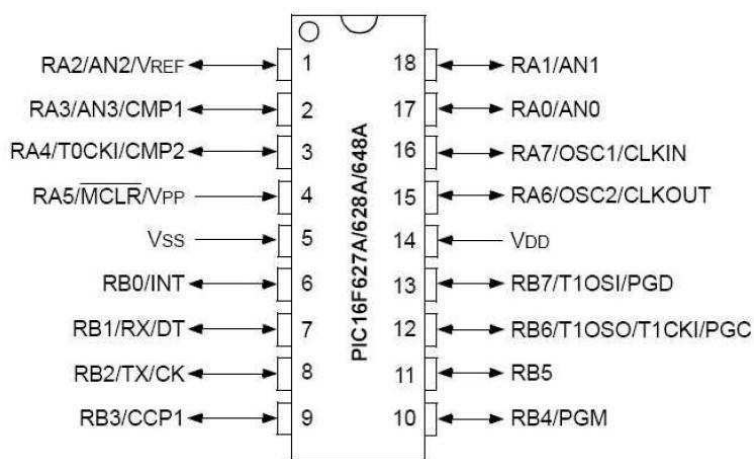
O microcontrolador é um sistema computacional que abriga um microprocessador e registradores que armazenam os resultados de processamento, utilizado para controlar sistemas de forma digital programável (WILMSHURST, 2007). Tem ganhado bastante espaço na eletrônica moderna, sendo o coração de diversos aparelhos eletrônicos devido ao baixo custo e benefícios que traz em sua arquitetura (BATES, 2012). Dentre os microcontroladores existentes no mercado, será tratado a respeito da família PIC, do

fabricante Microchip®, pois estes microcontroladores são mais acessíveis no mercado local e adequam-se para aplicações industriais de baixa escala (BATES, 2012).

Conforme mencionado, o controle dos conversores CC/CC é realizado tomando-se uma amostra da tensão de saída e comparando-a com um valor fixo de tensão. Alguns microcontroladores contam em sua arquitetura com comparadores internos e conversores A/D, o qual permitem amostrar um nível de tensão e atribuir a ele um valor relativo a sua resolução em bits (WILMSHURST, 2007).

O circuito integrado PIC16F628a classifica-se como um microcontrolador. Este dispositivo de oito terminais opera com frequência de relógio até 20 MHz, apresenta quatro terminais que podem ser utilizados como comparadores analógicos, um terminal que pode ser utilizado como interrupção externa, dezesseis terminais que podem ser utilizados como saídas digitais, três contadores de tempo e um módulo gerador de PWM (MICROCHIP, 2003). Este circuito integrado apresenta a vantagem de não precisar de muitos componentes externos para o seu funcionamento, reduzindo o valor do custo e o espaço necessário para posicionamento do controlador no circuito completo do conversor (BATES, 2012). Sua representação em bloco pode ser visualizada na Figura 15.

Figura 15: Bloco representativo do circuito integrado PIC16F628a.⁵



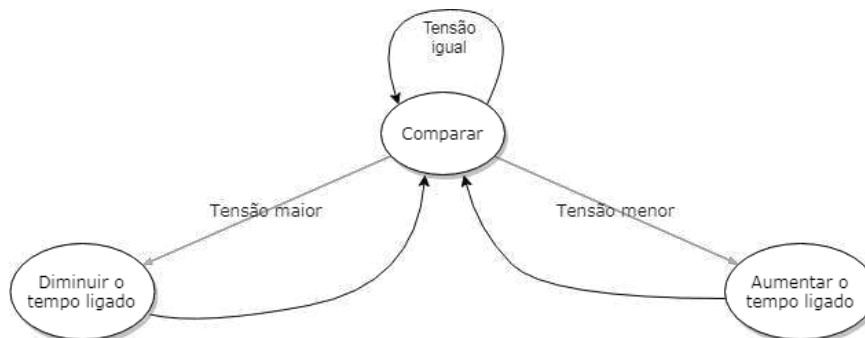
O microcontrolador é programado por meio de um computador, de onde recebe um código em hexadecimal previamente escrito em linguagem computacional próxima do usuário (e.g. C) compilado por algum *software* adequado para esta função (BATES, 2012). Um exemplo de lógica de programação representada em máquina de estados encontra-se visível na Figura 16. Neste diagrama é possível observar a seguinte lógica:

- Um valor de tensão é inserido nos comparadores, gerando um sinal lógico;

⁵ Fonte: Datasheet do fabricante. Microchip Technology Inc. 2007, pag. 4.

- O valor lógico indica se o conversor está operando sob tensão nominal ou não, assim o módulo responsável por gerar o sinal de PWM reduz ou aumenta o ciclo de trabalho do sinal para regular a tensão de saída novamente;
- Se o valor de tensão lido for igual a referência, o sinal lógico permanece o mesmo, indicando que o conversor ainda não entrou no estado desejado de operação.

Figura 16: Máquina de estados de um *software* controlador. (Autoria própria).



Ocasionalmente a tensão de saída de um conversor CC/CC é superior a tensão suportável pelo microcontrolador, ou mesmo de um comparador externo. Assim, para realizar a amostragem do nível de tensão da saída pode-se utilizar um circuito que reduza o nível de tensão a um outro suportável pelo dispositivo. Um exemplo de circuito que realiza esta tarefa está ilustrado na Figura 16 e é chamado de divisor de tensão resistivo. A tensão V_a é dada por (NILSON e RIEDEL, 2009):

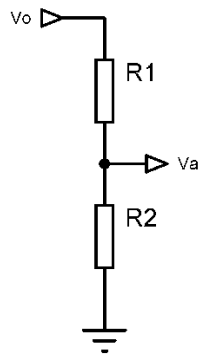
$$V_a = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o. \quad (24)$$

Utilizando-se de um comparador, pode-se determinar um nível de referência no circuito a partir do valor de tensão esperado V_a . Uma vez determinado o nível de tensão desejado V_o , estima-se o nível de tensão da conforme a equação:

$$V_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc}. \quad (25)$$

Onde V_{cc} representa o valor de tensão de alimentação do comparador.

Figura 17: Divisor de tensão resistivo. (Autoria própria).



2.6 FONTE AUXILIAR

A fonte auxiliar tem por objetivo alimentar os circuitos de comando nos conversores chaveados isolados. Nos conversores chaveados, a fonte auxiliar alimenta os circuitos de comando e de controle. Sua necessidade parte do regime transitório dos conversores: quando o conversor é ligado, é necessário uma fração de tempo até que a estabilidade da tensão de saída seja atingida. Além disso, as chaves dos conversores costumam apresentar estado inicial fechado, não sendo possível portanto verificar a existência de um nível de tensão suficiente na saída para alimentar estes circuitos (BARBI, 2001). Os circuitos elétricos que desempenham o papel de fonte auxiliar apresentam nível de tensão desejada em fração de tempo relativamente pequeno, dando início a comutação da chave e, assim, propiciando a conversão da tensão corretamente. Quando o conversor exige isolamento, a fonte auxiliar precisa ser disposta no circuito de maneira a poder alimentar os circuitos sem influenciar nos seus terminais de referência de tensão.

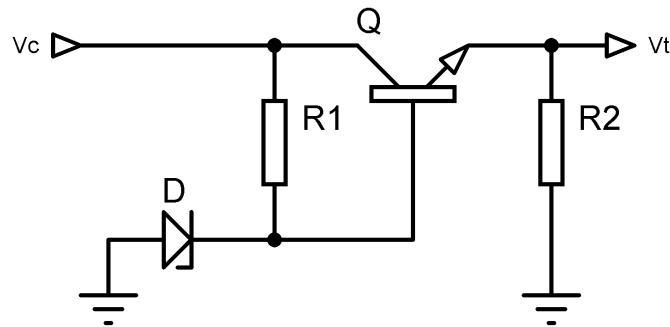
2.6.1 REGULADOR LINEAR COM TRANSISTOR

Conforme mencionado na seção 2.3.2, o TBJ é uma chave controlada por corrente. Assim, uma vez que o seu terminal base receba corrente suficiente para operar na região linear, o transistor irá fornecer um valor de corrente de emissor fixo. No circuito mostrado na Figura 18, o transistor opera nesta região, fornecendo corrente contínua de valor fixo à carga R_2 (HART, 2012). A tensão V_c apresentada na Figura 18 corresponde a tensão de saída do capacitor de filtro do retificador, enquanto a tensão V_t corresponde a tensão

desejada de saída do circuito. O diodo zener auxilia na regulação da tensão de saída, provendo então o valor de tensão V_t num valor contínuo desejado (BARBI, 2001). Com isto, a queda de tensão entre os terminais coletor e emissor do transistor é dada por:

$$V_{CE} = V_C - V_t. \quad (26)$$

Figura 18: Fonte auxiliar com transistor operando na região linear. (Autoria própria).



Observa-se uma grave desvantagem nesta topologia: a queda de tensão no transistor tende a ser excessiva, trazendo consigo excessiva dissipação de potência. Assim, pode-se afirmar que esta topologia tem baixo rendimento, sendo tolerável sua utilização apenas em baixas potências, pois assim as perdas tornam-se desprezíveis em relação ao conversor como um todo (HART, 2012). A perda de potência no transistor é determinada por:

$$P_Q = V_{CE}I_E. \quad (27)$$

Um capacitor pode ainda ser utilizado em paralelo com a carga para melhor estabilidade da tensão de saída.

2.7 CIRCUITOS DE COMANDO

Os circuitos de comando tem por função acionar a chave durante a comutação. Algumas topologias como a mostrada na Figura 11, utilizando um MOSFET como chave, por exemplo, não possui o terminal de fonte ligado à terra. Logo, para acionar esta chave é necessário um circuito extra, o qual fará flutuar tensão entre os terminais porta e fonte, acionando o MOSFET (TRZYNADLOWSKI, 2016; HART, 2012). Para isso, o circuito de comando deverá ser isolado da chave, pois caso contrário a tensão de acionamento terá um ponto em comum com o restante do circuito e assim, não será suficiente para acionar a chave. Cabe ainda salientar que os circuitos de comando variam de acordo com a chave

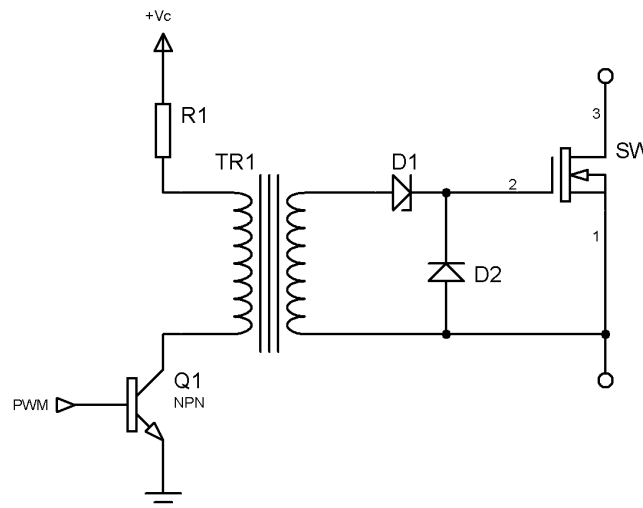
empregada na comutação (TRZYNADLOWSKI, 2016; POZZATTI, 2015). Neste projeto estima-se utilizar uma chave MOSFET, portanto não serão discutidos topologias específicas para outras chaves.

2.7.1 MODELO GENÉRICO MAGNÉTICO

Em geral, os circuitos de comando deverão prover isolamento e nível de tensão/corrente exigido para acionamento da chave. Com o objetivo de prover a isolação necessária, transformadores e opto acopladores são largamente utilizados (HART, 2012; BARBI, 2001).

A Figura 19 exibe uma topologia geral de circuito de comando isolado por transformador (HART, 2012; BARBI, 2001). Quando o transistor Q1 entra em condução, circula corrente pelo enrolamento primário do transformador. No momento em que o transistor deixa de conduzir, a energia armazenada no enrolamento primário do transformador é transmitida ao enrolamento secundário. O diodo D1 regula a tensão de porta do MOSFET, enquanto o diodo D2 cria um caminho para circulação da corrente no enrolamento do transformador (BARBI, 2001). Este circuito funciona melhor quando o ciclo de trabalho da chave aproxima-se de 0.5 (HART, 2012; MOHAN, 2003).

Figura 19: Circuito de comando isolado por transformador. (Autoria própria).



2.7.2 CIRCUITOS INTEGRADOS DEDICADOS

Assim como no caso dos controladores analógicos, os circuitos de comando também são largamente utilizados em conversores, sendo assim, produzidos como

circuitos integrados. Os circuitos integrados operam sob duas modalidades de comando de chaves (HART, 2012), a saber:

- *High-side*: esta operação é assim chamada para os casos em que o transistor que atua como chave não possui um terminal ligado ao terra do circuito. Assim, não é possível compartilhar a referência do circuito de comando com algum terminal do transistor. Um exemplo típico de transistores operando nesta modalidade ocorre nos conversores abaixadores;
- *Low-side*: nesta modalidade um dos terminais do transistor está ligada ao terra do circuito. Assim, a referência do circuito de comando pode ser utilizada em conjunto com um terminal do transistor. Um exemplo de transistor operando nesta modalidade ocorre nos conversores elevadores.

Pode-se citar como exemplo de circuitos integrados que realizam a função de comando:

- IR2117: circuito integrado de comando singular de chaves MOSFET e IGBT utilizando lógica CMOS. Supre de 10 V até 20 V de tensão para acionamento e corrente entre 200 mA e 400 mA. A chave pode bloquear até 600 V (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2007);
- IR2110: suas propriedades igualam-se as do IR2117, porém é de comando duplo e a chave bloqueia até 500 V (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2005);
- UC1706: circuito integrado de comando duplo de chaves MOSFET de alta velocidade. Supre de 5 V até 40 V de tensão para acionamento da chave (TEXAS INSTRUMENTS, 2001);
- TC4429: circuito de comando único, e invertido, de chaves operando na modalidade *low-side*. Opera com alimentação até 18 V e suporta picos de corrente de até 6 A (MICROCHIP, 2012).

3 MATERIAIS E MÉTODOS

Nesta seção descrever-se-ão os requisitos do projeto, bem como as justificativas de escolha e os procedimentos adotados para obtenção dos resultados a serem apresentados.

3.1 METODOLOGIA

As topologias escolhidas para cumprirem as funções descritas pelo diagrama de blocos da Figura 2 serão justificadas conforme os requisitos do projeto e suas vantagens próprias. Sendo realizada a escolha de um circuito, verificar-se-á sua funcionalidade por meio de simulação em *software* e montagem experimental do bloco em laboratório. Para tanto, algumas diretrizes serão tomadas como padrão para realização do projeto:

- O conversor precisa ser modelado de forma que possa ser alimentado por quaisquer fontes de corrente alternada;
- O conversor será então simulado com alimentação pela rede elétrica (sem isolamento) e com alimentação por meio de transformador.
- O conversor será montado unindo-se topologias apresentadas nas figuras anteriores;
- A escolha das topologias se dará conforme a necessidade e a adequação ao projeto final;
- Os cálculos das variáveis envolvidas serão realizados em função dos valores determinados pelos possíveis requisitos do projeto;
- Em posse dos valores das variáveis relacionadas a uma topologia, a mesma será simulada em computador e posteriormente montada experimentalmente em laboratório;
- As simulações poderão ser realizadas em *software* OrCAD PSpice® do fabricante Cadence® e/ou ISIS Proteus® do fabricante Labcenter Electronics®;
- O projeto a ser montado em laboratório incluirá um conversor CA/CA (transformador) a fim de reduzir os níveis de tensão de entrada.

- Todos os resultados serão apresentados na seção 4 deste trabalho.

3.2 PARÂMETROS DO CONVERSOR

Na tabela 2 são apresentados os valores das variáveis pré-determinadas pela natureza do conversor. Para fins de cálculo de projeto físico do conversor, considerar-se-á o termo “Tensão nominal” como a tensão normal de operação do conversor montado experimentalmente em laboratório, o qual dispunha de transformador a fim de reduzir a tensão de entrada do circuito.

Tabela 2: Parâmetros fornecidos pela natureza do circuito.

Parâmetro	Valor
Tensão máxima de entrada (V_{RMS})	230
Tensão mínima de entrada (V_{RMS})	210
Tensão nominal (V_{RMS})	12
Frequência da rede elétrica (Hz)	60

Estes parâmetros partem do compromisso da concessionária de energia elétrica de fornecer a energia segundo as condições estabelecidas pela Tabela 2, bem como da disponibilidade do transformador fornecido. Portanto, o conversor precisa ser projetado partindo das condições supracitadas.

Tabela 3: Requisitos de projeto.

Parâmetro	Variável	Valor
Tensão de saída (V)	V_o	9
Potência de saída (W)	P_o	6
Corrente de saída (A)	I_o	0,67
Frequência de comutação (kHz)	f_s	100
Ondulação a 120 Hz (%V)	ΔV_c	20
Ondulação na saída (mV)	ΔV_o	10
Ondulação de corrente no indutor (%A)	ΔI_o	60

A Tabela 3 apresenta os parâmetros requisitados pelo projeto do conversor. Estes dados são fornecidos baseados no que deseja-se obter após a conversão CA/CC e a partir deles serão calculadas as demais variáveis do projeto. O cálculo se dará para as duas possibilidades mencionadas: com ou sem transformador.

3.3 TOPOLOGIAS E CÁLCULOS

3.3.1 PROTEÇÃO, RETIFICADOR E FILTRO CAPACITIVO

O retificador escolhido para compor o projeto apresenta-se na Figura 8, pois este retificador é capaz de fornecer energia ao capacitor de filtro durante os dois semi ciclos. Como o conversor está sendo projetado para operar numa região cuja tensão na rede elétrica não está disponível em 110 V, não será necessário dobrar a tensão. Com base nos dados fornecidos nas Tabelas 2 e 3, tem-se que a tensão máxima no capacitor, para ligação diretamente a rede, considerando-se o pior caso, será:

$$V_{pico} = \sqrt{2}V_{min} = 210\sqrt{2} = 296,98 V. \quad (20)$$

E a tensão mínima:

$$V_{cmin} = V_{pico} \times (1 - \Delta V_C) = 296,98(1 - 0,2) \quad (21)$$

$$V_{cmin} = 237,58 V. \quad (22)$$

A capacitância requerida para tal regime de operação é determinada pela equação (15), assim:

$$C_{rede} = \frac{6}{60(296,98^2 - 237,58^2)} = 3,15 \mu F \quad (23)$$

Será adotado 4,7 μF , pois o valor encontrado não é um valor comercial. Assim, a potência limite fornecida para o circuito nas condições fornecidas passa a ser:

$$P_o = 4,7 \times 10^{-6} \times 60(296,98^2 - 237,58^2) \quad (24)$$

$$P_o = 8,95 W \quad (25)$$

A corrente média do diodo é dada pela equação (16), logo:

$$I_D = \frac{6}{2 \times 237,58} = 12,63 mA. \quad (26)$$

Como o diodo precisa bloquear tensão duas vezes maior que a máxima da rede, será adotado o modelo 1N4007, da ON Semiconductor, que é capaz de bloquear tensão reversa de até 1000 V e conduzir corrente média de até 1 A (ON SEMICONDUCTOR, 2012). Para a proteção será escolhido um fusível de 0,5 A e um varistor qualquer de tensão nominal de 250 V_{RMS}.

Não será realizado o carregamento suave do filtro, pois o mesmo opera com um capacitor de baixa capacitância na entrada do circuito.

Considerando-se o caso da tensão nominal fornecida por transformador, tem-se que:

$$V_{pico} = \sqrt{2}V_{nom} = 12\sqrt{2} = 16,97 \text{ V.} \quad (27)$$

E a tensão mínima:

$$V_{cmin} = V_{pico} \times (1 - \Delta V_C) = 16,97(1 - 0,2) \quad (28)$$

$$V_{cmin} = 13,58 \text{ V.} \quad (29)$$

A capacitância requerida para tal regime de operação é determinada pela equação (15), assim:

$$C_{trafo} = \frac{6}{60(16,97^2 - 13,58^2)} = 965,58 \mu\text{F} \quad (30)$$

Será adotado 1000 μF , pois o valor encontrado não é um valor comercial. Assim, a potência limite fornecida para o circuito nas condições fornecidas passa a ser:

$$P_o = 1000 \times 10^{-6} \times 60(16,97^2 - 13,58^2) \quad (31)$$

$$P_o = 6,21 \text{ W} \quad (32)$$

A corrente média do diodo é dada pela equação (16), logo:

$$I_D = \frac{6}{2 \times 13,58} = 220,91 \text{ mA.} \quad (33)$$

3.3.2 CHAVE

O componente adotado como chave será o 2N65, do fabricante Unisonic©. O mesmo consiste de um dispositivo MOSFET de potência, capaz de bloquear até 650 V de tensão entre dreno e fonte, e conduzir até 2 A continuamente (UNISONIC, 2014).

Não será adotado circuito amaciador, pois não é requisitado para a simulação e não é necessário para a montagem experimental, tendo em vista que a tensão nominal do circuito é relativamente próxima à da saída.

3.3.3 FILTRO

O filtro escolhido será o modelo ilustrado na Figura 10. Pois esta topologia permite que o diodo seja utilizado como diodo de roda livre, prevenindo sobre tensões em cargas indutivas.

Os ciclos de trabalho máximo e mínimo são encontrados por meio da equação (20). Considerando casos extremos para a rede elétrica, tem-se:

$$D_{min} = \frac{9}{325,27} = 0,0277 \quad (34)$$

$$D_{max} = \frac{9}{237,58} = 0,0379 \quad (35)$$

$$D_{trafo(min)} = \frac{9}{16,97} = 0,530 \quad (36)$$

$$D_{trafo(max)} = \frac{9}{13,58} = 0,663 \quad (37)$$

O cálculo da indutância necessária é realizado com base na equação (22), utilizando-se o resultado da equação (53):

$$L = \frac{9(1 - 0,0379)}{0,6 \times 0,67 \times 100 \times 10^3} = 215,40 \mu H \quad (38)$$

Será adotado 256 μH , pois o laboratório dispõe de um indutor com esta indutância. Assim, a variação esperada de corrente no indutor torna-se:

$$\Delta I_L = \frac{9(1 - 0,0379)}{256 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3} = 0,34 \text{ A} \quad (39)$$

Observa-se que a dependência do ciclo de trabalho no cálculo da indutância conduz a conclusão de que conforme aumenta-se o ciclo de trabalho, diminui-se o valor da indutância requerida, assim o indutor escolhido haverá de funcionar para os casos de ciclo de trabalho maiores. Esta colocação também é válida para o capacitor. A capacitância requerida para o filtro é determinada pela equação (23), utilizando-se o valor encontrado na equação (35).

$$C = \frac{9(1 - 0,0379)}{8 \times 256 \times 10^{-6} \times 10^{10} \times 10^{-2}} = 42,28 \mu\text{F} \quad (40)$$

Será adotado 100 μF , pois o valor encontrado não é um valor comercial e as capacitâncias múltiplas de 10 são mais fáceis de encontrar. Assim a ondulação de tensão esperada passa a ser:

$$\Delta V_C = \frac{9(1 - 0,0379)}{8 \times 256 \times 10^{-6} \times 10^{10} \times 100 \times 10^{-6}} \quad (41)$$

$$\Delta V_C = 4,23 \text{ mV} \quad (42)$$

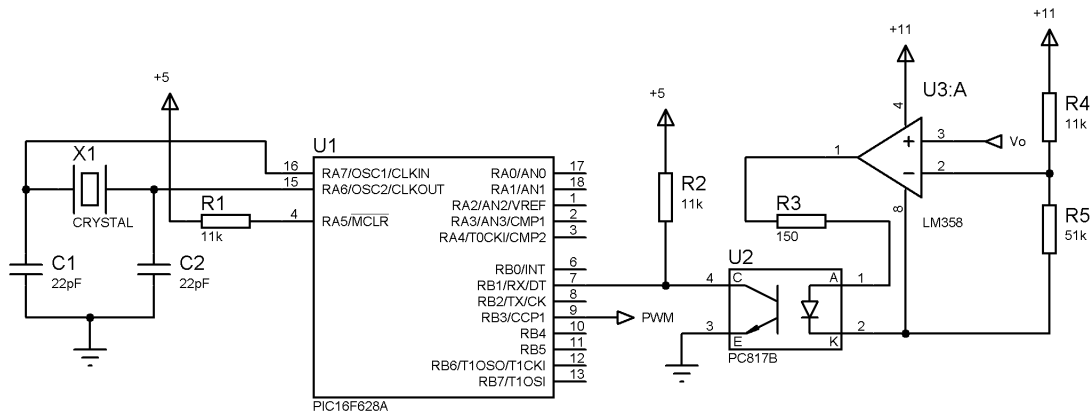
O diodo escolhido para o filtro será o modelo 1N4937, que é capaz de bloquear até 600 V de tensão e conduzir até 1 A de corrente média, recuperando-se em até 200 ns (VISHAY, 2013).

3.3.4 CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito de controle foi realizado com base no microcontrolador PIC16F628a. Não foram utilizados os comparadores internos do microcontrolador em virtude da necessidade do circuito de comando de ser isolado, pois o circuito integrado disponível para montagem no laboratório consistia de um modelo *low-side*. Assim, se fez necessário adotar um terminal de referência para o comando diferente do terminal de referência do

conversor, promovendo assim a necessidade de isolar o comparador do controlador e do comando.

Figura 20: Circuito de controle digital. (Autoria própria).



Para o circuito de controle será adotado o arranjo mostrado na Figura 20. Os resistores R_4 e R_5 formam um divisor de tensão que é ligado na saída da fonte auxiliar para comparar com o nível de tensão da saída do conversor V_o . O arranjo dos resistores permite que a tensão de saída seja reduzida conforme a equação (25). Assim:

$$V_{ref} = \frac{51000}{11000 + 51000} 11 = 9,05 \text{ V} \quad (43)$$

O cristal oscilador será de 20 MHz para maior rapidez nas operações. A saída PWM deverá ser ligada ao circuito de comando.

3.3.5 FONTE AUXILIAR

Será adotado como fonte auxiliar a topologia ilustrada na Figura 30, pois utiliza menos componentes e fornece tensão mais estável a carga. Este modelo não é isolado, assim, deverá ser utilizado nos casos em que não se exige isolação. O transistor escolhido será o modelo EB13003, um TBJ com tensão suportável entre coletor e emissor de até 600 V, entre base e emissor de 9 V, e capacidade de condução de corrente de até 1 A (SHENGYUAN, 2004). O diodo zener escolhido será o 1N759 que é de 12 V de tensão nominal e dissipação de potência até 0,5 W (DIGITRON, 2012). O resistor escolhido será de resistência de 100 k Ω e dissipação de potência de 1 W.

Especificamente para o projeto de montagem do circuito, devido a utilização de um *driver* de corrente modelo *low-side*, será necessário utilizar-se de uma fonte de tensão isolada para alimentar os circuitos de controle e comando, com o intuito de colocar a

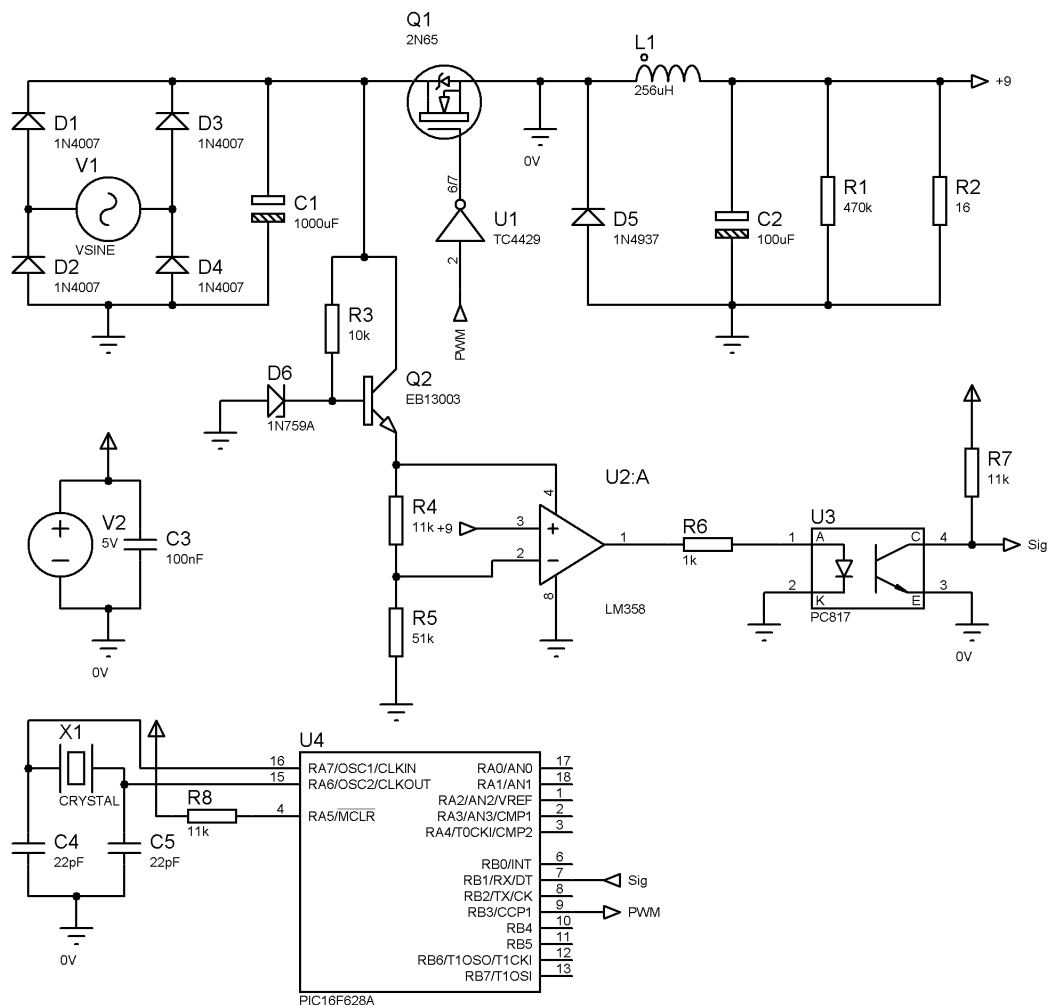
referência do driver no mesmo nível de tensão do terminal de fonte do MOSFET. Para tanto, a utilização de opto acopladores para isolar o circuito de potência do circuito de comando se faz necessária.

3.3.6 CIRCUITO DE COMANDO

Para o circuito de comando, será utilizado o circuito integrado TC4429 previamente mencionado na seção 2.7.3. Os capacitores externos serão escolhidos conforme recomendações do fabricante.

3.3.7 DIAGRAMA COMPLETO DO CONVERSOR

Figura 21: Diagrama completo do conversor CA/CC. (Autoria própria).



4 RESULTADOS

Os resultados dividem-se em simulações e medições práticas realizadas em laboratório.

4.1 SIMULAÇÕES

As simulações foram realizadas nas topologias as quais o simulador foi capaz de fornecer resultados coerentes. Outrossim, as topologias simuladas correspondem a diagramas de um ou mais blocos já conectados, contendo os componentes que serão utilizados durante as montagens experimentais. Como alguns blocos dependem diretamente de outros blocos (e.g. chave e comando), os blocos não conectados ao circuito foram substituídos por partes fornecidas pelo simulador (e.g. gerador de onda quadrada).

4.1.1 RETIFICADOR, FILTRO CAPACITIVO, CHAVE E FILTRO PASSA-BAIXAS.

Para a simulação destes blocos no *software* OrCAD, utilizou-se o diagrama exibido na Figura 22. O circuito amaciador foi omitido por causar lentidão na apresentação dos resultados. Os parâmetros das fontes foram colocados segundo as expectativas de operação com alimentação fornecida pela rede elétrica sem isolamento, para V_1 e do *driver* TC4429 para V_2 , baseando-se nos valores de recuperação do circuito integrado. Foi medido a tensão no capacitor de filtro do retificador C_1 e a tensão no capacitor de filtro do circuito abaixador C_2 . A carga foi colocada como resistiva de potência aproximada a potência nominal do conversor.

Figura 24: Diagrama utilizado no software Proteus. (Autoria própria).

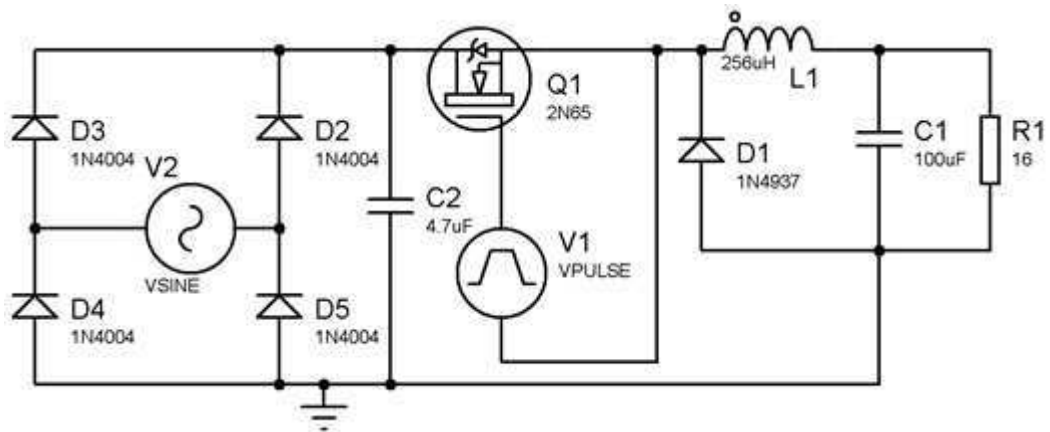


Figura 25: Forma de onda da tensão no capacitor C2. (Autoria própria).

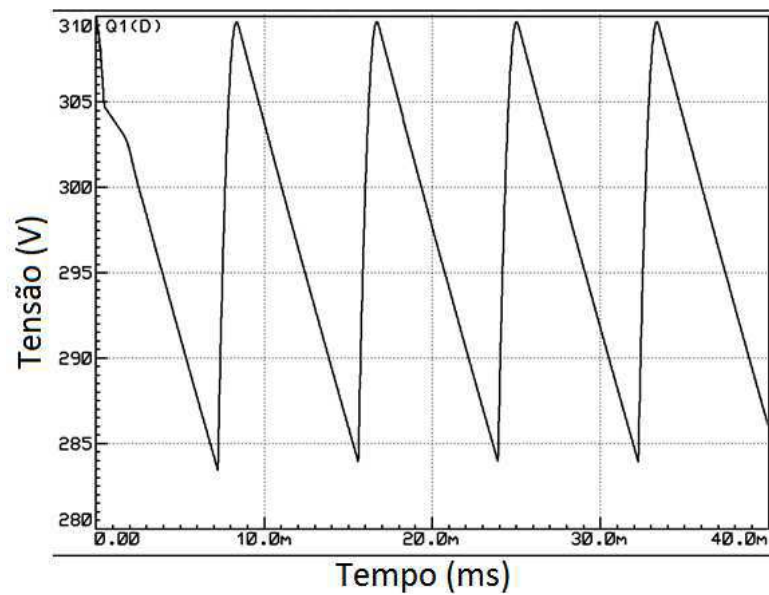
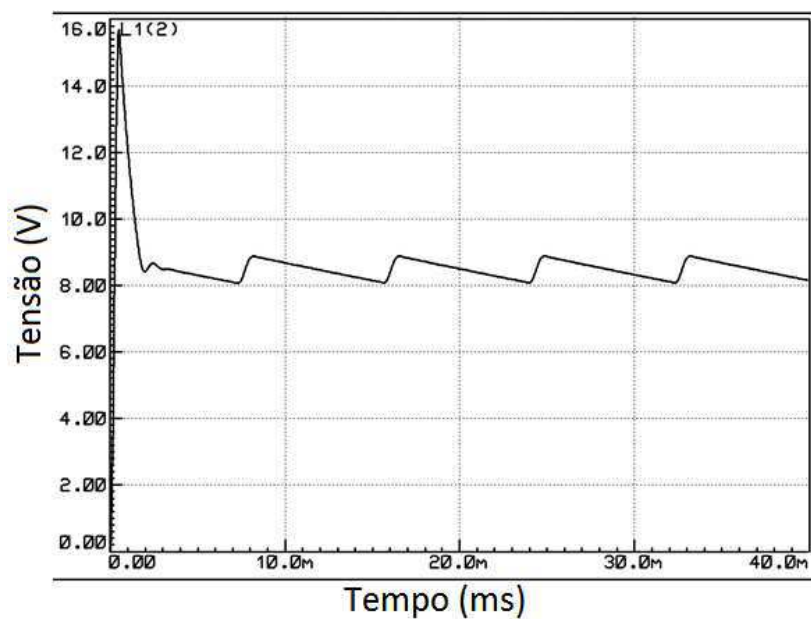


Figura 26: Forma de onda da tensão no capacitor C1. (Autoria própria).



Para a simulação do projeto de montagem do laboratório, onde é introduzido um transformador para reduzir a tensão, foi utilizado os mesmos diagramas das Figuras 22 e 24, alterando-se apenas a tensão de entrada para 16,97 V, o ciclo de trabalho da chave para 0,53 e o capacitor do filtro do retificador para 1000 μF . Os resultados encontram-se visíveis nas Figuras 27 e 28 para os *software* correspondentes.

Figura 27: Formas de onda das tensões para o caso do transformador abaixador, simulação no *software* OrCAD. Acima, tensão no capacitor C1. Abaixo, tensão no Capacitor C2. (Autoria própria).

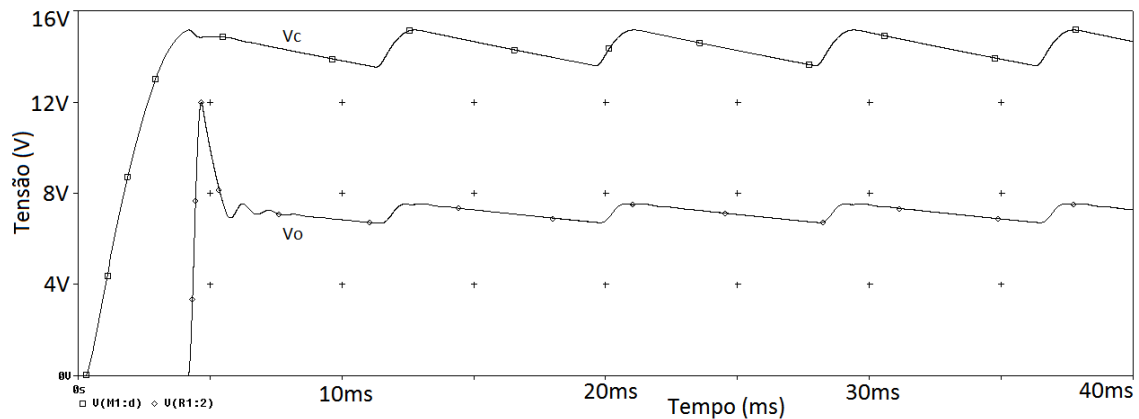
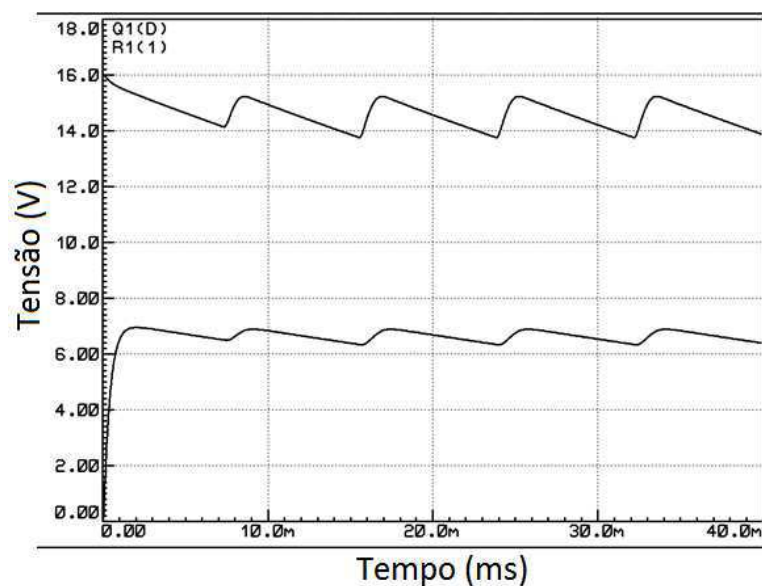


Figura 28: Formas de onda das tensões para o caso do transformador abaixador, simulação no *software* Proteus. Acima, tensão no capacitor C1. Abaixo, tensão no Capacitor C2. (Autoria própria).



4.1.2 CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito de controle promove a alteração do ciclo de trabalho conforme a necessidade do conversor de elevar ou reduzir a sua tensão. Como isto ocorre de forma muito rápida, apesar de ser possível simular o circuito, não é possível visualizar a alteração gradativa do sinal PWM em gráficos impressos em papel.

4.1.3 FONTE AUXILIAR

A simulação foi realizada no *software* OrCAD utilizando-se o diagrama proposto na Figura 29. Este mesmo diagrama foi utilizado para simulação do caso do transformador abaixador, alterando-se os parâmetros do capacitor de filtro do retificador para uma capacitância de 1000 μ F. Para o *software* Proteus foi utilizado o diagrama da Figura 30. O método utilizado no *software* Proteus utilizou de voltímetros e amperímetros virtuais que mediam as tensões e correntes médias respectivamente. Na Figura 30 pode-se observar os resultados dos valores obtidos para cada componente relevante no circuito. Notam-se valores obtidos condizentes com as afirmações supracitadas.

Figura 29: Topologia utilizada para simulação no *software* OrCAD. (Autoria própria).

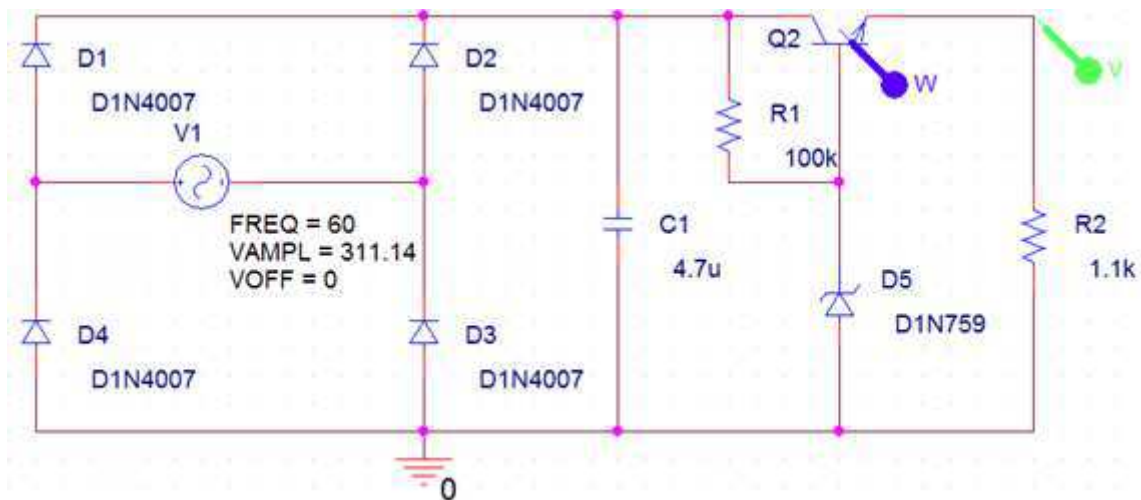
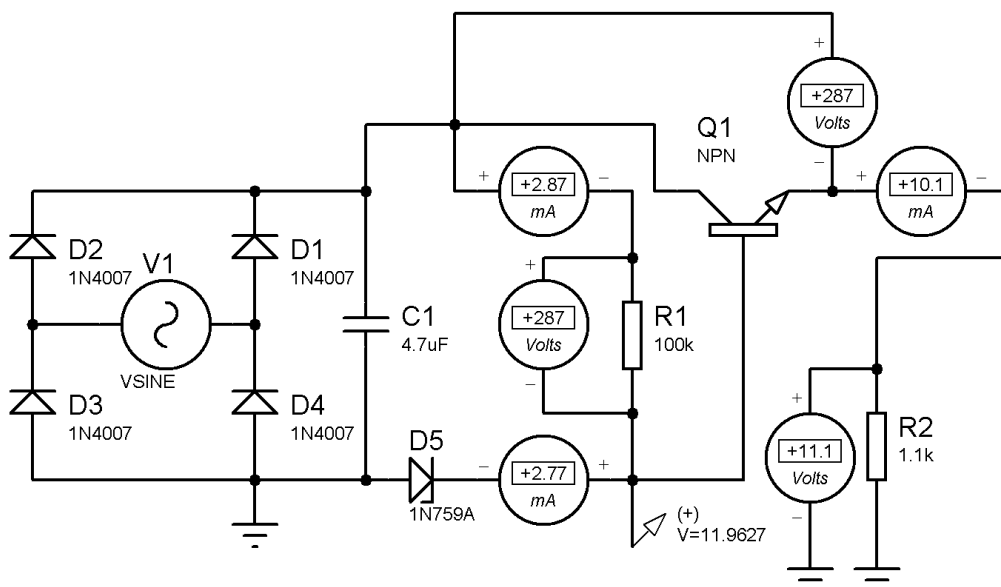
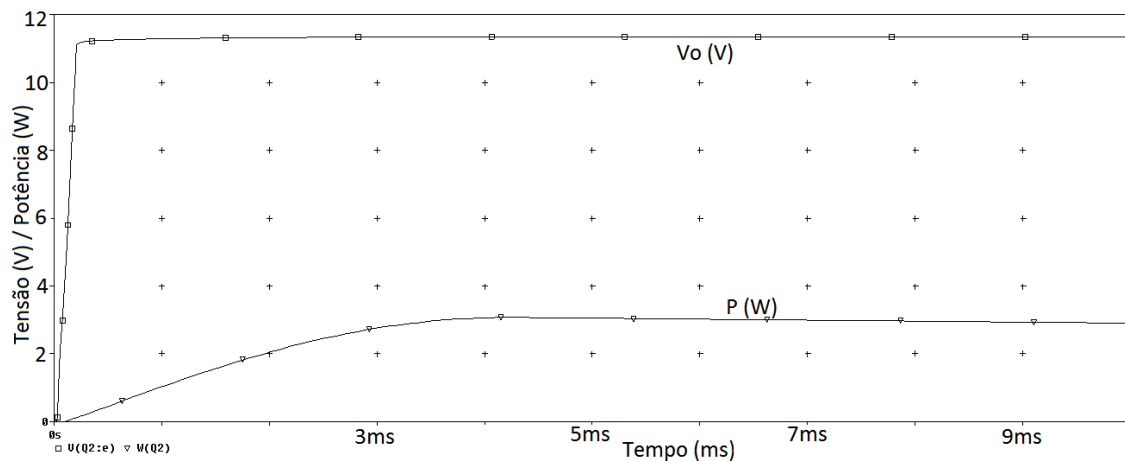


Figura 30: Topologia utilizada para simulação no *software* Proteus.



Na Figura 31 é possível visualizar as formas emergentes da tensão de saída do circuito, a qual encontra-se próxima aos 12V, bem como a potência dissipada pelo transistor, que aproxima-se dos 2,5W. Para que haja melhor eficiência no circuito, pode-se utilizar o próprio conversor como alimentação no lugar da fonte auxiliar após a estabilização da mesma.

Figura 31: Formas de onda da tensão de saída da fonte e da potência dissipada pelo transistor



Para a simulação do projeto de montagem em laboratório, o capacitor de filtro do retificador foi substituído por um de 1000 μF , o resistor R1 substituído por um de valor 10 $\text{k}\Omega$ e a tensão na fonte alterada para 16,97 V. Observa-se das Figuras 32 e 33 que a potência dissipada pelo transistor é demasiado pequena, não sendo portanto necessária a substituição do circuito de fonte auxiliar pela alimentação do próprio conversor.

Figura 32: Formas de onda da potência dissipada pelo transistor (acima) e tensão de saída (abaixo)

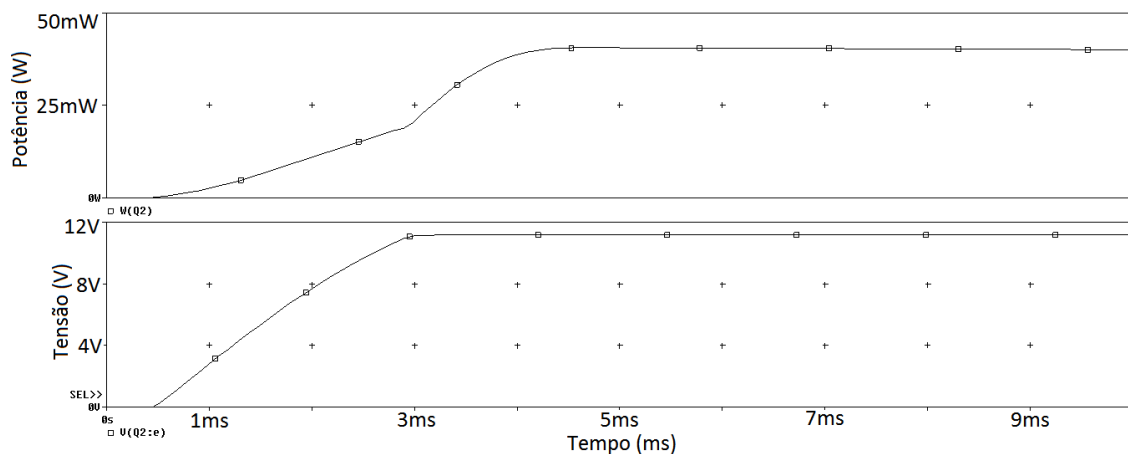
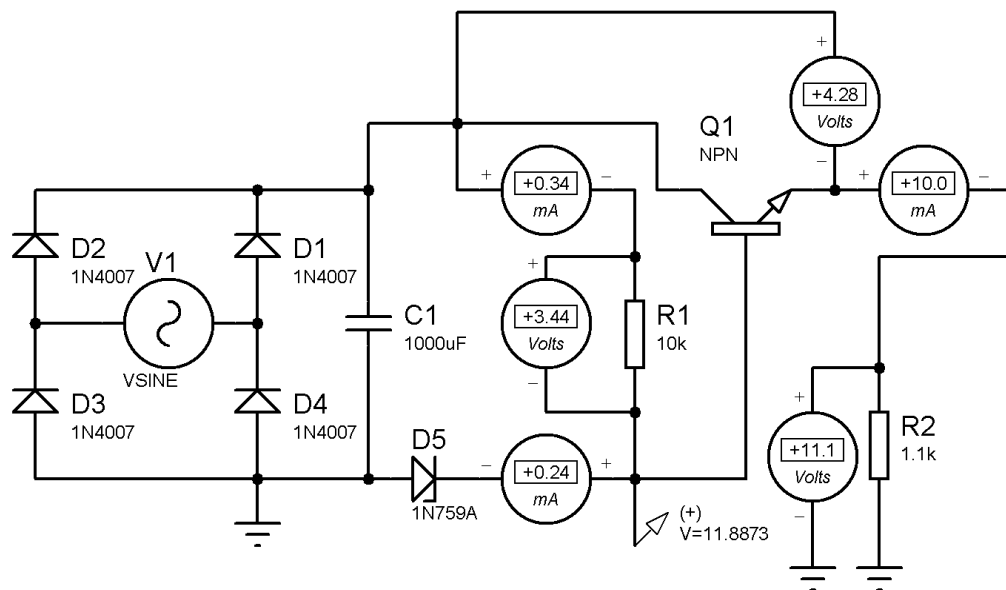


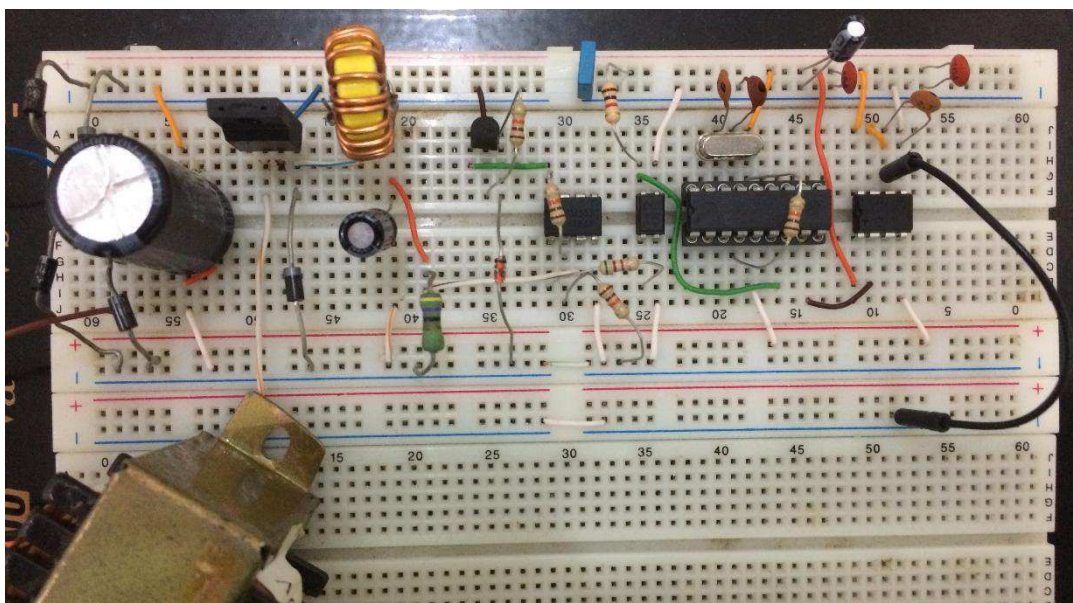
Figura 33: Resultado de simulação no software Proteus. Caso do transformador abaixador



4.2 MEDIÇÕES EM LABORATÓRIO

A montagem foi inicialmente realizada em matriz de contatos por motivo de facilitação da dinâmica de substituição de peças. As medições foram realizadas com auxílio de Osciloscópio e Multímetro. A Figura 34 apresenta o circuito montado.

Figura 34: Montagem realizada em matriz de contatos



4.2.1 TENSÃO DE ENTRADA DO CONVERSOR E FILTRO CAPACITIVO

As medições foram realizadas tomando-se amostras da forma de onda da tensão sobre componentes do circuito. Na Figura 35, é possível verificar a forma de onda da tensão de entrada do conversor. Na Figura 36, pode-se visualizar a forma de onda da tensão sobre o capacitor de filtro do retificador. Observa-se um comportamento similar a forma de onda obtida durante as simulações.

Figura 35: Forma de onda da tensão de entrada do conversor.

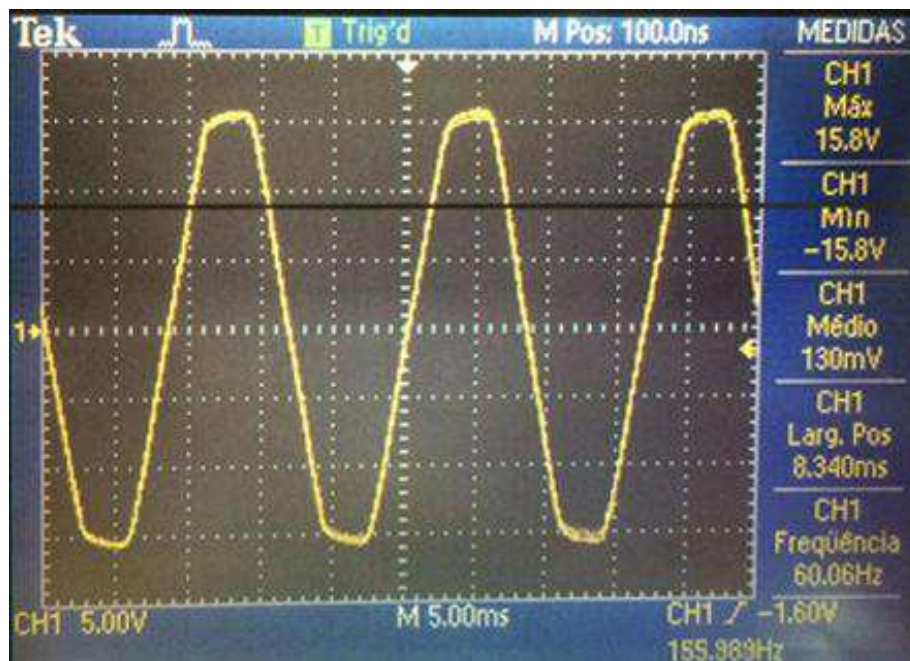
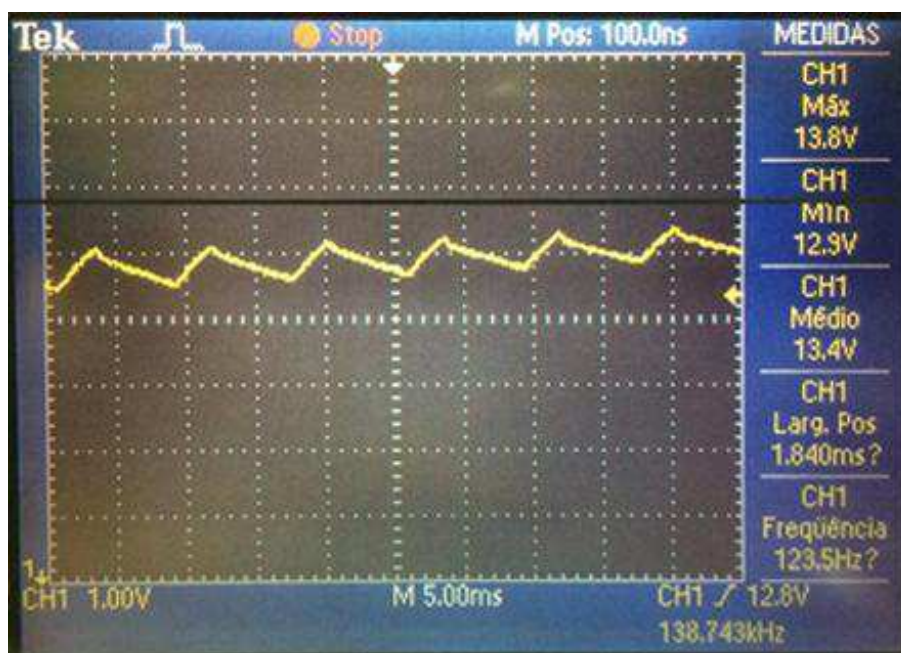


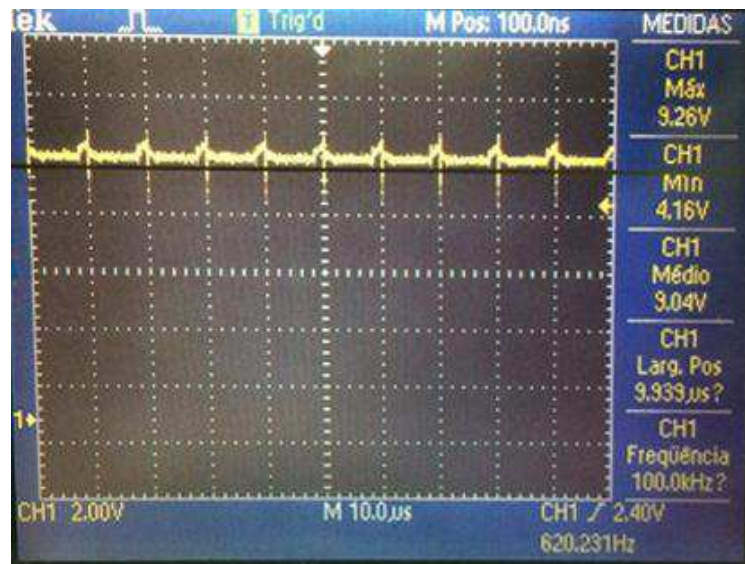
Figura 36: Forma de Onda da tensão sobre o capacitor de filtro.



4.2.2 CIRCUITO ABAIXADOR

Na Figura 37, visualiza-se a forma de onda da tensão sobre o filtro passa-baixas.

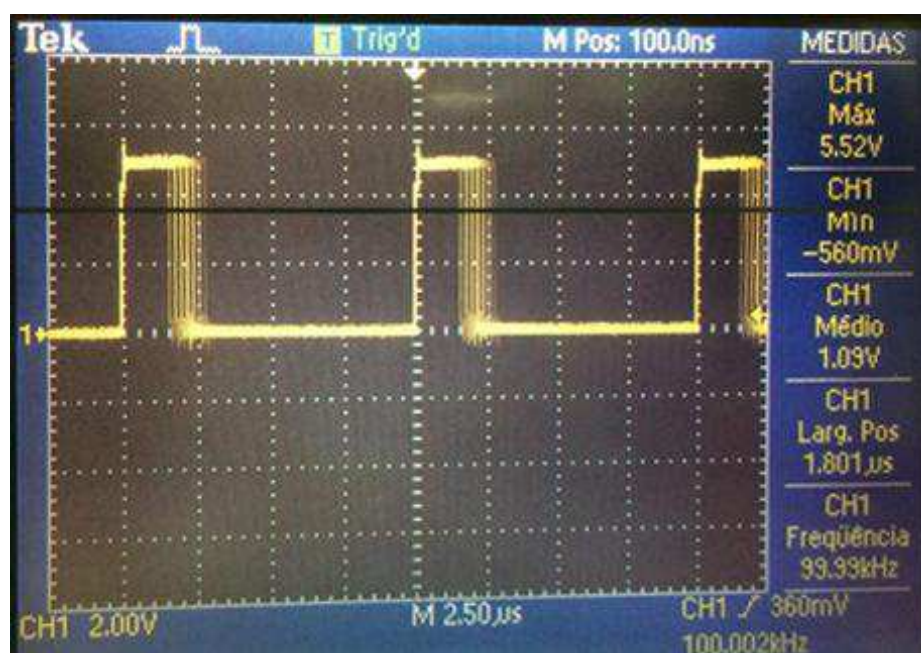
Figura 37: Forma de onda da tensão de saída do circuito abaixador.



4.2.3 CIRCUITO DE CONTROLE (PWM)

Na Figura 38 é possível visualizar o sinal de PWM aplicado à chave. A variação rápida da largura do pulso é enxergada como uma “mancha” no sinal.

Figura 38: Forma de onda do sinal PWM do circuito de controle.



5 CONCLUSÃO

A partir dos resultados obtidos, pode-se constatar que o conversor operou conforme o esperado, apesar de apresentar na saída alguns picos de tensão reversa. Estima-se que melhorando-se a qualidade dos componentes empregados, seja possível obter melhores resultados, pois alguns componentes empregados – como a chave e o circuito de comando – foram escolhidos em virtude da disponibilidade, deixando assim a ideia de que trabalhos futuros possam aprimorar a eficiência deste conversor.

Observa-se também que de fato o conversor necessitou de poucos componentes para seu funcionamento, corroborando a ideia de que este conversor pode ser aplicado sob baixo custo como fonte de tensão para projetos que não necessitem de isolamento, bem como nos que cabem um transformador.

Assim, conclui-se que o trabalho se deu conforme o esperado e apresentou resultados que satisfazem as condições pré-determinadas.

REFERÊNCIAS

- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2000.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: Projetos de fontes chaveadas**. 1. Ed. Florianópolis: Edição do autor, 2001.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**. 6. Ed. Florianópolis: Edição do autor, 2006.
- BATES, Martin. **PIC Microcontrollers: An introduction to microelectronics**. 3. Ed. Waltham: Elsevier, 2012.
- BONA, Daniel D. GARCIA, Luís F. FÜLLGRAF, Roberto P. **Projeto de fonte chaveada com conversor flyback**. 36 páginas. Pós-graduação em Desenvolvimento de Produtos Eletrônicos, Instituto Federal de Santa Catarina, 2010.
- BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. **Electronic Devices and Circuit Theory**. 11. Ed. New Jersey: Pearson Education Inc., 2013.
- DIGITRON SEMICONDUCTORS. **Silicon Planar Zener Diodes**. 2012. Disponível em: www.digitroncorp.com/Documents/Datasheets/1N746-1N759A,-1N4370-1N4372A.aspx?ext=.pdf, acesso em 18 de maio de 2018.
- ERICKSON, Robert W. MAKSIMOVIC. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. Ed. New York: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- HART, Daniel. **Eletrônica de Potência: Análise e projetos de circuitos**. 1. Ed. São Paulo: AMGH, 2012.
- INTERNATIONAL RECTIFIER. **IR2127(S)/IR2128(S) & PbF: Single Channel Driver**. International Rectifier: El Segundo, 2007. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/ir2117.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c84331168d>, acesso em 12 de maio de 2018.
- INTERNATIONAL RECTIFIER. **IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF: High and Low Side Driver**. International Rectifier: El Segundo, 2005. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/ir2110.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e>, acesso em 12 de maio de 2018.
- MAMEDE Filho, João. **Manual de equipamentos elétricos**. 3. Ed. Rio de Janeiro: LTC, 2005.
- MATOS, Renato de; MARTINS, Roselane C. **Avaliação 5: Fonte chaveada Flyback**. 44 páginas. Avaliação final – Pós-graduação em Desenvolvimento de Produtos Eletrônicos, Instituto Federal de Santa Catarina, 2009.
- MELLO, Luiz F. P. **Análise e projeto de fontes chaveadas**. 1. Ed. São Paulo: Editora Érica Ltda., 1996.

MICROCHIP. **PIC16F628a**: FLASH-Based, 8-Bit CMOS Microcontrollers with Nanowatt Technology. Microchip Technology Inc., 2006. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/40044E.pdf>, acesso em 27 de julho de 2018.

MICROCHIP. **TC4420/TC4429**: 6A High-Speed MOSFET Drivers. Microchip Technology Inc, 2012. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21419D.pdf>. Acesso em 27 de julho de 2018.

MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 3. Ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2003.

NILSSON, James W.; RIEDEL, Susan, A. **Circuitos Elétricos**. 8. Ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009.

ON SEMICONDUCTOR. **High Performance Current Mode Controllers**. 2006. Disponível em: www.onsemi.com/pub/Collateral/UC3844-D.pdf, acesso em 11 de maio de 2018.

ON SEMICONDUCTOR. **Axial Lead Standard Recovery Rectifiers**. 2012. Disponível em: www.onsemi.com/pub/Collateral/1N4001-D.pdf, acesso em 14 de maio de 2018.

POMILIO, José A. **Fontes Chaveadas**. Publicação FEEC 13/95. Universidade Estadual de Campinas, 2018.

POZZATTI, Evandro. **Projeto e análise de uma fonte chaveada em alta frequência para laboratório de ensino com saídas: ± 12 V, ± 5 V, ± 3.3 V e variável até 25V**. 77 páginas. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Bacharelado em Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2015.

RASHID, Muhammad H. **Eletrônica de Potência: Circuitos, dispositivos e aplicações**. 2. Ed. São Paulo: MAKRON Books do Brasil LTDA, 1999.

RASHID, Muhammad H. **Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications**. 3. Ed. Oxford: Elsevier Inc., 2011.

RASHID, Muhammad H. **Power Electronics Handbook**. 4. Ed. Oxford: Elsevier Inc., 2018.

RAZAVI, Behzad. **Fundamentos de Microeletrônica**. 1. Ed. Rio de Janeiro: LTC, 2010.

SEDRA, Adel S. SMITH, Kenneth C. **Microelectronic Circuits**. 6. Ed. Oxford: Oxford University Press Inc, 2013.

SHENGYUAN SEMICONDUCTORS. **EB Series Transistors: EB13003**. Shenzhen Shengyuan Semiconductors Co., LTD. 2004. Disponível em: www.ges.cz/sheets/e/eb13003.pdf, acesso em 18 de maio de 2018.

SILVEIRA, James. **Modelagem e análise de varistores de óxido metálico de zinco**. 218 páginas. Tese (doutorado) – Programa de pós graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.

SOUZA, Stan D'. Transformerless Power Supply. **Microchip Technology Inc.** Estados Unidos, DNV Inc., TB008, 2000.

TEXAS INSTRUMENTS. **LM2743 Low Voltage N-Channel MOSFET Synchronous Buck Regulator Controller**. 2015. Disponível em: www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2743.pdf, acesso em 11 de maio de 2018.

TEXAS INSTRUMENTS. **SGx524 Regulating Pulse-Width Modulators**. 2015. Disponível em: www.ti.com/lit/ds/symlink/sg2524.pdf, acesso em 11 de maio de 2018.

TEXAS INSTRUMENTS. **TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits**. 2017. Disponível em: www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf, acesso em 11 de maio de 2018.

TEXAS INSTRUMENTS. **Dual Output Driver**. 2001. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc1706.pdf>, acesso em 12 de maio de 2018.

UNISONIC TECHNOLOGIES. **2A, 650V N-CHANNEL POWER MOSFET**. 2014. Unisonic Technologies Co., Ltd. Disponível em: www.unisonic.com.tw/datasheet/2N65.pdf.

VISHAY GENERAL SEMICONDUCTOR. **Fast Switching Plastic Rectifier**. Disponível em: www.vishay.com/docs/88508/1n4933.pdf, acesso em 15 de maio de 2018.

WILMSHURST, Tim. **Designing Embedded Systems with PIC Microcontrollers: Principles and Applications**. 1. Ed. Burlington: Elsevier Ltd., 2007.