

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
DEPARTAMENTO DE COMPUTAÇÃO**

Elivelton Francisco Walter

**FONTE CHAVEADA PARA CONTROLE DE MOTOR DE  
CORRENTE CONTÍNUA COM ACIONAMENTO POR  
RÁDIO FREQUÊNCIA**

Araranguá

2018

Elivelton Francisco Walter

**FONTE CHAVEADA PARA CONTROLE DE MOTOR DE  
CORRENTE CONTÍNUA COM ACIONAMENTO POR  
RÁDIO FREQUÊNCIA**

**Trabalho de Conclusão de  
Curso submetido à Universi-  
dade Federal de Santa Cata-  
rina, como parte dos requisitos  
necessários para a obtenção do  
Grau de Bacharel em Engenha-  
ria de Computação.  
Orientador: Prof. Fabrício de  
Oliveira Ourique, Dr.**

Araranguá, Novembro de 2018.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Walter, Elivelton Francisco

Fonte chaveada para controle de motor de corrente contínua com acionamento por rádio frequência / Elivelton Francisco Walter ; orientador, Fabrício de Oliveira Ourique, 2018.  
64 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Santa Catarina, Campus Araranguá, Graduação em Engenharia de Computação, Araranguá, 2018.

Inclui referências.

1. Engenharia de Computação. 2. Engenharia de Computação. 3. Fonte Chaveada. I. Ourique, Fabrício de Oliveira. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia de Computação. III. Título.

Elivelton Francisco Walter


**FONTE CHAVEADA PARA CONTROLE DE MOTOR DE  
CORRENTE CONTÍNUA COM ACIONAMENTO POR RÁDIO  
FREQUÊNCIA**


Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado aprovado para a obtenção do Título de "Bacharel em Engenharia de Computação" e aprovado em sua forma final pela Universidade Federal de Santa Catarina.

Araranguá, 07 de dezembro de 2018.

  
Prof. Dr. Eliane Pozzebon  
Coordenadora

**Banca Examinadora:**

  
Prof. Dr. Fabricio de Oliveira Ourique  
Orientador

  
Prof. Dr. Luciana Bolan Frigo  
Universidade Federal de Santa Catarina

  
Prof. Dr. Tiago Oliveira Weber  
Universidade Federal de Santa Catarina

**Prof.ª Eliane Pozzebon**  
Coordenadora do Curso de  
Graduação Engenharia de Computação  
SIAPE: 1660881 / Portaria 061/2017  
UFSC / Campus Araranguá

Dedico este trabalho aos meus pais, Mario Antonio Walter e Rosemar Fátima de Bairros Walter, que me apoiaram e incentivaram.

Aos meus amigos, que sempre ao meu lado estiveram.

A minha amada Andrieli Bischoff, que incansavelmente me apoiou e me orientou.



## AGRADECIMENTOS

Agradeço especialmente, meus pais Mario Antonio Walter e Rosemar Fátima de Bairros Walter, que nada me deixaram faltar nessa longa caminhada. À Andrieli Bischoff, pelo companheirismo, paciência e auxílio neste trajeto.

Agradeço também ao Prof. Fabrício de Oliveira Ourique pela paciência, orientação e auxílio nas intempéries decorrentes do trabalho.

Gostaria de agradecer a Profa. Eliane Pozzebon e Profa. Luciana Bolan Frigo por terem me acolhido no LabTeC, o que gerou experiências incríveis e a possibilidade de conhecer meus amigos Bruno Cecconi da Silva, Charles da Cunha Marcolim Júnior, Fábio Cezar Bizon, Leonardo Rocha Inácio e Mauro Moraes de Sá que juntos trabalhamos na criação da Coffee Addict Studio, a qual proporcionou muitas experiências e conhecimentos.

Agradeço também a Profa. Analucia Schiaffino Morales que me acompanhou e orientou no Projeto Museu Virtual de Arte.

E também a todos que direta ou indiretamente me ajudaram e apoiaram ao longo desta jornada.





A ciência nunca resolve um problema sem  
criar pelo menos outros dez.  
George Bernard Shaw



## RESUMO

Com objetivo de desenvolver uma fonte chaveada com acionamento a distância, este trabalho foi feito para suprir uma necessidade, levando em conta a ineficiência encontrada no mercado para alimentar motores que operam na faixa de tensão de 180V corrente contínua. Neste trabalho é analisado o funcionamento e proposto dois projetos de fontes chaveadas não isolada do tipo *buck*, a qual é um rebaixador de tensão. Uma das fonte foi projetada para variar de 0 a 180V com uma potência máxima de 1000W e a outra para variar de 0 a 5V com uma potência máxima de 5W. Técnicas de PWM e PID são utilizadas para um melhor desempenho. O projeto como um todo teve alguns empecilhos, os quais tornaram-se grandes obstáculos para o sucesso deste trabalho, o maior contratempo para a finalização do projeto foi a dificuldade na compra de componentes eletrônicos.

**Palavras-chave:** Conversor *buck*, Fonte chaveada, conversor CC-CC, Corrente de *ripple*, Fonte Linear, PID



## ABSTRACT

The objective of this work is to develop a switched mode power supply with distance activation, this work was made to supply a necessity, taking into account the inefficiency found in the market to supply engines operating in the voltage range of 180V direct current. This present work analyse the operation and proposed two project of uninsulated buck converter, it's a step-down converter. The Buck converter was projected to vary between 0 to 180V with maximum power 1000W and the another was to vary between 0 to 5V with maximum power 5W. Techniques PWM and PID are used to improve the performance. The project had some problems which became big challenges to developing the work. The greatest issue was the difficult to adquire some electronic components.

**Keywords:** Buck converter, Switched mode power supply, DC-DC converter, Ripple current, linear supply, PID



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Retificador monofásico de onda completa em ponte . . . .	30
Figura 2	Entrada e saída do retificador monofásico de onda completa em ponte . . . . .	30
Figura 3	Caminhos da corrente no retificador monofásico de onda completa em ponte . . . . .	31
Figura 4	Tensão de <i>ripple</i> . Fonte: (SEDRA; SMITH, 2007) . . . . .	31
Figura 5	Circuito equivalente do capacitor. . . . .	32
Figura 6	Fonte linear regulada. . . . .	33
Figura 7	Fonte chaveada do tipo <i>buck</i> . . . . .	34
Figura 8	Configuração básica do conversor CC-CC rebaixador. . . . .	35
Figura 9	Formas de onda . . . . .	35
Figura 10	Conversor <i>buck</i> . . . . .	36
Figura 11	Conversor <i>buck</i> $T_{on}$ . . . . .	37
Figura 12	Conversor <i>buck</i> $T_{off}$ . . . . .	37
Figura 13	Conversor <i>buck</i> com divisor resistivo para amostrar o sinal de saída. . . . .	39
Figura 14	Entrada degrau unitário, saída com aspecto de S. . . . .	41
Figura 15	Curva de resposta em formato de S com a tangente já traçada. . . . .	41
Figura 16	Diagrama de bloco de um sistema de comunicação. . . . .	43
Figura 17	Diagrama de blocos modulação AM. . . . .	44
Figura 18	Unipolar RZ. . . . .	44
Figura 19	Diagrama de blocos da transmissão digitais. . . . .	45
Figura 20	Formas de onda do embaralhamento de sinal HT12E. Fonte (HOLTEK, 2009). . . . .	45
Figura 21	Diagrama do protótipo das fontes. . . . .	47
Figura 22	Conversor <i>buck</i> $5V_{cc}$ . . . . .	48
Figura 23	Protótipo físico. . . . .	49
Figura 24	Resposta ao degrau. . . . .	49
Figura 25	Controle PID. . . . .	50
Figura 26	Diagrama de blocos do protótipo de alta potência. . . . .	51
Figura 27	Diagrama do protótipo de alta potência. . . . .	51
Figura 28	Diagrama do acionamento do protótipo de alta potência. . . . .	52

Figura 29	Diagrama da fonte auxiliar do protótipo de alta potência.	53
Figura 30	Diagrama de blocos acionamento por RF.....	53
Figura 31	Protótipo do circuito de alta tensão.....	54
Figura 32	Protótipo da fonte auxiliar.....	54
Figura 33	Teste do funcionamento do sistema de chaveamento. ...	54
Figura 34	Resposta ao degrau unitário do protótipo de alta tensão.	55
Figura 35	Acionamento por rádio frequência montado na <i>protoboard</i> .....	56
Figura 36	Led acionado pelo <i>decoder</i> por detectar uma transmissão válida. ....	57
Figura 37	Transmissão detectada pelo receptor.....	57
Figura 38	Ponte H com relés. ....	65
Figura 39	Entrada 1 com nível lógico alto e entrada 2 com nível lógico baixo, sentido direto da corrente. ....	66
Figura 40	Entrada 2 com nível lógico alto e entrada 1 com nível lógico baixo, sentido inverso da corrente. ....	66



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Cronograma.....	26
----------	-----------------	----



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	<i>Corrente Contínua</i> .....	23
CA	<i>Corrente Alternada</i> .....	23
V	<i>Volts</i> .....	24
rms	<i>Root mean square (raiz do valor quadrático médio)</i> .....	24
Hz	<i>Hertz</i> .....	24
PID	<i>Proporcional, Integral e Derivativo</i> .....	24
PWM	<i>Pulse Width Modulation (Modulação por largura de pulso)</i> .....	24
CV	<i>Cavalo-vapor</i> .....	27
ESR	<i>Resistência em série equivalente</i> .....	31
LSE	<i>Indutância em série equivalente</i> .....	31
K	<i>Quilo</i> .....	31
D	<i>duty cycle</i> .....	35
$K_p$	<i>Ganho Proporcional</i> .....	39
$K_i$	<i>Ganho integral</i> .....	39
$K_d$	<i>Ganho derivativo</i> .....	40
$T_i$	<i>Tempo de integral</i> .....	40
$T_d$	<i>Tempo derivativo</i> .....	40
RF	<i>Radiofrequência</i> .....	42
AM	<i>Amplitude modulation - modulação por amplitude</i> .....	44
RZ	<i>Return-to-zero</i> .....	44
$f_{osc}$	<i>Frequência do clock de sincronização</i> .....	45



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	23
1.1	OBJETIVOS .....	24
1.1.1	<b>Geral</b> .....	24
1.1.2	<b>Específicos</b> .....	24
1.2	JUSTIFICATIVA .....	25
1.3	PROBLEMÁTICA .....	25
1.4	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS .....	25
1.5	CRONOGRAMA .....	26
1.6	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	26
<b>2</b>	<b>MERCADO</b> .....	27
<b>3</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> .....	29
3.1	RETIFICADOR E FILTRO .....	29
3.2	RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA EM PONTE .....	29
3.3	FILTRO .....	30
<b>3.3.1</b>	<b>Considerações sobre capacitores</b> .....	31
3.4	FONTE LINEAR .....	32
<b>3.4.1</b>	<b>Transformador</b> .....	33
<b>3.4.2</b>	<b>Circuito integrado regulador de tensão</b> .....	33
3.5	FONTE CHAVEADA .....	34
<b>3.5.1</b>	<b>Conversor</b> .....	34
<b>3.5.2</b>	<b>Conversor <i>buck</i> não isolado</b> .....	36
3.5.2.1	Cálculo dos componentes de filtro de saída .....	37
<b>3.5.3</b>	<b>Modulação por largura de pulso (PWM)</b> .....	38
<b>3.5.4</b>	<b>Controlador proporcional integral derivativo (PID)</b> .....	39
3.5.4.1	Saturação e limitações .....	40
3.5.4.2	Derivate kick .....	40
3.5.4.3	Sintonia através da curva de reação .....	41
3.6	ACIONAMENTO POR RÁDIO FREQUÊNCIA .....	42
<b>3.6.1</b>	<b>Modulação por Amplitude e princípios da trans- missão digital</b> .....	43
<b>4</b>	<b>PROTÓTIPOS</b> .....	47
4.1	FONTE CHAVEADA DE BAIXA POTÊNCIA .....	47
4.2	FONTE CHAVEADA DE ALTA POTÊNCIA .....	50
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	59
5.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....	59
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	61

APÊNDICE A - Ponte H com relés .....	65
--------------------------------------	----

## 1 INTRODUÇÃO

Quando se pensa em alimentação elétrica, não pode-se deixar de citar sobre a guerra das correntes, a qual definiu a maneira em que ocorre a distribuição de energia no mundo, esta disputa se deu entre Thomas Edison e Nikola Tesla (MCNICHOL, 2013).

Thomas Alva Edison foi um empresário e inventor, pioneiro na distribuição de energia, implementando a distribuição da corrente contínua (CC). Nikola Tesla inventor de vários produtos de corrente alternada (CA), desde a geração até a utilização, como por exemplo, turbinas e motores de corrente alternada (NUNES, 2015).

Edison, defensor da corrente contínua, fez várias demonstrações públicas utilizando a corrente alternada para assustar os usuários, execuções de animais aconteceram, a mais cruel e lembrada é a do elefante Topsy. Percebendo que suas investidas não eram o suficiente, ele propôs a execução de um prisioneiro com uma nova criação utilizando CA, a cadeira elétrica (MCNICHOL, 2013).

Por outro lado, Tesla nada fez a respeito contra as investidas de Edison, e a guerra teve o desfecho com a Exposição Mundial da Columbia em 1893, onde o sistema CA de distribuição de Tesla foi escolhido por ser mais barato e suprir sem problemas todas as necessidades durante a feira (NUNES, 2015).

A definição do padrão se deu pelo fato de ser mais barata e mais segura para transmissão em alta potência e destacam-se alguns outros benefícios como:

- Diminuição da tensão que é transmitida pode ser facilmente empregada: faz com que aparelhos possam ter tensões diferentes utilizando a mesma linha de transmissão;
- E a distribuição não se limita a pequenas distâncias: diminuindo o número de centrais de distribuição de energia.

E por outro lado, a CC tem alguns malefícios cruciais que se deu o fim de sua distribuição como rede pública:

- Dificuldade na diminuição da tensão que é transmitida: faz com que aparelhos devam ser obrigatoriamente da mesma tensão que a de distribuição;
- E a distribuição se torna limitada a pequenas distâncias: faz com que tenha várias centrais para fornecimento de energia umas próximas às outras.

Circuitos eletrônicos em geral necessitam de uma fonte de alimentação para funcionar, majoritariamente de CC. Para transformar CA em CC são utilizados fontes, segundo (BARBI, 2007) há dois grandes tipos de fontes:

- Fontes lineares: grandes, pesadas e com baixo rendimento, aproximadamente 60% de aproveitamento;
- Fontes Chaveadas: pequenas e com grande rendimento, na casa dos 90% de aproveitamento.

Fontes lineares recebem uma tensão elétrica,  $220V_{CA\ RMS}$  ou  $110V_{CA\ RMS}$ , diretamente no primário de um transformador, que é específico para receber a tensão alternada em 60Hz, tornando-as grandes e pesadas. Neste transformador a tensão é reduzida no secundário, para uma tensão próxima a tensão em corrente contínua, que se deseja para a saída. A tensão do secundário é então retificada e filtrada (GASPERIN; ZENI, 2006).

Com objetivo de substituir as fontes lineares, as fontes chaveadas começaram a ser desenvolvidas para os programas espaciais na década de 60, para serem pequenas e com alto rendimento. O emprego destas fontes começou a se destacar mais com o avanço da microeletrônica (BARBI, 2007).

## 1.1 OBJETIVOS

### 1.1.1 Geral

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de uma fonte chaveada para controlar a tensão e velocidade de motores, os quais necessitam de uma alimentação de  $180V_{CC}$  com acionamento a distância por radiofrequência.

### 1.1.2 Específicos

- Desenvolver uma fonte chaveada para fornecer uma potência suficiente e controlar a velocidade de um motor CC;
- Utilizar técnicas como a do controlador proporcional integral derivativo (PID) e modulação por largura de pulso (PWM) para controle da tensão de saída;



- Garantir que as ondas harmônicas geradas no chaveamento não saiam para a rede elétrica;
- Garantir que o usuário não receba descargas elétricas;
- Garantir o acionamento por radiofrequência e;
- Desenvolver uma fonte linear auxiliar para alimentação da central de controle.

## 1.2 JUSTIFICATIVA

Todo componente eletroeletrônico necessita de uma forma de alimentação elétrica, e com uma gama muito grande de equipamentos ocupando a rede elétrica, se faz essencial um fornecimento sem desperdícios.

Fontes chaveadas, mesmo após muito tempo de sua descoberta, ainda são muito utilizadas, pela sua alta eficiência e tamanho reduzido, por este motivo se deu sua escolha para este trabalho.

Este trabalho surgiu com o propósito de suprir a necessidade de uma empresa do oeste de Santa Catarina. A empresa em si tem dificuldades de encontrar no mercado uma fonte que possa suprir as necessidades de um dos produtos por ela ofertado. A fonte utilizada pela empresa hoje tem baixo desempenho, o que acaba por danificar os motores disponibilizado por ela, gerando prejuízos desnecessários e desagradando o cliente final.

## 1.3 PROBLEMÁTICA

A falta de laboratórios e empresas especializadas em componentes eletrônicos, dificultam o avanço rápido e seguro de produtos nessa área, isso faz com que o investimento de capital e tempo se tornem grandes, justamente por essa falta no mercado.

## 1.4 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Para alcançar os objetivos propostos, a metodologia escolhida foi descrita a seguir.

Inicialmente foi feita uma pesquisa bibliográfica sobre eletrônica de potência, voltada a conversores, e definido o conversor rebaixador

de tensão como sendo o ideal para este caso.

Em seguida, foi desenvolvido o diagrama de blocos para fonte chaveada de baixa tensão, concebido seu protótipo, analisado os efeitos da comutação por PWM e controle com PID.

Logo após, modificando o diagrama de blocos da fonte chaveada de baixa tensão, acrescentado novos blocos e iniciado uma nova pesquisa de comutação em alta tensão <sup>1</sup>, deu-se seu desenvolvimento.

E por fim, iniciada uma nova pesquisa para acionamento em rádio frequência, montado e testado.

## 1.5 CRONOGRAMA

Tabela 1 – Cronograma de 2018.

Atividades	Janeiro	Fevereiro	Março	Abril	Mai	Junho	Julho	Agosto	Setembro	Outubro	Novembro	Dezembro
Fundamentação Teórica			<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Fonte chaveada de baixa potência			<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>								
Fonte chaveada de alta potência					<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

## 1.6 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho foi dividido em 5 capítulos.

O capítulo 1 consiste na apresentação dos objetivos e motivação.

O capítulo 2 mostra um pouco sobre o mercado atual e as diferenças propostas.

O capítulo 3 demonstra o funcionamento do retificador em ponte completa, descreve para que servem os filtros de entrada, uma breve consideração sobre capacitores, descreve uma fonte linear, o funcionamento de uma fonte chaveada juntamente com técnicas de chaveamento e sintonia e por fim é abordado o tema de comunicação sem fio, especificamente sobre radiofrequência no uso para acionamento a distância.

O capítulo 4, sendo este uma parte mais prática, descreve 2 protótipos montados, testados e seus resultados.

O capítulo 5 são as considerações finais.

---

<sup>1</sup>Entende-se aqui como alta tensão em comparação com o primeiro protótipo de baixa tensão.

## 2 MERCADO

As fontes chaveadas de baixa tensão tem um mercado amplo, como por exemplo fontes chaveadas para som automotivo. Mas fontes que trabalham com uma tensão mais alta como as dos motores alvos de  $180V_{cc}$  são escassas, sendo a única encontrada a DCH30 220V.

A fonte DCH30 é um conversor CA-CC, feita para controlar motores de até 1,6 cavalos-vapor (CV), com partida em rampa, controle da tensão de saída por PWM, sistema de realimentação, entradas para sensores fim de curso, ponte H e entrada para central de controle remoto. Ela tem um custo de R\$ 155,00 e não conta com o sistema de acionamento por controle remoto, sendo necessário um sistema extra para este fim.

O sistema de acionamento utilizado é o SRX 102, o qual é um receptor de radiofrequência, com capacidade de armazenamento de 680 códigos, frequência de trabalho 433,92 Mhz, sistema de armazenamento dos controles é o *code learning* e acionamento da placa de potência é feito por relé. Este por sua vez tem um custo de R\$ 60,00. O custo total do sistema utilizado é de R\$ 215,00.

A fonte proposta irá contar com um sistema próprio de acionamento a distância e potência, tornando-a mais compacta. Para o sistema de acionamento por radiofrequência será utilizado 433,92 Mhz, a qual é uma frequência livre para este tipo de comunicação. O sistema proposto conta também com partida em rampa, controle da velocidade do motor por PWM, sistema de realimentação, entradas para sensores fim de curso, entrada para sensores de presença, ponte H e fechamento automático. O protótipo proposto tem um custo de fabricação aproximado de R\$ 140,00, podendo diminuir o valor se produzido em larga escala.



### 3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

#### 3.1 RETIFICADOR E FILTRO

A porta de entrada das fontes são os retificadores. O retificador é um circuito que converte um sinal de corrente alternada em corrente contínua (RASHID, 2014). Os retificadores, podem ser:

- Controlados;
- Não controlados;

Um retificador não controlado usa apenas diodos como elementos de retificação, já os controlados, diodos são substituídos por SCRs (silicon controlled rectifiers - retificadores controlados de silício). A amplitude da tensão de saída CC é determinada pela amplitude da tensão de alimentação CA. Entretanto, a saída CC não é pura, contém componentes CA significativas as quais recebem o nome de ondulação. Para eliminá-la, costuma-se inserir filtros após a retificação (AHMED, 2000).

O bloco de retificação é essencial em uma fonte CC. Para montar um bloco de retificação, diodos são fundamentais. O diodo é um elemento não-linear (SEDRA; SMITH, 2007), onde quando polarizado diretamente há uma condução de corrente e o inverso faz com que não haja uma condução de corrente.

#### 3.2 RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA EM PONTE

A figura 1 mostra um retificador monofásico de onda completa em ponte, para um melhor entendimento, um resistor, colocado na saída, serve como carga.

A entrada sendo uma onda senoidal, mostrada na figura 2a, irá passar por dois estágios de retificação, após os mesmos a saída ficará da maneira vista na figura 2b.

No primeiro estágio de funcionamento, parte positiva da onda senoidal, a corrente passa pelo diodo D1 que está polarizado diretamente, chega em D2 o qual está polarizado reversamente e segue direto para a carga, chegando em D3 e D4, os dois estão polarizados diretamente, mas o nó superior a D3 está com carga positiva sendo que a corrente tende a ir para o mais negativo, assim sendo, a corrente passa por D4 e volta para a fonte. A corrente passa pelos seguintes componentes: D1,

Figura 1 – Retificador monofásico de onda completa em ponte

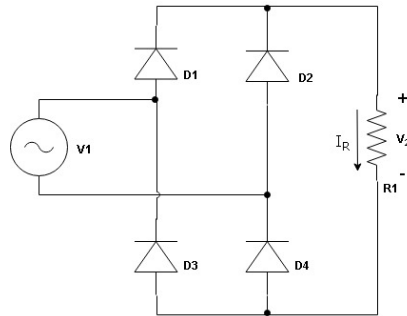
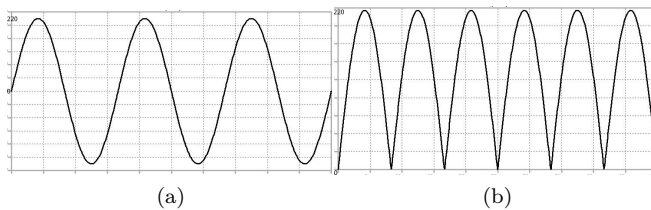


Figura 2 – Entrada e saída do retificador monofásico de onda completa em ponte



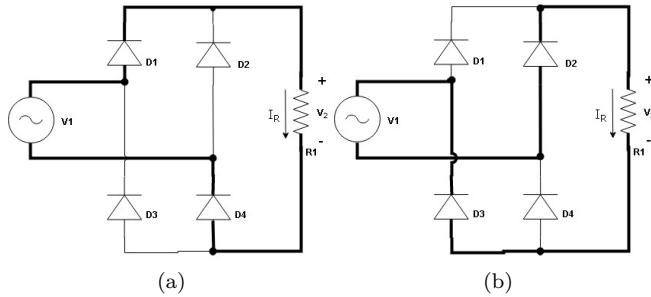
$R1$ ,  $D4$  e volta para fonte, este caminho pode ser observado na figura 3a.

No segundo estágio de funcionamento, a parte negativa da onda,  $D2$  é polarizado diretamente, em seguida passa pela carga, chegando em  $D4$  o nó superior do mesmo já está positivo, como visto anteriormente a corrente tende a ir para o mais negativo, então ela segue direto para  $D3$  que é polarizado diretamente, em  $D1$  acontece o mesmo que em  $D4$  no estágio passado, sendo assim a corrente volta para a fonte que é o mais negativo dos dois caminhos. A corrente passa pelos seguintes componentes:  $D2$ ,  $R1$ ,  $D3$  e volta para fonte, este caminho pode ser visto na figura 3b (BARBI, 2006; AHMED, 2000).

### 3.3 FILTRO

Na saída do retificador há ondulações CA significativas [2b] que o bloco de filtro tem função de retirar (GASPERIN; ZENI, 2006). O Filtro

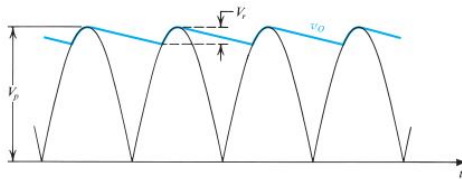
Figura 3 – Caminhos da corrente no retificador monofásico de onda completa em ponte



normalmente é composto por um capacitor com capacitância suficiente para manter a tensão enquanto o sinal se inverte, ou seja, manter a tensão maior que zero na entrada do CI regulador de tensão.

Mesmo que a tensão na saída do filtro seja mais constante, ela ainda tem componentes conhecidas como ondulações ou também chamada de tensão de *ripple* que pode ser vista na figura 4, isto ocorre no carregar e descarregar do capacitor que está presente no filtro.

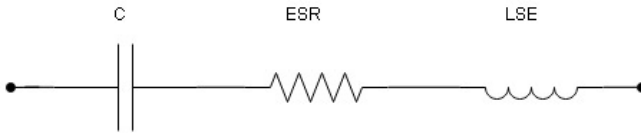
Figura 4 – Tensão de *ripple*. Fonte: (SEDRA; SMITH, 2007)



### 3.3.1 Considerações sobre capacitores

Na utilização dos capacitores, normalmente, é desconsiderada a resistência em série equivalente (ESR) e a indutância em série equivalente (LSE), ambos podem ser vistos na figura 5, que em baixas frequências não tem um efeito muito grande, mas em altas frequências pode determinar a vida útil do componente. Usualmente o efeito da indutância pode ser desconsiderada para frequências menores que 100 kHz (BARBI, 2007).

Figura 5 – Circuito equivalente do capacitor.



A componente alternada da corrente que circula pelo capacitor, geram 2 efeitos principais, que são agravados com a temperatura e frequência. Estes efeitos são:

- Excesso de aquecimento através de perdas em cima do ESR, o que pode danificar o componente;
- E gera uma componente alternada na tensão;

Para evitar problemas, a escolha certa do capacitor do filtro de entrada e o de saída devem ser feitos com cuidado. Para o filtro de entrada, recomenda-se a escolha de um capacitor eletrolítico de alumínio, com alta capacitância, voltagem e baixas perdas. Para o filtro de saída, é recomendado, capacitores eletrolítico de alumínio com baixa ESR e baixa LSE, os quais são aptos a trabalhar em altas frequências (BARBI, 2007).

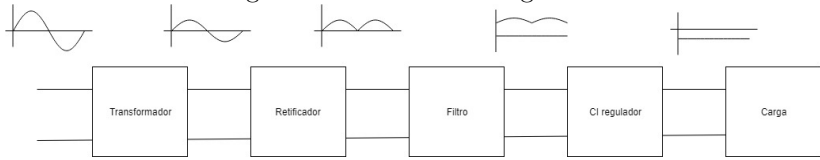
### 3.4 FONTE LINEAR

A figura 6 é um diagrama de blocos de uma fonte linear regulada, onde no primário do transformador entra uma tensão CA e no secundário do mesmo há uma redução de tensão que depende do número de espiras. Como citado anteriormente, as fontes lineares são grandes e pesadas pelo uso de transformadores na entrada, o tamanho do mesmo se dá pela baixa frequência de distribuição da energia elétrica, pois a frequência do sinal interfere diretamente no tamanho do transformador, segundo (NEIVA, 2011, p. 6) "...aumentado a frequência, a densidade de corrente ou a indução máxima vamos reduzir a área do núcleo necessária.", ou seja, quanto menor for a frequência que passa no transformador maior e mais pesado será o núcleo.

O bloco de retificação e filtro já foram previamente explicados no seção 3.1.



Figura 6 – Fonte linear regulada.



### 3.4.1 Transformador

O transformador consiste em duas bobinas enroladas separadamente em um núcleo de ferro que acopla magneticamente os dois enrolamentos. O primeiro enrolamento que recebe a tensão CA de distribuição é chamado de primário e tem um número de espiras  $N_1$ , o segundo enrolamento chamado de secundário tem um número de espiras  $N_2$  e é ligado a fonte de alimentação CC. A relação de transformação segundo (SEDRA; SMITH, 2007) é:

$$V_{\text{secundário}} = V_{\text{primário}} \frac{N_2}{N_1} \quad (3.1)$$

O transformador também promove um isolamento elétrico entre o equipamento e a fonte, diminuindo assim o risco de choques elétricos ao usuário (SEDRA; SMITH, 2007).

### 3.4.2 Circuito integrado regulador de tensão

Para reduzir a tensão de *ripple*, anteriormente explicada, e estabilizar a de saída, normalmente, se utiliza um circuito integrado (CI) regulador de tensão (SEDRA; SMITH, 2007).

O CI regulador tem como objetivos diminuir a tensão e o *ripple* na saída, dissipando a diferença de potência através do calor, mantendo a corrente e tensão constantes (TEXAS INSTRUMENTS, 2016). Um dos pontos observáveis é que se a diferença de potência na entrada e saída do CI regulador de tensão for muito alta, a potência dissipada também será, fazendo com que o calor gerado seja alto podendo queimar o CI, por este motivo o uso de um transformador na entrada é indispensável.

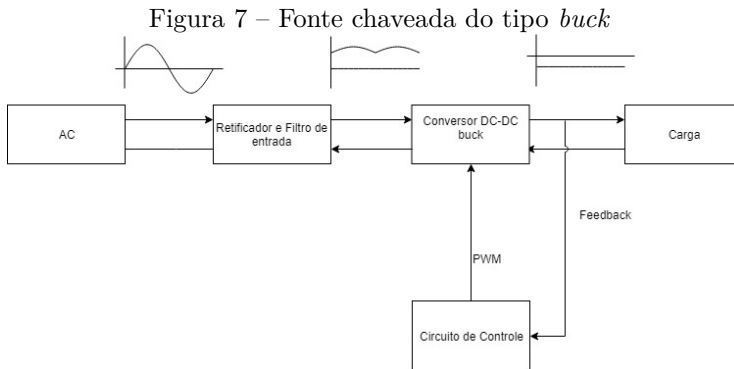
Um exemplo de CI regulador é o LM7812, o qual colocando uma tensão de entrada acima  $14,8V_{CC}$  e abaixo de  $27V_{CC}$ , ele mantém na saída aproximadamente  $12V_{CC}$ , oscilando entre  $11,5V_{CC}$  a  $12,5V_{CC}$ ,

dependendo da tensão de entrada, e mantém uma corrente de pico máxima de 2,2A (MOTOROLA, 1997).

### 3.5 FONTE CHAVEADA

As fontes chaveadas a uma elevada eficiência e fornecem uma corrente elevada (RASHID, 2014). A figura 7 demonstra uma fonte chaveada do tipo *buck*, que é um conversor CC-CC rebaixador de tensão, ele é utilizado para se ter uma tensão CC variável igual ou menor que a entrada a partir do chaveamento de CC constante. O valor médio de tensão na saída varia quando se altera o tempo no qual a saída fica ligada a entrada (AHMED, 2000).

O bloco de retificação já foi previamente explicado no seção 3.1 e o filtro na seção 3.3.



#### 3.5.1 Conversor

Um conversor CC-CC é formado por semicondutores de potência que operam como interruptores e por elementos passivos, como indutores e capacitores, que tem por objetivo controlar o fluxo de potência elétrica da saída (BARBI; MARTINS, 2000).

A figura 8 demonstra a configuração básica de um conversor CC rebaixador. A chave S abre e fecha periodicamente modificando a tensão e corrente na carga R, a figura 9 demonstra a saída da corrente e tensão em cima da carga R, onde é observável que metade do período T a chave S conduz (chave fechada) e a outra metade a chave S não

conduz (chave aberta), esta razão de condução é chamada de razão cíclica ou ainda em inglês *duty cycle*, que pode ser calculada através da equação 3.2. O valor médio na saída é calculado através da equação 3.3, com o valor médio de tensão e a razão cíclica podemos calcular facilmente a corrente através da equação 3.4 (BARBI; MARTINS, 2000).

Figura 8 – Configuração básica do conversor CC-CC rebaixador

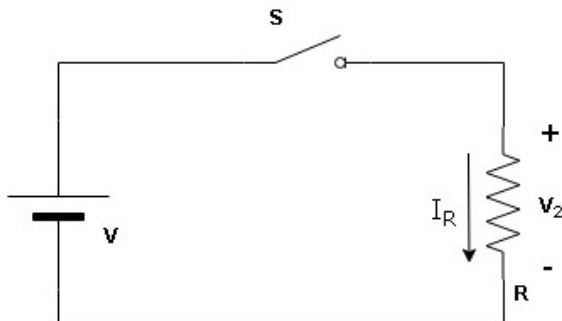
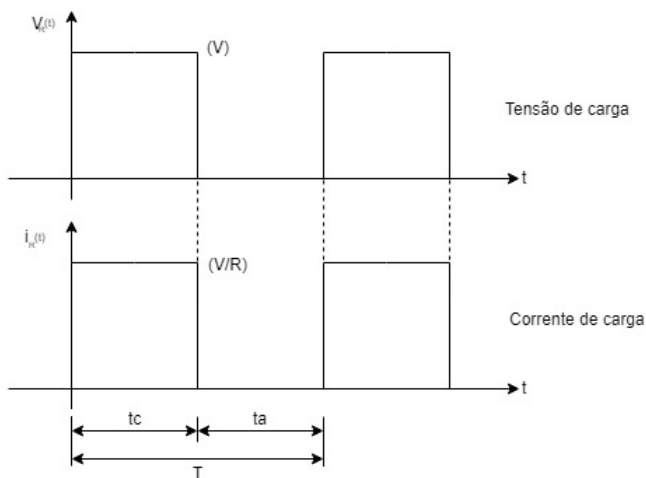


Figura 9 – Formas de onda



onde:

$t_c$ : é tempo em que a chave S permanece fechada;

$t_a$ : é tempo em que a chave S permanece aberta;

$$T = t_c + t_a = 1/f;$$

f = frequência;

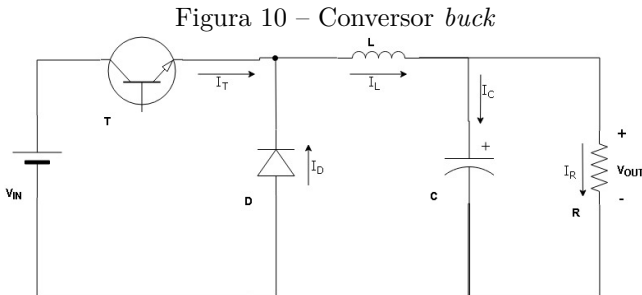
$$D = \frac{t_c}{T} \quad (3.2)$$

$$V_{Rmd} = \frac{1}{T} \int_0^T V_R(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_c} V dt = \frac{t_c}{T} V \quad (3.3)$$

$$I_{Rmd} = \frac{V_{Rmd}}{R} = D \frac{V}{R} = D I_R \quad (3.4)$$

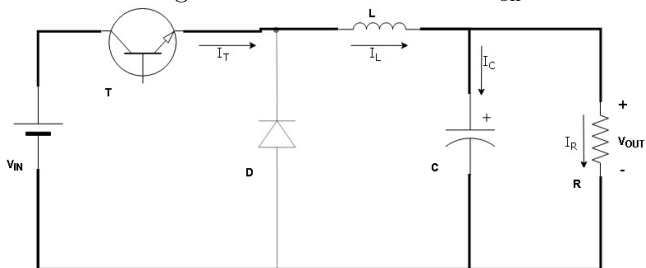
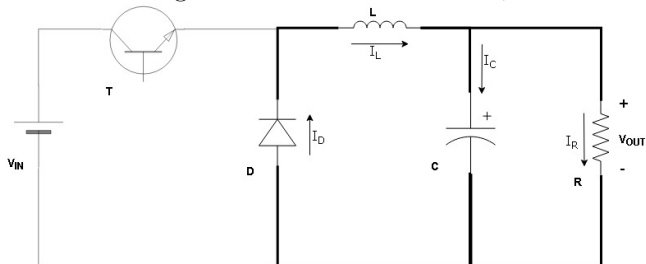
### 3.5.2 Conversor *buck* não isolado

A figura 10 representa o conversor *buck* que igualmente ao conversor ideal, tem duas etapas de funcionamento.



A primeira etapa, quando o transistor T conduz, a corrente circula na maneira que mostra a figura 11.

A segunda etapa de funcionamento, quando o transistor T não conduz, a corrente armazenada no indutor L começa a circular, pois o indutor tende a manter a mesma corrente na malha, já o capacitor tende a manter a tensão no nó, este funcionamento pode ser visto na figura 12 (BARBI; MARTINS, 2000). Este tipo de funcionamento é conhecido como modo contínuo ou ainda chamado de roda livre.

Figura 11 – Conversor *buck*  $T_{on}$ Figura 12 – Conversor *buck*  $T_{off}$ 

### 3.5.2.1 Cálculo dos componentes de filtro de saída

Para calcular os valores dos componentes de saída, segundo (BARBI, 2007), utiliza-se as equações citadas abaixo, começando pelo indutor:

$$L = \frac{V_{in}(1 - D)D}{f\Delta i_L} \quad (3.5)$$

Sendo:

- $V_{in}$  = tensão de entrada.
- $f$  = frequência de chaveamento
- $\Delta i_{Lmax}$  = variação de corrente no indutor
- $D = duty\ cycle$

O cálculo do *duty cycle* pode ser feito através da equação 3.2 ou

através da equação a seguir:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{inmax}} \quad (3.6)$$

Para o capacitor é utilizado a seguinte equação:

$$C = \frac{i_L}{2\pi f \Delta V_C} \quad (3.7)$$

Usualmente é adotado  $V_C = 0,01V_{out}$ . E por fim calcula-se a ESR:

$$ESR = \frac{\Delta V_L}{\Delta i_L} \quad (3.8)$$

O capacitor deve ser escolhido de modo que a ESR seja respeitada, para que assim não sobreaqueça e se danifique. Usualmente são utilizados capacitores com valores superiores aos calculados, justamente para respeitar sua ESR (BARBI, 2007).

### 3.5.3 Modulação por largura de pulso (PWM)

A modulação por largura de pulso (PWM) é uma técnica de controle, para que, a tensão de saída seja constante em um nível desejado (BARBI; MARTINS, 2000).

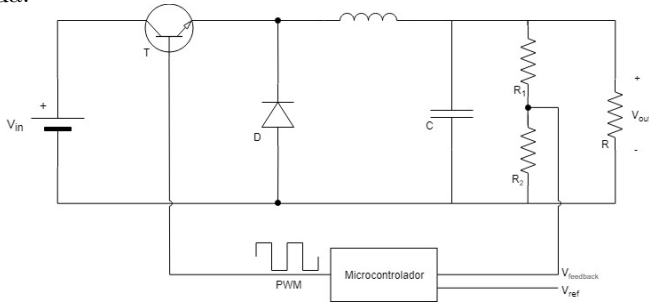
Para utilizar o PWM é necessário uma amostra do sinal de saída do conversor, que na figura 7 é representado pelo feedback. Normalmente esta amostra é feita através de um divisor de tensão e comparada com uma referência. Ao final desta comparação é gerada uma forma de onda quadrada que definirá o tempo de condução da chave T (BARBI; MARTINS, 2000).

A frequência de chaveamento do transistor T é definida pelo microcontrolador. A diferença entre o  $V_{ref}$  e  $V_{feedback}$  é o erro, o qual tem uma variação lenta em comparação com a frequência de chaveamento. Quando o erro for menor que o  $V_{ref}$  a tensão de saída no PWM será alta, colocando o transistor T em condução, caso contrário, a saída será baixa, fazendo com que o transistor T permaneça aberto e não conduza. O tempo em que o transistor T fica em condução é proporcional ao nível do erro, assim é possível definir a relação cíclica (*duty cycle*) do PWM da forma mostrada na equação 3.9<sup>4</sup> (BARBI; MARTINS,

---

<sup>4</sup>Tanto  $t_c$  quando T estão descritos na seção 3.5.1.

Figura 13 – Conversor *buck* com divisor resistivo para amostrar o sinal de saída.



2000).

$$D = \frac{tc}{T} = \frac{V_{erro}}{V_{ref}} \quad (3.9)$$

### 3.5.4 Controlador proporcional integral derivativo (PID)

Uma técnica de controle muito utilizada pela indústria é o PID, que vem do inglês "*proportional-integral-derivative*" proporcional, integral e derivativo. Na técnica de controle PID, a variável de controle é gerada através de um termo proporcional ao erro, um termo que é a integral do erro e um terceiro o qual é a derivada do erro (IBRAHIM, 2006).

- Proporcional: o erro é multiplicado pelo ganho  $K_p$ . O ganho proporcional faz uma atenuação ou amplificação do sinal de erro e diminui o tempo de subida juntamente com o erro em regime permanente. Um ganho muito alto pode causar instabilidade, e um ganho muito pequeno pode causar um afastamento do sinal de referência;
- Integral: a integral do erro é obtida e multiplicada pelo ganho  $K_i$ . Esse ganho pode ser ajustado para conduzir o erro para zero, em um tempo requerido. Um ganho muito alto pode causar oscilações, e um ganho muito baixo pode resultar em uma resposta lenta;
- Derivativo: a derivada do erro é multiplicada pelo ganho  $K_d$ . A ação derivativa tem como objetivo aumentar a estabilidade do

sistema, reduzir o sobressinal e melhorar a resposta transitória. Como anteriormente, se o ganho foi muito alto o sistema pode oscilar e um ganho baixo pode resultar em uma resposta lenta (IBRAHIM, 2006).

A maioria dos controladores PID são ajustados em campo, e com isso, vem surgindo na literatura várias regras de sintonia. De todas a mais conhecida e aplicada é a regra proposta por Ziegler e Nichols em 1942 (IBRAHIM, 2006), pois não é necessário conhecimento da função de transferência do circuito, mas sim da resposta ao degrau unitário<sup>5</sup>, com isso é possível determinar os valores do ganho proporcional  $K_p$ , tempo de integral  $T_i$ , e do tempo derivativo  $T_d$  (OGATA, 2003).

#### 3.5.4.1 Saturação e limitações

A capacidade de conversão do erro lido, muitas vezes, faz com que o PID nunca chegue ao valor desejado, pois o erro lido nunca chega a zero fazendo com que o termo integral continue sendo somado indesejavelmente. Este problema é chamado de integral saturation (saturação do termo integrativo) ou wind-up, e ele faz com que ocorra oscilações na resposta transitória (IBRAHIM, 2006).

Em aplicações reais, o sistema de controle tem algumas limitações físicas, como por exemplo, o pino de entrada e saída do microcontrolador suporta uma tensão máxima muitas vezes menor que a tensão de saída, fazendo com que adaptações sejam feitas e aumentando o wind-up.

Um exemplo de controlador que pode sofrer essa saturação é quando ligado a uma válvula que controla fluidos, o controlador nunca irá conseguir abrir a válvula mais do que seu limite físico, e caso o sistema necessite de mais fluido o erro irá aumentar podendo acarretar em uma oscilação na resposta transitória.

#### 3.5.4.2 Derivate kick

O derivate kick, outro problema corriqueiro, ocorre quando há uma brusca mudança no sinal de referência, criando um pico no sinal de erro, o que provoca em um sobressinal na resposta pois o termo derivativo irá compensar o valor que se alterou bruscamente (IBRAHIM,

---

<sup>5</sup>Obter os valores de  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  através da resposta degrau é um dos métodos, há outros métodos propostos por Ziegler e Nichols.



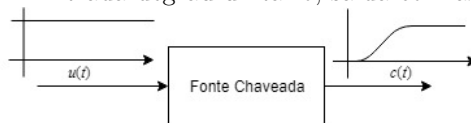
2006).

### 3.5.4.3 Sintonia através da curva de reação

Este foi um dos primeiros métodos de sintonia, desenvolvido por Ziegler e Nichols.

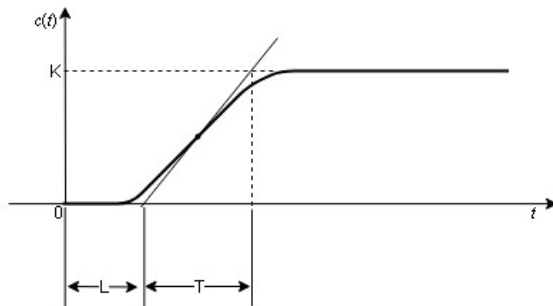
Colocando como entrada a resposta ao degrau unitário em malha aberta, ou seja sem o feedback da saída, e obtendo uma resposta com o aspecto de S, como pode ser visto na figura 14, significa que a fonte não possui integradores nem pólos complexos conjugados dominantes, podendo assim, obter graficamente as duas constantes, o atraso  $L$  e a constante de tempo  $T$  (OGATA, 2003).

Figura 14 – Entrada degrau unitário, saída com aspecto de S.



Para obter o atraso  $L$  e a constante de tempo  $T$ , desenha-se uma linha tangente no ponto de inflexão da resposta degrau até cruzar o eixo dos tempos e a saída  $c(t)$ .

Figura 15 – Curva de resposta em formato de S com a tangente já traçada.



A função de transferência para este tipo de curva é aproximada

como sendo:

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (3.10)$$

Ziegler e Nichols, após muitos testes, obtiveram as seguintes equações para encontrar os valores dos ganhos:

$$K_p = 1,2 \frac{T}{L} \quad (3.11)$$

$$T_i = 2L \quad (3.12)$$

$$T_d = 0,5L \quad (3.13)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (3.14)$$

$$K_d = K_p T_d \quad (3.15)$$

As equações 3.10, 3.11, 3.12, 3.13 foram retiradas de (OGATA, 2003) e as equações 3.14 e 3.15 foram retiradas de (IBRAHIM, 2006).

### 3.6 ACIONAMENTO POR RÁDIO FREQUÊNCIA

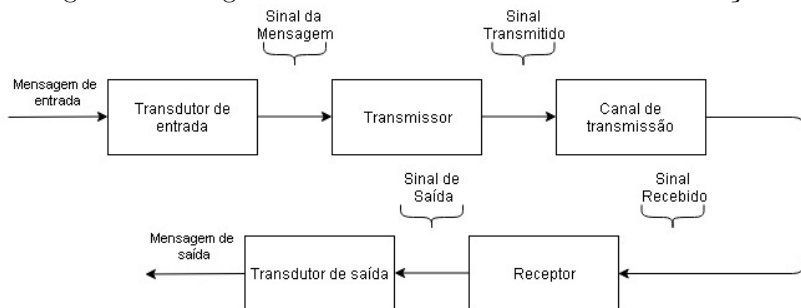
O acionamento por RF utilizado é chamado de single-link (canal único) que se dá através de uma comunicação entre um transmissor e um receptor.

O sistema consiste na entrada de uma mensagem em um transdutor, onde é gerado um sinal da mensagem de entrada, passado pelo transmissor que a envia ao canal de comunicação. O receptor detecta o sinal transmitido, gerando um sinal, passando pelo transdutor de saída, gerando assim a mensagem, a figura 16 demonstra este tipo de sistema de comunicação (ZIEMER; TRANTER, 2014).

O transdutor de entrada tem por função transformar informações provenientes da fonte em informação empregada no sistema de comunicação desejado, por exemplo, um transdutor de entrada de um microfone tem a função de transformar os sons por ele detectado em variações de tensão elétrica (ZIEMER; TRANTER, 2014).

O transmissor tem como objetivo acoplar a mensagem ao canal de transmissão, muitas vezes se faz necessário uma modulação para

Figura 16 – Diagrama de bloco de um sistema de comunicação.



melhorar a propagação do sinal, multiplexar ou transmitir várias mensagens em um único canal, diminuir ruídos e interferências e superar limitações dos equipamentos envolvidos. Em adicional a modulação e acoplamento da mensagem ao canal, o transmissor tem outras funções principais, como filtrar e amplificar (ZIEMER; TRANTER, 2014).

A transmissão pelo ar é a mais comumente pensada em relação ao canal de transmissão, mas a comunicação por fio não está descartada. Para ambos os casos a degradação do sinal é sofrida entre o transmissor e emissor. Esta degradação pode ocorrer em qualquer ponto do sistema descrito na figura 16, através de ruídos, interferências de outros sinais, distorções e reflexões do sinal, perda de energia, muitas transmissões no mesmo meio e filtros (ZIEMER; TRANTER, 2014).

A atribuição do receptor baseia-se em extrair a mensagem do sinal recebido, amplificar o sinal, demodular o sinal e converter de modo que o transdutor de saída aceite (ZIEMER; TRANTER, 2014).

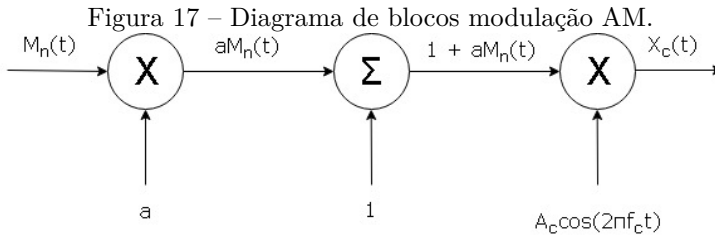
E por fim, o transdutor de saída completa a comunicação, transformando o sinal de saída na mensagem desejada pelo usuário final (ZIEMER; TRANTER, 2014).

### 3.6.1 Modulação por Amplitude e princípios da transmissão digital

A modulação consiste na transmissão de um sinal de informação através da modificação dos parâmetros, tais como, amplitude, fase ou frequência da portadora irradiada. A portadora, por sua vez, é uma senóide a qual pode gerar um campo magnético e irradiar, assim pro-

pagando a onda eletromagnética (OLIVEIRA, 2012).

Como pode-se observar, a modulação por amplitude varia a amplitude da portadora. A figura 17 demonstra o diagrama de blocos de uma modulação AM, onde  $M_n(t)$  é a versão normalizada do sinal de mensagem  $M(t)$  (ZIEMER; TRANTER, 2014).

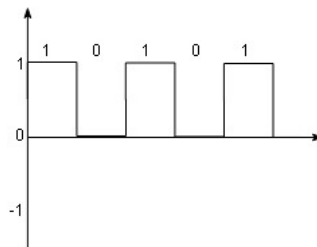


A transmissão AM é um sinal analógico, que pode assumir infinitos números, para se ter uma comunicação eficiente e que seja unicamente entre o emissor e o receptor alvo, se faz necessário uma transmissão de dados digitais, para que seja enviado o comando e codificar o mesmo.

Os sistemas digitais de comunicação estão atrelados a sinais com forma de onda com valores discretos, normalmente binários, mas também multiníveis (OLIVEIRA, 2012).

O sistema utilizado, neste caso, é o unipolar *return-to-zero* (RZ), onde o valor binário 1 é representado pela metade da amplitude do sinal, o qual pode variar de  $-1$  até  $1$ , e o valor binário 0 é representado pela ausência de pulso, este tipo de comunicação pode ser visto na figura 18 (ZIEMER; TRANTER, 2014).

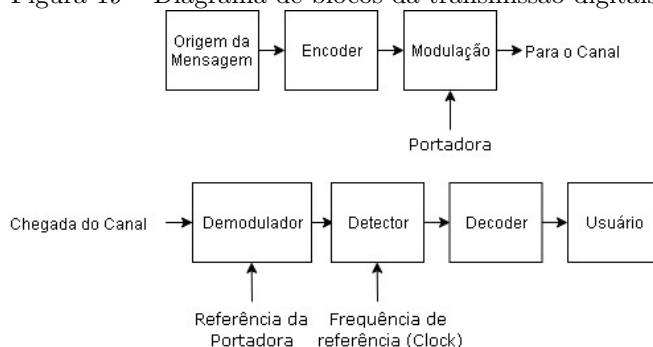
Figura 18 – Unipolar RZ.



A figura 19 demonstra essa comunicação digital, aqui não sendo mais generalista, mas sim com o objetivo do sistema utilizado no pro-

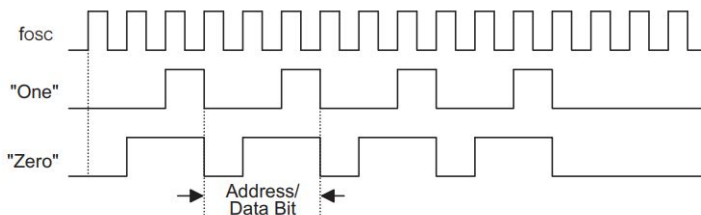
tótipo. O *encoder* tem como objetivo embaralhar o sinal da senha pré configurada para que somente o dispositivo correto seja acionado. O *decoder* tem a função de desembaralhar o sinal, comparar a senha pré configurada, caso a senha seja a correta ele aciona um de seus pinos. A origem da mensagem fica no controle onde o mesmo é acionado através de um botão, a modulação e demodulação são feitas por um módulo, que neste caso trabalha na frequência de 433,92 MHz.

Figura 19 – Diagrama de blocos da transmissão digitais.



O *encoder* escolhido é o HT12E da holtek e seu *decoder* par é o HT12D, quando o botão de acionamento é pressionado, é transmitido 13 bits de dados, sendo o primeiro de sincronização valor binário 1, 8 de senha e mais 4 para informar qual botão foi pressionado. Este *encoder* faz o embaralhamento do sinal da maneira vista na figura 20. Sendo  $f_{osc}$  a frequência do clock de sincronização.

Figura 20 – Formas de onda do embaralhamento de sinal HT12E. Fonte (HOLTEK, 2009).

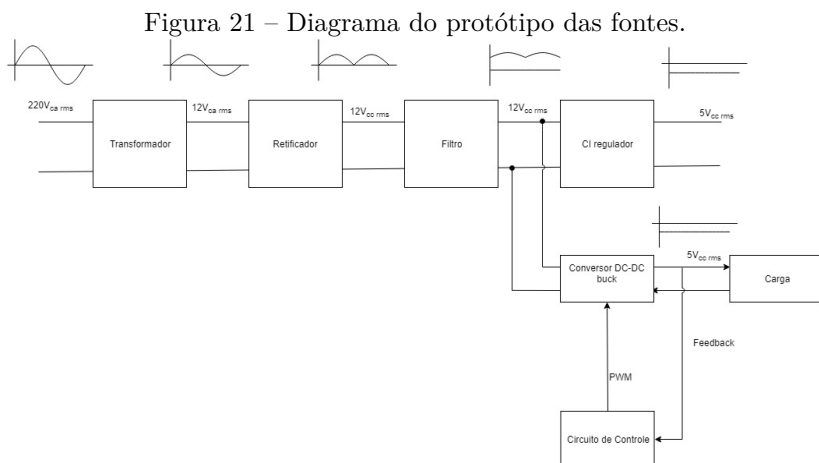




## 4 PROTÓTIPOS

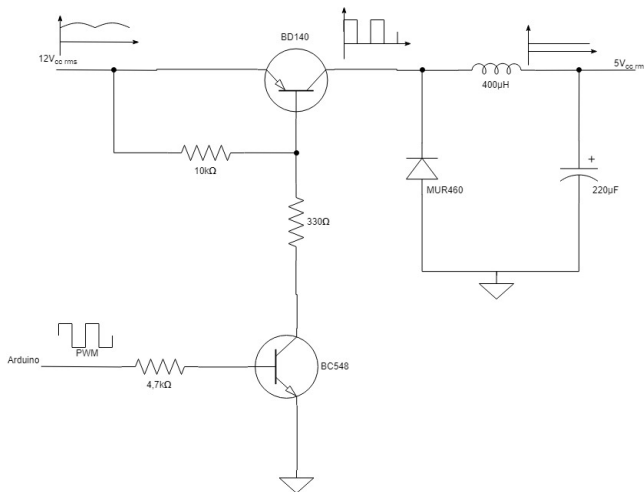
### 4.1 FONTE CHAVEADA DE BAIXA POTÊNCIA

Este protótipo foi feito com o intuito de entender melhor o funcionamento de uma fonte linear regulada e uma fonte chaveada. As primeiras etapas, as de retificação e filtro, são iguais para ambos os casos, aproveitando-se destas igualdades foram reutilizados os blocos de isolamento, retificação e filtro, ou seja, há uma entrada e duas saídas neste protótipo. A primeira saída é da fonte linear regulada e a outra da fonte chaveada com o conversor *buck*, ambas as saídas podem ser vistas na figura 21. O protótipo consiste em uma entrada de  $220V_{CA\ RMS}$  e duas saídas de  $5V_{CC}$ .



Os blocos citados estão todos conforme explicado no capítulo anterior, a única diferença foi feita no conversor CC-CC *buck*, como pode ser observado na figura 22, onde a chave, que usualmente é um transistor bipolar NPN, foi substituído por um transistor PNP o BD140, essa modificação foi feita para facilitar o chaveamento.

Para fazer um transistor bipolar PNP conduzir, é necessário colocar uma tensão negativa na base. Para tal, utiliza-se um transistor NPN BC548, com a seguinte configuração: base ligada ao controlador, o qual gera o PWM, coletor na base do transistor BD140 e o emissor

Figura 22 – Conversor *buck*  $5V_{cc}$ 

no terra do circuito. Quando o transistor BC548 conduzir, a tensão na base do BD140 irá ficar negativa em relação ao emissor, na frequência em que o controlador gerar o PWM, fazendo com que o transistor PNP BD140 conduza.

O transistor BC548 também tem a função de isolar o microcontrolador, pois o chaveamento gera muito ruído e a tensão que o microcontrolador opera, normalmente, é menor que a tensão necessária para fazer o transistor conduzir e o resistor de 10 kΩ que liga a entrada, emissor, na base do transistor BD140, foi colocado para que a base não fique com um valor flutuante enquanto o transistor BC548 não conduz.

Como podemos observar na figura 23 a carga consiste em um resistor ligado em série com um led vermelho, esta escolha foi feita para observarmos fisicamente a tensão emitida pela fonte através do brilho do led. Colocando como referência degrau de  $5V_{cc}$  através de um gerador de funções, ligando a saída do osciloscópio na saída da fonte chaveada e na saída do gerador de funções obtivemos os resultados observáveis na figura 24, sendo a função em amarelo a saída do gerador de funções e em azul a resposta ao degrau da fonte chaveada.

É notório que a resposta é lenta, e não consegue acompanhar o sinal de referência, que neste caso é um degrau de  $5V_{cc}$ . Para resolver este problema foi implementado o controle por PID, programado no arduino. Outro detalhe é que o ganho K está menor do que o previsto,



Figura 23 – Protótipo físico.

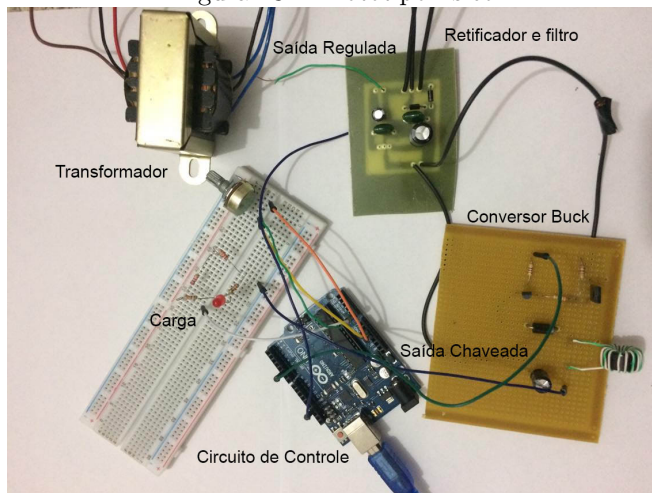
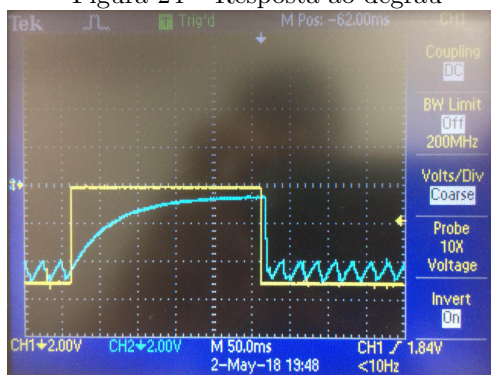


Figura 24 – Resposta ao degrau



para calcular o ganho correto foi utilizado a equação a seguir:

$$K = \frac{Saída}{Ref} = 0,86 \quad (4.1)$$

Com o ganho corrigido e a partir do que foi explicado na seção 3.5.4, utilizando a resposta degrau da figura 24 para calcular os valores com as equações 3.11, 3.12, 3.13, 3.14, 3.15 os valores obtidos foram os

seguintes:

$$K_p = 1,2 \left( \frac{0,1}{0,17} \right) = 0,7059 \quad (4.2)$$

$$T_i = 2 * 0,17 = 0,34 \quad (4.3)$$

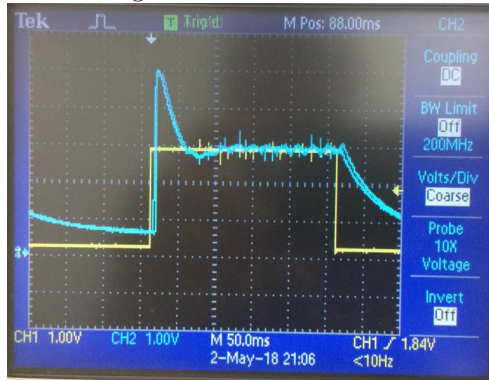
$$T_d = 0,5 * 0,17 = 0,085 \quad (4.4)$$

$$K_i = \frac{0,7059}{0,34} = 2,076 \quad (4.5)$$

$$K_d = 0,7059 * 0,085 = 0,06 \quad (4.6)$$

Com os valores de  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  devidamente calculados, foi testado novamente, o resultado pode ser visto na figura 25.

Figura 25 – Controle PID



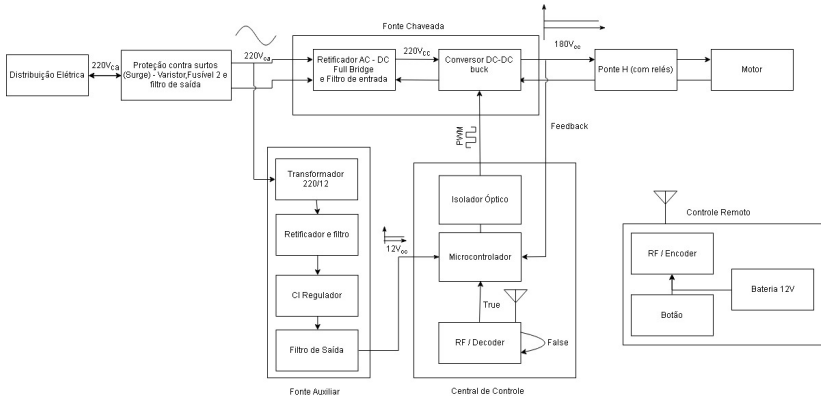
O sobressinal da fonte está muito fora do ideal, para consertá-lo deve-se modificar os parâmetros, como por exemplo aumentar o  $K_d$  irá diminuir o sobressinal.

## 4.2 FONTE CHAVEADA DE ALTA POTÊNCIA

Partido com o conhecimento do protótipo de baixa tensão, utilizando o diagrama de blocos da figura 26, foi proposto o circuito elétrico visto nas figuras a seguir, desconsiderado o bloco de proteção neste mo-

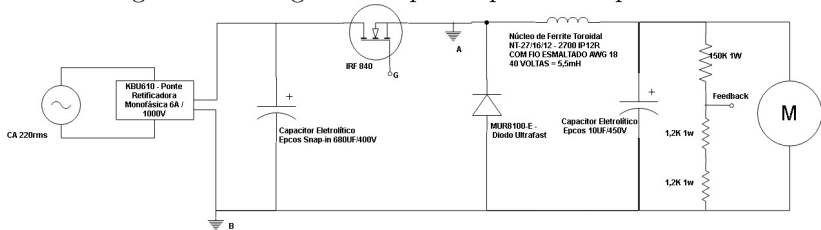
mento.

Figura 26 – Diagrama de blocos do protótipo de alta potência.



Como é observável na figura 27 o transistor escolhido segue a topologia original, pois por problemas físicos não são fabricados transistor do tipo canal P de alta potência. Para poder chavear um transistor do tipo canal N, é necessário que a tensão  $V_{gs}$  seja maior que a tensão de limiar, ou seja,  $V_{gate} - V_{source} > V_{th}$ . Cada transistor tem sua tensão ideal de  $V_{gs}$ , descrito pelo fabricante no datasheet, e neste caso a tensão de limiar é de 2V.

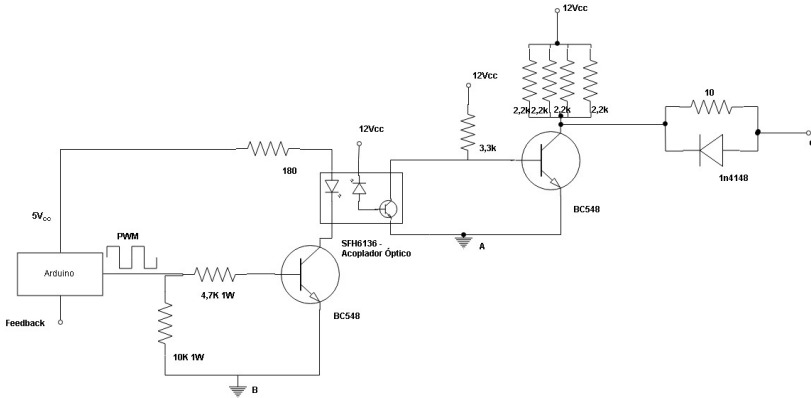
Figura 27 – Diagrama do protótipo de alta potência.



O problema surge neste acionamento, pois o gate do transistor é ligado no microcontrolador, o qual fornece uma tensão baixa, que neste caso é de  $5V_{cc}$ , e no source do transistor deve-se ter  $180V_{cc}$ , sendo assim, para chavear é necessário transformar a tensão de saída do microcontrolador em uma tensão acima de  $180V_{cc}$ .

A solução deste infortúnio há algumas maneiras, como o CI driver que recebe tensões baixas e aciona transistores flutuantes de altas tensões através de um espelhamento de tensão. Mas para este trabalho está sendo utilizado um circuito para acionamento. O circuito conta com dois terras independentes, ou seja, duas referências. Uma referência de alta potência, chamado de terra B, e a outra referência é chamado de terra A, ambos podem ser vistos nas figuras 28 e 27. O terra extra, colocado propositalmente no source do transistor M1, faz com que a diferença de potencial entre o gate e o source seja simplificada, em outras palavras, o transistor M1 só "vê" a diferença entre o gate e este terra extra, desta maneira o transistor M1 irá chavear com baixas tensões, que são comparadas ao terra A, fazendo com que a tensão  $V_{gs}$  seja positiva, este tipo de drive é isolado, pois o terra do circuito de controle é diferente do terminal do emissor.

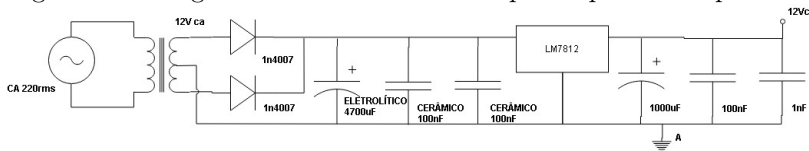
Figura 28 – Diagrama do acionamento do protótipo de alta potência.



O sistema de acionamento inicia na saída do microcontrolador, o qual gera o sinal PWM, este é propagado pelo primeiro transistor BC548, quando este conduz, aciona o led do acoplador óptico, o qual isola o microcontrolador do resto do sistema, quando o acoplador óptico detecta o acionamento, faz com que o segundo transistor BC548 conduza e com isso aciona o transistor mosfet IFR840.

Para alimentar o sistema de acionamento, a fonte auxiliar descrita na figura 26, foi desenvolvido o diagrama da figura 29 e concebido seu protótipo, o qual fornece uma tensão constante satisfatória de aproximadamente  $12,08V_{cc}$ .

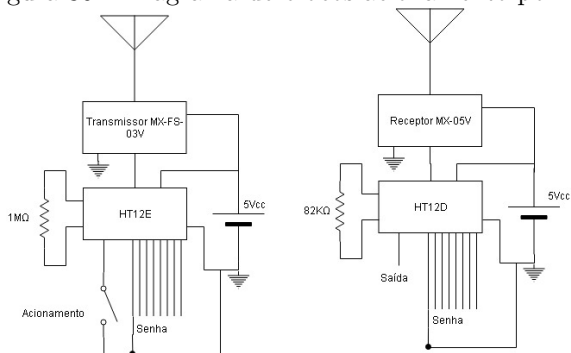
Figura 29 – Diagrama da fonte auxiliar do protótipo de alta potência.



O sistema de acionamento por RF conta com o uso de um receptor e um transmissor. O transmissor é um controle remoto, que pode ter até 4 botões com configurações diferentes, isso ocorre pela escolha do *encoder* e *decoder* feito. A alimentação no controle remoto é feita por uma pilha A23 de  $12V_{cc}$ , fazendo com que o transmissor tenha um alcance maior do que alimentado com  $5V_{cc}$ , mas para fins de teste foi utilizado uma alimentação de  $5V_{cc}$ .

O receptor fica ligado diretamente ao *decoder* e este ligado ao controlador. O diagrama de blocos deste acionamento pode ser visto na figura 30.

Figura 30 – Diagrama de blocos acionamento por RF.



Após a confecção do protótipo e da fonte auxiliar, vistos nas figuras 31 e 32 respectivamente, foi testado o circuito de acionamento, para confirmar se o PWM estava aparecendo corretamente no gate do mosfet, o qual pode ser visto na figura 33.

Em seguida, colocando uma lâmpada halógena como carga e acionando o PWM, a lâmpada acendeu por alguns segundos e o capacitor do filtro de saída sobreaqueceu, o que acarretou seu estufamento e rompimento. Este pode ter ocorrido por dois fatores, o primeiro de que não

Figura 31 – Protótipo do circuito de alta tensão.

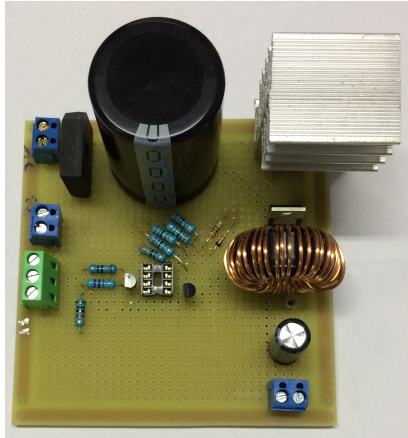


Figura 32 – Protótipo da fonte auxiliar.

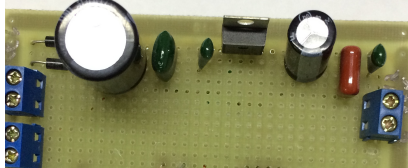
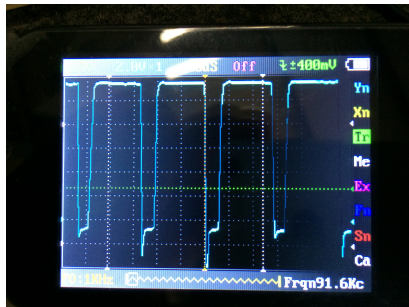


Figura 33 – Teste do funcionamento do sistema de chaveamento.



foi respeitada a corrente de *ripple*, explicado com mais detalhes na seção 3.3.1 do capítulo 3.1, que o capacitor escolhido suportava, fazendo com que a sua temperatura subisse drasticamente, ou o segundo motivo que pode ter acarretado neste incidente é de que no momento inicial do

circuito, chamado de tempo 0+, antes do arduino assumir o controle do chaveamento do transistor, toda a tensão de entrada retificada pode ter passado para a saída, a tensão de entrada retificada, inicialmente é de aproximadamente 311V, sendo uma tensão superior a do capacitor escolhido de 250V.

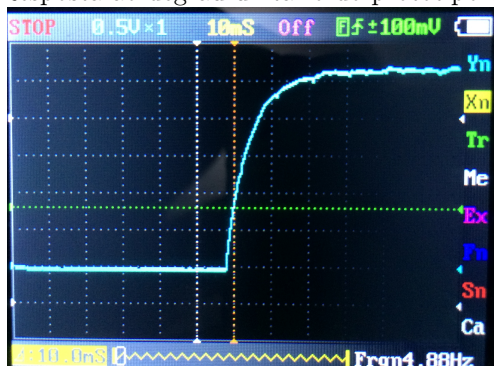
Para solucionar o problema da corrente de *ripple*, como explicado previamente no capítulo 3.1, é a escolha de um capacitor com baixa ESR, este tipo de capacitor não é facilmente encontrado no mercado brasileiro, para contornar esta situação pode-se adotar 2 soluções:

- Aumentar a capacitância, pois capacitores maiores suportam uma corrente de *ripple* maior;
- Ou colocar capacitores em paralelo, o que aumentaria a capacitância, diminuiria o ESR e a corrente seria repartida pelo número de capacitores colocados.

Trocando o capacitor por um de maior capacitância e maior tensão, outro teste foi realizado com a mesma carga, e tudo ocorreu como esperado, a lâmpada se acendeu e assim pode-se dar continuidade aos testes.

Fazendo o teste da curva de reação para encontrar os ganhos do PID, obteve-se a resposta vista na figura 34. É recomendado que o teste da curva de reação deva ser feito de maneira que a carga não interfira no teste, a variação da do degrau deve ser pequena o suficiente para não ativar a carga e grande o suficiente para ter uma resposta clara do sistema.

Figura 34 – Resposta ao degrau unitário do protótipo de alta tensão.



Traçando uma linha tangente no ponto de inflexão da resposta ao degrau unitário, obtiveram-se os seguintes valores:

$$K_p = 1,2 \left( \frac{0,0048}{0,004} \right) = 1,44 \quad (4.7)$$

$$T_i = 2 * 0,004 = 0,008 \quad (4.8)$$

$$T_d = 0,5 * 0,004 = 0,002 \quad (4.9)$$

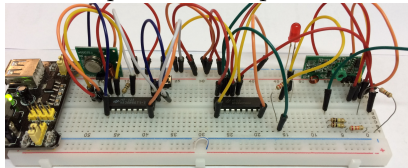
$$K_i = \frac{1,44}{0,008} = 180 \quad (4.10)$$

$$K_d = 1,44 * 0,002 = 0,00288 \quad (4.11)$$

Com os valores do PID devidamente calibrados, o sistema foi novamente testado, e por um descuido na hora da fabricação do protótipo, a solda que ligava o source do mosfet ao indutor e diodo de roda livre se desfez, vários componentes se danificaram, dando início a uma nova versão do protótipo. A nova versão do protótipo não obteve sucesso, o mosfet que serve como chave, entra em curto toda vez que o PID é ligado, isso ocorre pois o transistor nunca deve ser acionado sem uma frequência de chaveamento.

O acionamento por RF foi feito utilizando módulos de transmissão e recepção encontrados no mercado. O módulo de transmissão usado foi MX-FS-03V e o de recepção foi MX-05V, que trabalham na frequência de 433,92 MHz, sua montagem pode ser vista na figura 35, e seu funcionamento na figura 36.

Figura 35 – Acionamento por rádio frequência montado na *protoboard*.



Observando a saída de dados do receptor através de um osciloscópio, a senha configurada no *encoder* aparece codificada no receptor, como esperado e mostrado no capítulo 3.6, a senha configurada foi 01111111 e foi a mesma obtida, a qual pode ser verificada na figura 37.

Como pode ser observado, são 13 bits para uma transmissão



Figura 36 – Led acionado pelo *decoder* por detectar uma transmissão válida.

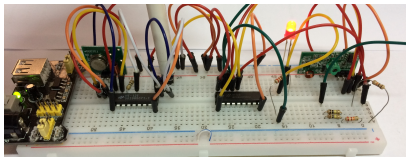
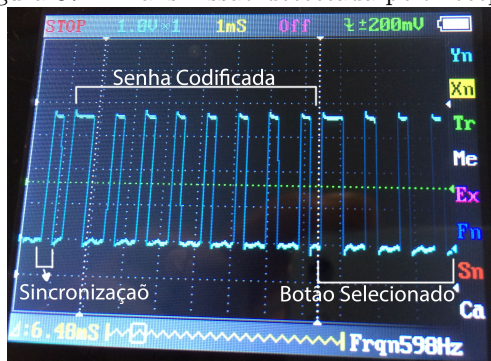


Figura 37 – Transmissão detectada pelo receptor.



válida entre o HT12E e HT12D, *encoder* e *decoder* respectivamente. O primeiro bit é de sincronização, informando que a comunicação irá iniciar, os 8 seguintes são a senha embaralhada e os 4 finais qual botão foi selecionado.



## 5 CONCLUSÃO

Através da eletrônica de potência é possível melhorar o desempenho e diminuir cada vez mais o tamanho de equipamentos eletrônicos.

A fonte chaveada de baixa potência foi um sucesso, mostrando resultados satisfatórios e dentro do esperado. A tensão de saída variou de 0 a 5V, com um sobressinal fora do ideal.

A fonte chaveada de maior potência mostrou um comportamento dentro do esperado em malha aberta, variando a tensão de 0 a 311V. Fechando a malha e adicionando o PID os resultados não foram adequados.

Alguns empecilhos ocorreram durante o desenvolvimento da fonte chaveada de maior potência, como o capacitor de saída se rompendo, transistor de chaveamento e diodos entrando em curto. Foram necessários mais de 2 protótipos de maior potência.

Os obstáculos enfrentados foram maiores do que o previsto, e a falta de tempo foi crucial para o fim do projeto sem uma conclusão satisfatória. A demora e a dificuldade de encontrar componentes que satisfizessem as necessidades foram os principais fatores.

O transistor potência, não deve ser acionado de maneira contínua, sempre deve-se fazer um chaveamento em frequência, este descuido fez com que vários mosfet fossem inutilizados.

### 5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como todos os objetivos deste trabalho não foram alcançados, tem-se como visão alguns trabalhos para se dar continuidade:

- Conceber o protótipo completo, incluindo proteções contra surtos e utilizar um microcontrolador no lugar do arduino;
- Projeto de snubbers, para amortecer os transientes de alta tensão que ocorrem na comutação;
- Projeto de conversores isolados de CC, complementando o estudo em eletrônica de potência;
- Projeto de conversores CA, variadores de tensão e cicloconversores;



## REFERÊNCIAS

- AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. 1th. ed. [S.l.]: Pearson, 2000.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 6th. ed. [S.l.]: Florianópolis: Ed. do Autor, 2006.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projeto de fontes chaveadas**. 2th. ed. [S.l.]: Florianópolis: Ed. do Autor, 2007.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC básicos não isolados**. 1th. ed. [S.l.]: Florianópolis: Ed. do Autor, 2000.
- GASPERIN, V. L.; ZENI, J. Fonte de alimentação regulada. **Campus Universitário da Região dos Vinhedos Centro de Ciências Exatas, Bento Gonçalves – RS – Brasil**, v. 1, n. 17, p. 1–17, 3 2006.
- HOLTEK. **HT12A/HT12E Series of Encoders**. [S.l.], 2 2009. Rev. 1.02.
- IBRAHIM, D. **Microcontroller based applied digital Control**. 1th. ed. [S.l.]: John Wiley and Sons Ltd, 2006.
- MCNICHOL, T. **AC/DC: The Savage Tale of the First Standards War**. 1th. ed. [S.l.]: Jossey-Bass, 2013.
- MOTOROLA. **Three-Terminal Positive Voltage Regulators**. [S.l.], 9 1997. Rev. 5.
- NEIVA Álvaro C. de A. Transformadores, relações de projeto: Potência e tamanho. v. 1, n. 7, p. 2–7, 4 2011.
- NUNES, M. V. Nikola tesla: Uma breve história do mestre dos raios. **Universidade Estadual Paulista - Faculdade de Ciências e Tecnologia - Campus de Presidente Prudente**, v. 1, n. 37, p. 1–37, 0 2015.
- OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 4th. ed. [S.l.]: Pearson, 2003.
- OLIVEIRA, H. M. de. **Engenharia de Telecomunicações**. 1th. ed. [S.l.]: CIP-Brasil, 2012.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, circuitos e aplicações**. 4th. ed. [S.l.]: Pearson, 2014.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica**. 5th. ed. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2007.

TEXAS INSTRUMENTS. **LM340, LM340A and LM7805 Family Wide VIN 1.5-A Fixed Voltage Regulators**. [S.l.], 9 2016. Rev. 2.

ZIEMER, R. E.; TRANTER, W. H. **Principles of Communications : Systems, Modulation, and Noise**. 7th. ed. [S.l.]: Wiley, 2014.

## APÊNDICE A - Ponte H com relés

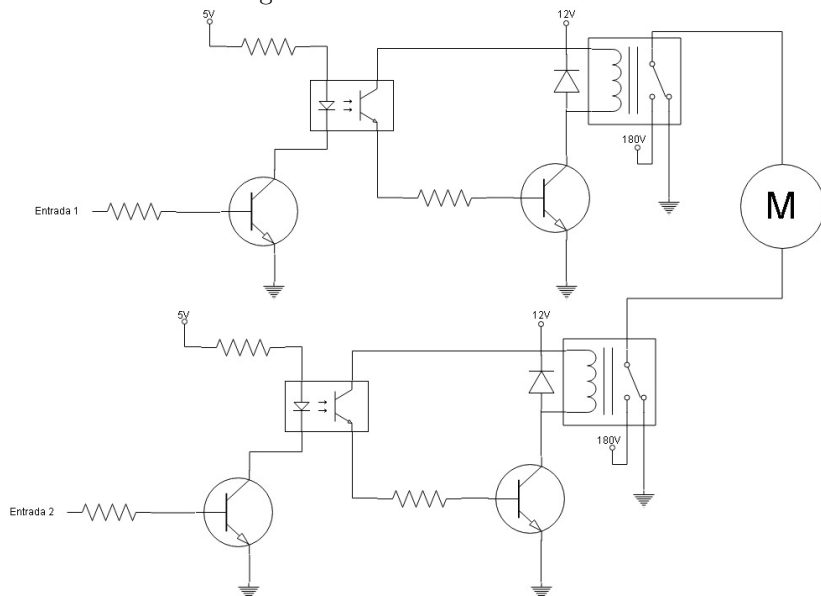




A ponte H, um circuito muito conhecido por pessoas que trabalham com motores, é utilizada para modificar o sentido da corrente, fazendo assim que o motor possa girar em duas direções distintas: sentido horário e sentido anti-horário.

A ponte H, que pode ser vista na figura 38, utiliza-se de relés e optoacopladores para isolar o sistema de controle do sistema de alta tensão.

Figura 38 – Ponte H com relés.



Quando a entrada 1 está em nível lógico alto e a entrada 2 está em nível lógico baixo, a corrente circula da maneira vista na figura 39.

Caso a entrada 1 fique em nível lógico baixo e a entrada 2 em nível lógico alto, a corrente circula no sentido inverso, visto na figura 40.

Este circuito funciona muito bem, mas tem um defeito que deve se ter muito cuidado, caso as duas entradas estejam em nível lógico alto, os relés irão chavear ao mesmo tempo. Para evitar este tipo de problema, deve-se construir um circuito de proteção ou um código em software que controle e não deixe os dois relés acionarem ao mesmo tempo.

Figura 39 – Entrada 1 com nível lógico alto e entrada 2 com nível lógico baixo, sentido direto da corrente.

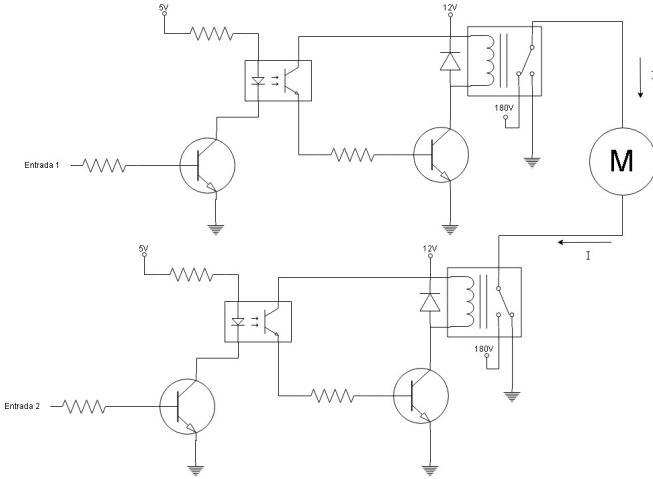


Figura 40 – Entrada 2 com nível lógico alto e entrada 1 com nível lógico baixo, sentido inverso da corrente.

