

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

CRISTIAN WELTER DE JESUS

**ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS MEIA PONTE E PONTE COMPLETA PARA UMA
FONTE CHAVEADA SIMÉTRICA ± 50 V**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CAMPO MOURÃO

2018

CRISTIAN WELTER DE JESUS

**ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS MEIA PONTE E PONTE COMPLETA PARA UMA
FONTE CHAVEADA SIMÉTRICA ± 50 V**

Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado à disciplina de TCC 2, do curso Superior de Engenharia Eletrônica do Departamento Acadêmico de Eletrônica - DAELN - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico.

Orientador: Prof. Dr. Jakson Paulo Bonaldo
Coorientador: Prof. Dr. Gilson Junior Schiavon

CAMPO MOURÃO

2018

TERMO DE APROVAÇÃO
DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO INTITULADO

ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS MEIA PONTE E PONTE COMPLETA
PARA UMA FONTE CHAVEADA SIMÉTRICA ± 50 V

por

Cristian Welter de Jesus

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no dia 14 de Maio de 2018 ao Curso Superior de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Campo Mourão. O Candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado (aprovado, aprovado com restrições ou reprovado).

Prof. Eduardo G. Bertogna
(UTFPR)

Prof. Roberto Ribeiro Neli
(UTFPR)

Prof. Gilson Junior Schiavon
(UTFPR)
Orientador

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus por ter me confortado nas horas difíceis. A minha família por sempre apoiar e fornecer meios para a minha total dedicação aos estudos.

Agradeço também a todos os professores da UTFPR-CM que auxiliaram o meu trajeto acadêmico, em especial ao meu orientador Prof. Jakson Paulo Bolnaldo que me orientou durante todo o período de realização deste trabalho, e ao Prof. Gilson Junior Schiavon por ter me aconselhado em sua finalização. Também agradeço aos servidores e a toda estrutura fornecida pela instituição como os laboratórios e equipamentos utilizados para este estudo.

E por fim, a todos os meus colegas e amigos que me acompanharam durante todo este percurso.

RESUMO

JESUS, Cristian Welter de. ANALISE DAS TOPOLOGIAS MEIA PONTE E PONTE COMPLETA PARA UMA FONTE CHAVEADA SIMÉTRICA ± 50 V. Trabalho de Conclusão de Curso – Bacharelado em Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão 2017.

O presente trabalho tem como objetivo a realização da análise das topologias meia ponte e ponte completa para uma fonte chaveada simétrica de ± 50 V. O trabalho apresenta um estudo do funcionamento destas topologias, fazendo o levantamento de equações que permitam determinar os esforços de corrente e tensão sobre os componentes eletrônicos. Também são apresentadas informações para o projeto de transformadores e indutores de alta frequência. Um método de ensaio do transformador é apresentado visando uma simulação mais precisa do circuito. Com base em uma análise de custo é determinado qual a topologia economicamente mais viável para o projeto. Também estão presentes informações referentes ao projeto da fonte chaveada, incluindo circuito de pré-carga do capacitor do retificador de entrada, circuito de modulação PWM e circuito inversor e retificador de alta frequência. A principal contribuição deste trabalho consiste na realização de um levantamento de dados que auxiliem os projetistas na escolha entre estas topologias para a elaboração de seus projetos.

Palavra-chave: Conversores CC-CC, Eletrônica de Potência, Projeto de Circuitos Eletrônicos, Viabilidade Técnico-Econômica.

ABSTRACT

JESUS, Cristian Welter de. ANALISE DAS TOPOLOGIAS MEIA PONTE E PONTE COMPLETA PARA UMA FONTE CHAVEADA SIMÉTRICA ± 50 V. Trabalho de Conclusão de Curso – Bacharelado em Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão 2017.

This work has the objective of performing the analysis of the half-bridge and full bridge topologies for a symmetrical ± 50 V switched-mode power supply. It presents a study on the operation of these topologies, making the survey of equations that allow to determine the stresses of current and tension on its components. Is presented information for the realization of a design of a transformer and a inductor in high frequency. A method of testing the transformer is presented for a more accurate simulation of the circuit. Based on a cost analysis is determined which topology is the most effective for the project. Information about the switched-mode power supply design as a whole is also presented, including input rectifier capacitor preload circuit, PWM modulation circuit and inverter circuit, and high frequency rectifier. The main contribution of this work is the accomplishment of a survey of data that help the designers in the choice between these topologies for the elaboration of their projects.

Keywords: DC-DC Converters, Power Electronics, Electronic Circuits Design, Technical and Economic Viability

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Conversor em meia ponte.	23
Figura 2 – Acionamento das chaves e tensões no primário e secundário.....	25
Figura 3 – Formas de onda para o conversor representado na Figura 1.	28
Figura 4 – Forma de onda da corrente pelos transistores.	30
Figura 5 – Forma de onda da corrente pelo secundário.....	30
Figura 6 – Conversor em ponte completa.	33
Figura 7 – Formas de onda de tensão e corrente do conversor em ponte completa. .	34
Figura 8 – Formas de onda da corrente circulante no secundário e no indutor.....	35
Figura 9 – Núcleo magnético e carretel.....	43
Figura 10 – Circuito para simulação da topologia ponte completa no <i>software PSIM</i>	56
Figura 11 – Circuito para simulação da topologia meia ponte no software PSIM.....	57
Figura 12 – Sinal PWM, tensão sobre o primário e secundário a) Topologia meia ponte, b)Topologia ponte completa.....	58
Figura 13 – Corrente e tensão nos transistores a) Topologia meia ponte, b) Topologia ponte completa.....	59
Figura 14 – Corrente e Tensão nos diodos de saída a) Topologia meia ponte, b) Topologia ponte completa.	60
Figura 15 – Corrente circulante no indutor.	60
Figura 16 – Tensão de saída no secundário e terciário a) Topologia meia ponte, b) Topologia ponte completa.	61
Figura 17 – Circuito simplificado de uma fonte chaveada simétrica utilizando topologia Ponte Completa.....	63
Figura 18 – Circuito de Pré-Carga do Filtro Capacitivo.	64
Figura 19 – Formas de onda para um retificador em ponte, a) Tensão de entrada da rede, b) Tensão retificada, c) Corrente nos diodos i_{Dr1} e i_{Dr4} , d) Corrente nos diodos i_{Dr2} e i_{Dr3}	66
Figura 20 – Sinal de referência (V_{ref}), sinal da portadora (V_2) e sinal de saída do modulador (V_{out}).....	68
Figura 21 – Encapsulamento do CI UCC3895.	68
Figura 22 – Esquemático do UCC3895.....	70
Figura 23 – Encapsulamento do CI IR2110.....	71

Figura 24 – Diagrama de bloco funcional do IR2110.	72
Figura 25 – Esquema típico de utilização do IR2110 em ponte completa.	73
Figura 26 – Circuito de alimentação dos Ci's.	76
Figura 27 – Modulo da impedância no primário.	83
Figura 28 – Tabela Núcleos E de ferrite da Magmattec.	88

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Considerações para topologia meia ponte.	38
Tabela 2 – Consideração para topologia ponte completa.	40
Tabela 3 – Comparação de corrente e tensão nos componentes.	53
Tabela 4 – Análise dos transistores de potência.	55
Tabela 5 – Comparativo entre valores calculados e simulação.	62
Tabela 6 – Tipos de núcleo	88
Tabela 7 – Tabela de fio de cobre esmaltado	89

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

ϕ_{max}	Diâmetro máximo do condutor
ΔV_c	Variação de tensão sobre o capacitor
$\Delta i_{Laberta}$	Variação sobre a corrente do indutor com a chave aberta
$\Delta i_{Lfechada}$	Variação sobre a corrente do indutor com a chave fechada
Δi_o	Ondulação da corrente de saída
A_{cu}	Área total do condutor de cobre
A_{cu1}	Área total do cobre no primário
A_{cu2}	Área total do cobre no secundário
A_{cuL}	Área total do condutor no indutor
A_e	Área efetiva da parte central do núcleo
A_{ptrafo}	Produto das áreas do núcleo do transformador
A_w	Área da janela do carretel
$A_{\phi max}$	Área máxima de cobre do fio
B	Densidade do campo magnético
B_{max}	Densidade máxima do campo magnético
C_1	Capacitor divisor de tensão 1
C_2	Capacitor divisor de tensão 2
C_A	Capacitor retificador no circuito de alimentação dos Ci's
C_{in}	Capacitor retificador na entrada
C_o	Capacitor retificador na saída
COM	Terra da saída <i>Low</i>
C_T	Capacitor do oscilador
D	Ciclo de trabalho
D_{max}	Razão cíclica máxima
D_{min}	Razão cíclica efetiva mínima
f	Frequência da rede
f_l	Frequência da corrente no indutor
f_{ond}	Frequência de ondulação após a retificação
f_r	Frequência de ressonância
F_s	Frequência de chaveamento

HIN	Entrada lógica do sinal <i>High</i>
HO	Saída <i>High</i> do drive
$i_1(t)$	Corrente circulante primário
$i_2(t)$	Corrente circulante no secundário
I_{1ef}	Corrente eficaz circulante no primário
I_{2ef}	Corrente eficaz circulante no secundário
i_{2pico}	Corrente de pico pelo secundário
i_{2vmin}	Corrente mínima pelo secundário
$I_{cbsleak}$	Entrada do sinal de <i>shutdown</i>
i_{D1}	Corrente circulante no diodo 1
i_{D2}	Corrente circulante no diodo 2
i_{D3}	Corrente circulante no diodo 3
i_{D4}	Corrente circulante no diodo 4
I_{ef}	Corrente eficaz
i_L	Corrente através do indutor
I_{Lef}	Corrente eficaz através do indutor
I_{mg}	Corrente de magnetização
I_{omin}	Corrente mínima através da carga
I_{qbsmax}	Máxima corrente entre o V_b e V_s
I_S	Corrente média que circula na chave
i_{S1}	Corrente circulante sobre a chave 1
i_{S2}	Corrente circulante sobre a chave 2
i_{S3}	Corrente circulante sobre a chave 3
i_{S4}	Corrente circulante sobre a chave 4
J_{max}	Densidade de corrente máxima
K_j	Coefficiente de densidade de corrente no fio
L	Indutância
$l_{entreferro}$	Comprimento do entreferro ou do caminho magnético
LIN	Entrada lógica do sinal <i>Low</i>
LO	Saída <i>Low</i> do drive
L_p	Indutância no primário
l_x	Comprimento do entreferro ou do caminho magnético
n	Coefficiente de rendimento

N	Relação entre as espiras do transformador
N_1	Número espiras enrolamento primário
N_2	Número de espiras enrolamento secundário
P_{in}	Potência de entrada
$P_{o_{enrolamento}}$	Potência de saída nos enrolamentos
$P_{o_{total}}$	Potência de saída total
Q_g	Carga no <i>gate</i>
Q_{ls}	Nível do deslocamento de carga requerido por ciclo
R	Carga resistiva na saída do estágio de entrada
$R_{ds\ on}$	Resistência do canal
R_T	Resistor do oscilador
R_{total}	Relutância total do circuito magnético
S_1	Chave 1
S_2	Chave 2
S_3	Chave 3
S_4	Chave 4
SD	Entrada do sinal de <i>shutdown</i>
T	Período de chaveamento
t_{DELAY}	Intervalo de <i>delay</i> entre as saídas
T_{on}	Intervalo de tempo de acionamento da chave
u_o	Permeabilidade do ar
u_x	Permeabilidade do núcleo de ferrite ou do ar
V_b	Tensão de alimentação da saída <i>High</i>
V_{cc}	Tensão de alimentação da saída <i>Low</i>
$V_{cc_{max}}$	Tensão de alimentação contínua máxima
$V_{cc_{min}}$	Tensão de alimentação contínua mínima
$V_{ce_{max}}$	Tensão de bloqueio máxima do transistor
$V_{ce_{sat}}$	Tensão de saturação do transistor
V_{dd}	Tensão de alimentação lógica
V_f	Queda de tensão no diodo de <i>bootstrap</i>
$V_{i_{max}}$	Tensão de alimentação máxima sobre o transformador
V_L	Tensão sobre o indutor
V_{Ls}	Queda de tensão direta no MOSFET

V_{min}	Mínima tensão <i>gate-source</i> para que MOSFET comute.
V_o	Tensão de saída
V_p	Tensão no primário
V_s	Terra da saída <i>High</i>
V_{sec}	Tensão no secundário
V_{SS}	Terra lógico
X	Parâmetro do núcleo de ferrite
Z	Variável para cálculo do núcleo do transformador

LISTA DE SÍMBOLOS

AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CC-CC	Corrente contínua para corrente contínua
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
TBJ	Transistor Bipolar de Junção
TCC2	Trabalho de Conclusão de Curso 2

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

LISTA DE SÍMBOLOS

1 INTRODUÇÃO	17
1.1 TEMA.....	17
1.1.1 Delimitação do Tema.....	17
1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS	17
1.3 OBJETIVOS	18
1.3.1 Objetivo Geral	18
1.3.2 Objetivos Específicos	18
1.4 JUSTIFICATIVA.....	19
1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	19
1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO.....	19
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	21
2.1 CONVERSORES CC-CC	22
2.1.1 Conversor em meia ponte	22
2.1.1.1 Consideração sobre a operação dos transistores	23
2.1.1.2 Funcionamento do conversor em meia ponte	24
2.1.2 Conversor em ponte completa	33
3 METODOLOGIA DE PROJETO DOS CONVERSORES CC-CC	38
3.1 REQUISITOS PARA O CONVERSOR EM MEIA PONTE	38
3.2 CÁLCULOS REFERENTES AO CONVERSOR EM MEIA PONTE.....	39
3.3 REQUISITOS PARA O CONVERSOR EM PONTE COMPLETA.....	40
3.4 CÁLCULOS REFERENTES AO CONVERSOR EM PONTE COMPLETA.....	40
3.5 PROJETO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA	41
3.5.1 Projeto do transformador para topologia ponte completa.....	42
3.5.1.1 Dimensionamento do núcleo magnético.....	42
3.5.1.2 Cálculo número de espiras enrolamento primário	44
3.5.1.3 Número de espiras enrolamento secundário e terciário	45
3.5.1.4 Dimensionamento do diâmetro do condutor de cobre	45

3.5.2 Projeto do transformador para topologia meia ponte.....	47
3.5.2.1 Dimensionamento do núcleo magnético.....	48
3.5.2.2 Cálculo número de espiras enrolamento primário	48
3.5.2.3 Cálculo número de espiras enrolamento secundário e terciário.....	48
3.5.2.4 Dimensionamento do diâmetro do condutor de cobre	48
3.6 PROJETO DO INDUTOR DE ALTA FREQUÊNCIA.....	49
3.6.1 Dimensionamento do núcleo magnético.....	49
3.6.2 Número de Espiras.....	50
3.6.3 Cálculo do entreferro	50
3.6.4 Dimensionamento dos condutores	52
4 ANÁLISE E ESCOLHA DOS COMPONENTES	53
4.1 ESCOLHA DOS DIODOS NO SECUNDÁRIO	53
4.2 ESCOLHA DOS CAPACITORES DA TOPOLOGIA MEIA PONTE	54
4.3 DETERMINAÇÃO DA QUANTIDADE DE FIO DE COBRE NECESSÁRIA	54
4.4 ESCOLHA DOS TRANSISTORES DE POTÊNCIA.....	54
5 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	56
5.1 TENSÃO SOBRE O PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO.....	57
5.2 CORRENTE E TENSÃO NOS TRANSISTORES.....	58
5.3 CORRENTE E TENSÃO NOS DIODOS RETIFICADORES DA SAÍDA	59
5.4 CORRENTE PELO INDUTOR DE FILTRO	60
5.5 TENSÃO DE SAÍDA.....	61
5.6 COMPARAÇÃO ENTRE CÁLCULO E SIMULAÇÃO	61
6 CIRCUITOS AUXILIARES DA FONTE CHAVEADA.....	63
6.1 CIRCUITO DE PRÉ-CARGA DO FILTRO CAPACITIVO	64
6.2 CIRCUITO RETIFICADOR DE ENTRADA.....	65
6.3 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO	67
6.3.1 CI UCC3895	68
6.3.2 Driver IR2110	70
6.4 CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO DOS CI's.....	75
7 ANÁLISE DE CUSTO DAS FONTES CHAVEADA.....	77
7.1 ANÁLISE DE CUSTO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DOS CONVERSORES	77
7.2 ANÁLISE DE CUSTO DOS CIRCUITOS AUXILIARES.....	79
7.3 CONCLUSÃO.....	79
8 CONCLUSÃO	80

APÊNDICE A	82
ENSAIO DO TRANSFORMADOR	82
REFERÊNCIAS.....	85
ANEXOS	88

1 INTRODUÇÃO

1.1 TEMA

Com o avanço da eletrônica e demais áreas da ciência e a diminuição dos custos dos materiais utilizados na construção de dispositivos eletrônicos, estes cada vez mais passam a fazer parte do cotidiano das pessoas das mais diversas classes sociais. Não é difícil encontrar alguém que utilize diariamente algum dispositivo eletrônico e a relação do ser humano com tais dispositivos vem acontecendo cada vez mais cedo de maneira que se torne algo muito natural.

A utilização destes dispositivos está associada a tarefas domésticas, no ambiente empresarial e nos momentos de lazer. Estes dispositivos foram de suma importância para a globalização, pois permitiram a comunicação quase instantânea entre todo o mundo.

O que todos esses dispositivos eletrônicos têm em comum é a necessidade de uma fonte de alimentação, pois sem energia elétrica (e o seu devido tratamento) nenhum dispositivo deste tipo funcionaria.

1.1.1 Delimitação do Tema

O presente documento visa analisar topologias de fontes chaveadas, assim como o projeto de uma fonte de tensão de ± 50 V para a alimentação de um amplificador de áudio, com uma potência de saída máxima de 300 W.

1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS

Uma questão que norteia este projeto é a escolha de uma topologia de conversor CC-CC adequada que garanta um menor custo em relação a outras topologias possíveis, observando os níveis de tensão de entrada e saída e a potência nominal do conversor. Assim, a topologia escolhida deve apresentar os menores

esforços de corrente e tensões nas chaves e minimizar os demais componentes passivos, como capacitores, indutores e transformadores.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

A fonte chaveada projetada em questão será usada para a alimentação de um amplificador de áudio. A tensão de saída da fonte será simétrica de ± 50 V, e possuirá uma potência de saída máxima de 300 W com frequência de chaveamento de 40 kHz. A frequência de chaveamento escolhida foi de 40 kHz devido a facilidade de se encontrar no mercado componentes capazes de operar sobre tal frequência. O conversor será alimentado pela rede elétrica com tensão nominal de 127 V / 60 Hz. Através destes requisitos será realizada uma análise sobre algumas topologias de fontes chaveadas para que ao final se possa optar pela topologia com maior viabilidade técnica e financeira. Neste trabalho as topologias analisadas serão o conversor CC-CC meia ponte e o conversor CC-CC ponte completa.

1.3.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos desse trabalho são:

- Análise da topologia do conversor em meia ponte;
- Análise da topologia do conversor em ponte completa;
- Realizar o projeto e dimensionamento do transformador de alta frequência;
- Realizar o projeto e dimensionamento do indutor de filtro da tensão da saída;
- Implementar e ensaiar o transformador projetado;
- Determinar e analisar os demais componentes e circuitos auxiliares necessários para a implementação da fonte;
- Comparar as topologias por meio de simulações computacionais;
- Realizar uma análise financeira das duas topologias.
- Comparar informações obtidas através dos cálculos e das simulações.

1.4 JUSTIFICATIVA

Este projeto se justifica pela análise de diferentes topologias de fonte chaveadas, com o objetivo de fornecer subsidio para a escolha da topologia que atenda aos requisitos do projeto minimizando o custo final do projeto.

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Serão apresentadas algumas das soluções existentes para o projeto de uma fonte chaveada, bem como topologias clássicas utilizadas, discutindo seu funcionamento.

Serão realizados os projetos dos transformadores e um dos indutores de alta frequência capazes de atender os requisitos necessários para a implementação da fonte em questão, considerando as duas topologias. Após a escolha de uma das topologias, o seu respectivo transformador será implementado e caracterizado, isto é, ensaiado, para que possam ser extraídos os parâmetros reais deste dispositivo, os quais serão utilizados como base para a realização de simulações da fonte projetada.

Com base nestes dados será proposto um circuito para o desenvolvimento desta fonte que possua a maior viabilidade técnica e financeira, de forma que possa ser replicada e utilizada em outros dispositivos que também possuam a necessidade de uma fonte chaveada.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

O Capítulo 2 contém uma revisão sobre algumas topologias existentes de conversores CC-CC e suas principais características.

Em seguida com base nas informações encontradas no capítulo anterior o Capítulo 3 apresenta os cálculos referentes aos conversores em ponte completa e meia ponte, inclusive o projeto do transformador para cada topologia e do indutor de saída.

No Capítulo 4 é realizada a análise de ambas as topologias e a determinação dos componentes necessários em cada uma conforme os dados teóricos.

O Capítulo 5 contém os resultados das simulações realizadas através do software PSIM após o ensaio do transformador, e também uma comparação entre os resultados obtidos nos cálculos e os simulados.

É apresentado no Capítulo 6 os circuitos e componentes auxiliares necessários à implementação prática de uma fonte chaveada, entre os quais se destacam o circuito de pré-carga, o circuito de retificação da tensão da rede, e o circuito que implementa a modulação PWM.

No Capítulo 7 é realizada uma análise de custo para o circuito de potência dos conversores, e também é determinado o custo dos circuitos auxiliares necessários.

Por fim, no Capítulo 8 é realizada uma discussão sobre os resultados obtidos.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Uma fonte de tensão é um dispositivo que fornece um valor determinado de tensão independentemente da sua carga. Basicamente as fontes de alimentação podem ser classificadas em dois grandes grupos: as que possuem regulação linear, e as que possuem regulação por chaveamento. Não basta apenas obter uma tensão contínua para alimentar um dispositivo eletrônico, é necessário regulá-la para que este dispositivo opere de forma estável (MEHL, 2012).

As fontes lineares utilizam elementos de controle que conforme inseridos em série ou paralelo em relação à carga fazem com que a tensão permaneça constante. Esse tipo de fonte é caracterizada pelo controle da tensão sobre um transistor, gerando um divisor de tensão entre a fonte de entrada e a tensão de saída. Fontes lineares oferecem uma excelente regulação de tensão, porém possuem problemas quanto à perda de potência, que em geral ocorre devido ao elemento de regulação na entrada (transistor operando na região ativa). Com isso a utilização deste tipo de fonte se torna problemática para elevadas potências. A necessidade de dissipação de potência faz com que o dissipador seja grande e pesado (KOFUJI, 2002).

Solucionando esses problemas, as fontes chaveadas possuem uma elevada eficiência (70% ou mais), e são idealmente não dissipativas (KOFUJI, 2002).

As fontes chaveadas se diferenciam das convencionais por fornecerem correntes mais elevadas sem a necessidade da utilização de transformadores de grandes dimensões e pelo controle da corrente que determinado enrolamento no secundário pode fornecer (PRIOLI, 2014).

O que é chamado basicamente de fonte chaveada na realidade é um conversor estático de corrente alternada em corrente contínua com regulação por chaveamento (MEHL, 2012).

O mecanismo de regulação de tensão de uma fonte chaveada possui geralmente os seguintes elementos (MEHL, 2012):

- Circuito de pré-carga do capacitor do retificador;
- Retificador e filtro de entrada;
- Interruptor eletrônico (transistores e diodos);
- Transformador de alta frequência;
- Retificador e filtro de alta frequência;

- Circuitos de controle;
- Circuitos de comando e proteção;

2.1 CONVERSORES CC-CC

Conversores CC-CC (corrente contínua para corrente contínua) são circuitos eletrônicos capazes de converter uma tensão CC (tensão de corrente contínua) para diferentes níveis de tensão CC regulada (HART, 2012).

Os conversores chaveados fazem parte de uma importante área da eletrônica de potência que movimentam milhares de dólares por ano. Muitas dessas fontes possuem isolamento elétrico através da utilização de transformadores. Este isolamento elétrico é realizado primeiramente devido ao fator de segurança, isolando a baixa tensão CC da saída do restante do circuito para evitar choque elétrico. Também soluciona o problema de referencial para potenciais diferentes, ou seja permitem o isolamento do terra. Além disso, é mais prático e econômico utilizar um transformador quando a relação de tensão de entrada e saída é elevada (MOHAN, 2012).

Com a frequência de chaveamento muito maior que a da fonte de alimentação CA há uma diminuição do volume do transformador, além disso o uso de múltiplos enrolamentos no transformador permite obter facilmente tensões de saídas múltiplas (HART, 2012).

Existem diversos tipos de conversores chaveados. Porém, neste trabalho serão discutidos somente os conversores em meia ponte e os conversores em ponte completa devido ao fato destes conversores serem mais adequados ao nível de potência da aplicação. Além disso, demandam menor esforço de bloqueio de tensão nas chaves semicondutoras se comparados a outras topologias.

2.1.1 Conversor em meia ponte

Um conversor em meia ponte é exemplificado na Figura 1, esta topologia é recomendada para aplicações com potências inferiores a 500 W, para potências superiores é recomendado a utilização da topologia ponte completa (BARBI, 2014).

Como pode ser observado na Figura 1, o conversor meia ponte possui basicamente um par de transistores responsáveis pelo chaveamento da tensão da entrada, a qual é aplicado ao primário do transformador. No secundário do transformador é conectado um retificador de alta frequência e um filtro passa-baixa passivo de segunda ordem para remover as componentes de alta frequência.

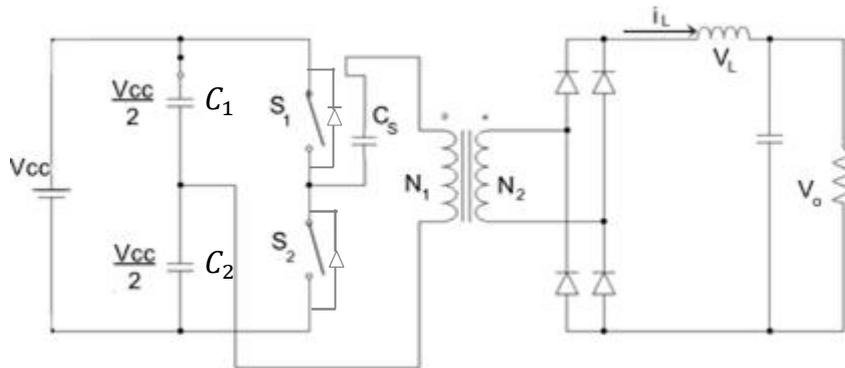


Figura 1 – Conversor em meia ponte.
Fonte: Autoria própria.

Na Figura 1 a tensão de alimentação CC da entrada é representada por V_{cc} , a tensão sobre os capacitores é $V_{cc}/2$, sendo esta a máxima tensão aplicada sobre o transformador. As chaves do circuito são S_1 e S_2 . Tipicamente são utilizados transistores do tipo MOSFET, IGBT ou TBJ. O símbolo N_1 representa o número de espiras do enrolamento primário do transformador, enquanto N_2 o número de espiras do secundário. A corrente através do indutor é representada por i_L , e V_o é a tensão de saída do conversor, ou seja, a tensão sobre a carga.

2.1.1.1 Consideração sobre a operação dos transistores

No caso dos conversores CC-CC *half bridge* (meia ponte) e *full bridge* (ponte completa) os transistores têm a função de sintetizar uma onda quadrada alternada de alta frequência. Desta forma podem ser vistos como inversores.

Utiliza-se basicamente no conversor meia ponte dois dispositivos de chaveamento que são acionados de maneira complementar e que estão em anti paralelo com diodos.

O período de chaveamento é dado por T . No intervalo em que a chave S_1 está acionada é aplicado ao primário do transformador uma tensão de $+V_{cc}/2$. Quando S_2

está acionada é aplicada uma tensão de $-V_{cc}/2$. Com isto, observa-se que a tensão no primário tem uma forma de onda quase-quadrada alternada, com uma frequência $F_s = 1/T$. Logo, é possível controlar a frequência na qual se opera o transformador alterando o período T (AHMED, 2000).

Devido à característica indutiva da carga a corrente de saída não se inverte de forma instantânea quando a tensão sobre o primário muda de polaridade. Logo, é necessário um caminho para circulação da corrente de retorno, o qual é dado pelos diodos.

. Os diodos de regeneração têm por finalidade devolver à fonte V_{cc} a energia acumulada na indutância de dispersão do transformador e também evitam que um interruptor fique submetido a uma tensão de bloqueio negativa. Deve-se notar que os diodos empregados com esta função devem ser rápidos e com capacidade de bloquear uma tensão maior que a tensão nominal dos interruptores (BARBI, 2014).

É importante ressaltar que as chaves S_1 e S_2 nunca devem ser acionadas simultaneamente, pois isso colocaria a fonte de alimentação em curto-circuito. Para evitar tal situação é utilizado um tempo de guarda entre os acionamentos das chaves. Por exemplo, deve-se desligar a chave S_1 antes de ligar a chave S_2 e vice-versa. Este tempo entre o desligamento de uma chave e o acionamento da outra é denominado de tempo morto.

2.1.1.2 Funcionamento do conversor em meia ponte

Considerando T_{on} o intervalo de tempo em que uma chave fica fechada, podemos encontrar o ciclo de trabalho D da seguinte maneira (HART, 2012):

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (1)$$

Idealmente, quando ambos os transistores estão desativados, a tensão no primário é zero. Para um transformador ideal, quando um dos transistores está conduzindo, a tensão no secundário, V_{sec} , será:

$$V_{sec} = \left(\frac{V_{cc}}{2}\right) \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \quad (2)$$

Analisando o circuito tem-se que a tensão sobre o indutor de filtro local será:

$$V_L = V_{sec} - V_o \quad (3)$$

Na Figura 2 encontra-se um esquemático que contém o acionamento das chaves considerando o tempo morto, e as tensões no primário (V_{pri}) e secundário (V_{sec}) respectivamente. Através desse chaveamento será realizada a análise sobre o comportamento do conversor em meia ponte.

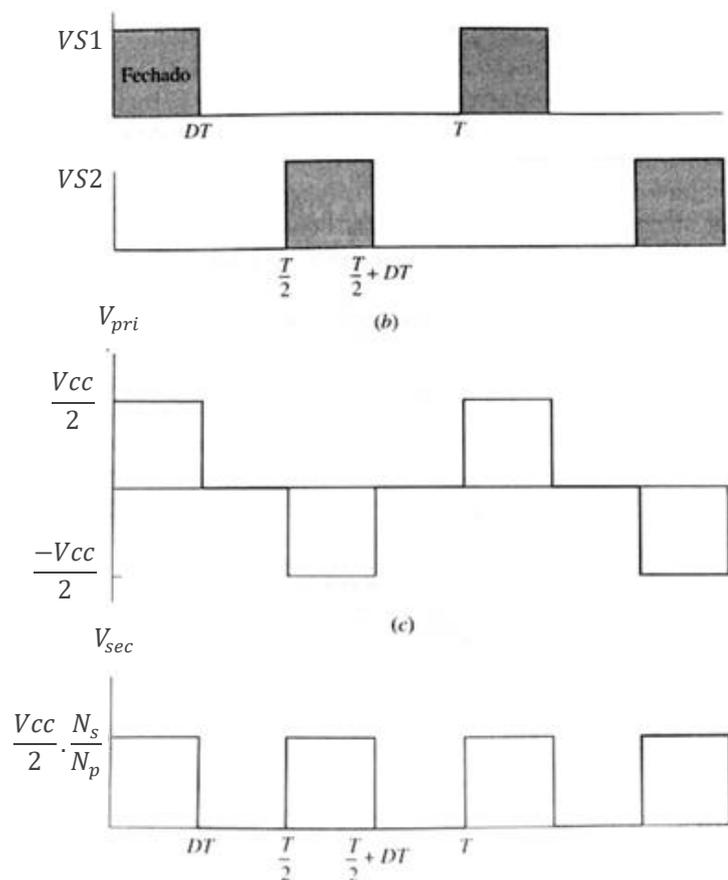


Figura 2 – Acionamento das chaves e tensões no primário e secundário.
 Fonte: Adaptado de Hart (2012).

Característica Estática

Considerando que a tensão de saída do circuito seja constante, e que a indutância L é constante, tem-se uma corrente aumentando linearmente com inclinação L (HART, 2012).

$$\Delta i_{L\text{fechada}} = \frac{V_L}{L} \cdot D \cdot T \quad (4)$$

Sendo Δi_L a variação sobre a corrente do indutor quando apenas uma das chaves está fechada, logo a corrente aumenta linearmente. Porém para o caso em que ambas as chaves estão abertas, a corrente no filtro indutivo L deve manter a continuidade de corrente na carga. Com ambas as chaves abertas a tensão no secundário é nula, logo $V_L = -V_o$, de forma que a corrente do indutor diminui linearmente :

$$\Delta i_{L\text{aberta}} = -\left(\frac{V_o}{L}\right) \cdot \left(\frac{1}{2} - D\right) \cdot T \quad (5)$$

Supondo que o conversor opere no modo de condução contínua do indutor, ou seja, a corrente nunca é nula, segundo Hart (2012), a variação líquida na corrente do indutor em período T deve ser zero, portando a soma de (4) com (5) deve resultar em zero, isto é, $\Delta i_{L\text{aberta}} = \Delta i_{L\text{fechada}}$. Logo:

$$\frac{V_L}{L} \cdot D \cdot T + -\left(\frac{V_o}{L}\right) \cdot \left(\frac{1}{2} - D\right) \cdot T = 0 \quad (6)$$

Substituindo V_L presente em (6) pela relação em (3), e rearranjando a equação anterior para obter a tensão de saída, chega-se a:

$$V_o = V_{cc} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot D \quad (7)$$

Corrente de saída

Para determinação da corrente na carga (I_o) basta aplicar (8) (HART, 2012).

$$I_o = \frac{V_o}{R_{carga}} \quad (8)$$

Em que R_{carga} é o valor da carga conectada à saída do conversor CC-CC.

Relação entre as espiras do transformador

A relação entre as espiras do transformador é dada pela seguinte equação (WESTPHAL, 2015):

$$\frac{N_1}{N_2} = \eta \cdot \frac{2 \cdot D \cdot (V_p - V_{cesat})}{(V_o - V_{diodo})} \quad (9)$$

Em que:

- η – Rendimento do conversor;
- V_p – Tensão máxima sobre o primário;
- V_{cesat} – Tensão de condução de cada chave;
- V_{diodo} – Tensão de condução de cada diodo retificador de saída;
- D – Valor da razão cíclica máxima;

Potência de Entrada

Em Barbi (2014) encontra-se uma equação que relaciona a potência de entrada com a potência de saída do conversor em meia ponte:

$$P_{in} = \frac{V_{cc}}{2} \cdot I_s \cdot D = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (10)$$

Em que:

- P_{in} – Potência na entrada do conversor;
- I_s – Corrente média que circula na chave;
- P_{out} – Potência na saída do conversor;

Tensão Sobre os Transistores

Através da análise do circuito da Figura 1 e como descrito por Barbi (2014), pode-se verificar que a tensão de bloqueio máxima que os transistores devem suportar é igual à tensão V_{cc} de entrada, ou seja:

$$V_{CEmax} = V_{cc} \quad (11)$$

A Figura 3 é um complemento da Figura 2 em que foi exemplificado o acionamento das chaves e as tensões sobre o primário e secundário do transformador. Nesta nova figura está representada qual seria a variação da corrente do indutor Δi_L (tanto para uma chave fechada ou ambas abertas), a variação de tensão sobre o capacitor ΔV_C , a corrente que percorre a chave 1, i_{S1} , e a tensão de bloqueio, v_{CE} , que o transistor suporta em cada etapa.

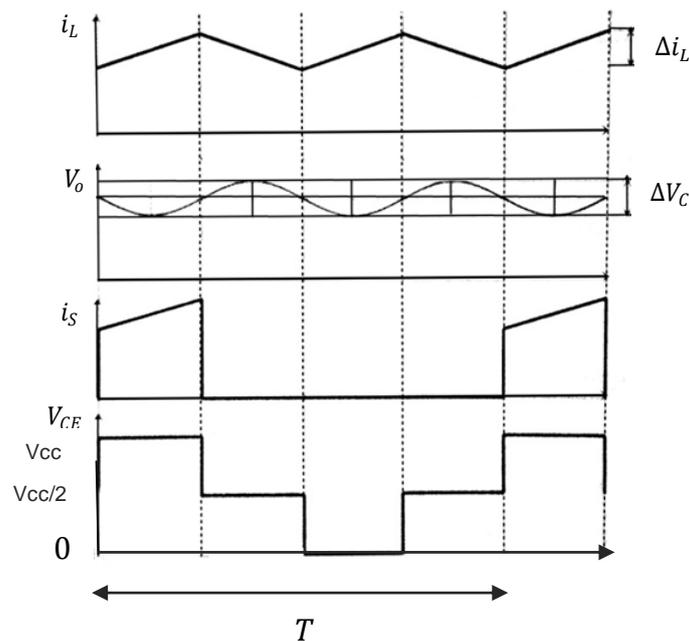


Figura 3 – Formas de onda para o conversor representado na Figura 1.
Fonte: Adaptado de Barbi (2014).

Corrente Média pelos Transistores

Florino (2010) fornece a seguinte equação para encontrar a corrente média que circula pelas chaves:

$$I_S = \frac{I_o \cdot D}{N} \quad (12)$$

Capacitor de Bloqueio de Corrente Contínua

Tanto no conversor de meia ponte quanto no de ponte completa é utilizado um capacitor em série com o primário do transformador. Tal medida é realizada para

impedir a circulação de componentes contínuas de corrente, pois, caso isso acontecesse resultaria na saturação do núcleo e falha nos interruptores (BARBI, 2014).

Essa componente contínua aparece devido às desigualdades dos tempos de comutação dos interruptores. O capacitor série C_s e a indutância de magnetização do transformador formam um circuito de segunda ordem com frequência de ressonância f_r dada pela seguinte expressão (BARBI, 2014):

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p \cdot C_s}} \quad (13)$$

Onde L_p é a indutância equivalente vista no primário, a qual depende do número de espiras do transformador e da indutância do filtro de saída, L , presente no secundário:

$$L_p = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot L \quad (14)$$

Barbi (2014) recomenda que f_r seja 4 vezes menor que a frequência de comutação F_s . Desta forma, isolando a variável C_s presente em (13), substituindo L_p por (14) e adicionando esta nova informação sobre a frequência de ressonância, é possível determinar o valor do capacitor em série através da seguinte expressão:

$$C_s = \frac{4}{\pi^2 F_s^2 \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot L} \quad (15)$$

A impedância do capacitor deve ser levada em consideração para a escolha do mesmo, pois quanto menor for o valor de C_s , maior será a queda de tensão que ele provoca reduzindo, assim, a tensão de saída. Para contornar este problema recomenda-se utilizar (16) para o cálculo de C_s com ΔV_c entre 0,05Vcc e 0,1Vcc, sendo I_o a corrente de saída (BARBI, 2014):

$$C \geq \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{I_o}{2 \cdot F_s \cdot \Delta V_c} \quad (16)$$

Corrente Eficaz no Enrolamento Secundário do Transformador

Bersani (2009) fornece a seguinte figura que demonstra como se comporta

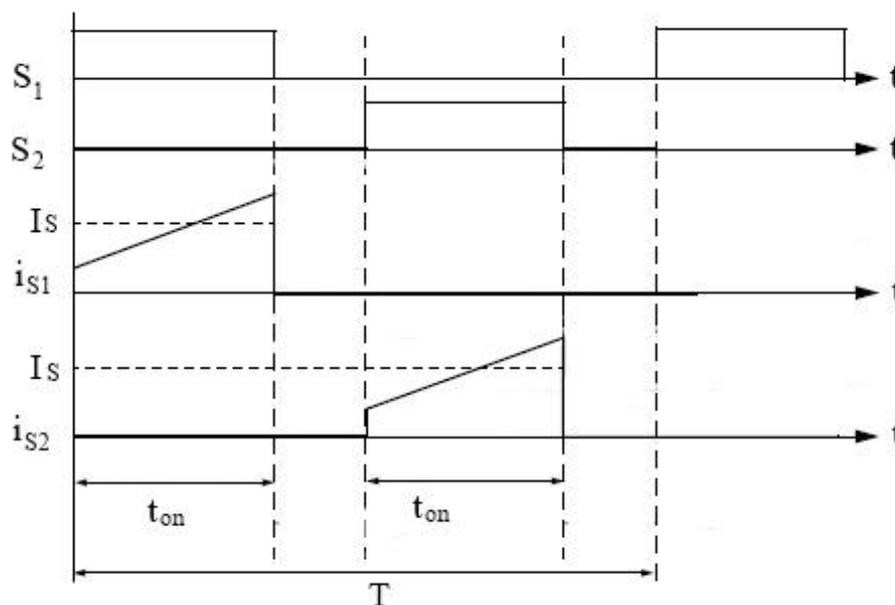


Figura 4 – Forma de onda da corrente pelos transistores.
 Fonte: Adaptado de Bersani (2009).

Com base na forma de onda da corrente que circula pelos transistores 1 e 2 pode-se determinar a forma de onda da corrente presente no primário e também no secundário, sendo esta última da seguinte forma:

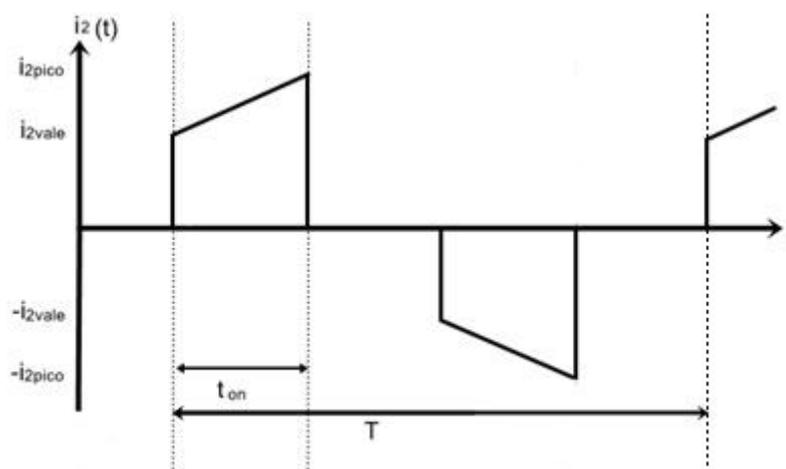


Figura 5 – Forma de onda da corrente pelo secundário.
 Fonte: Autoria Própria.

O valor de i_{2pico} e de i_{2vale} podem ser encontrados respectivamente através de:

$$i_{2pico} = I_o + \frac{\Delta i_o}{2} \quad (17)$$

$$i_{2vale} = I_o - \frac{\Delta i_o}{2} \quad (18)$$

Tem-se que a corrente eficaz é dada por:

$$I_{2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_2(t)^2 dt} \quad (19)$$

Aplicando os dados da forma de onda da corrente no primário presentes na Figura 8 e utilizando as relações presentes em (17) e (18) é possível encontrar a seguinte equação para a determinação de I_{2ef} :

$$I_{2ef} = \sqrt{D \cdot \left(2I_o^2 + \frac{\Delta i_o^2}{6} \right)} \quad (20)$$

Corrente Eficaz no Enrolamento Primário do Transformador

A corrente eficaz circulante no primário possui forma de onda similar a I_{2ef} , sendo assim pode ser determinada através de:

$$I_{1ef} = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_{2ef} \quad (21)$$

Corrente Eficaz pelos Transistores

A corrente em cada chave é a corrente eficaz circulante no primário dividida por raiz de 2, desta forma para a corrente eficaz I_{sef} tem-se:

$$I_{sef} = \frac{I_{1ef}}{\sqrt{2}} \quad (22)$$

Correntes pelos Diodos de Retificação

Para os diodos deve ser feita a mesma análise de corrente e tensão. Conforme descrito por Prim e Halabi (2013) as Equações 20 ,21 fornecem respectivamente a corrente de pico no diodo (I_{Dpico}) e a corrente média (I_D):

$$I_{Dpico} = I_o + \frac{\Delta i_o}{2} \quad (23)$$

$$I_D = \frac{I_o}{2} \quad (24)$$

Tensão sobre os Diodos de Retificação

Para encontrar a tensão máxima sobre cada diodo Florino (2010) propõe a seguinte equação:

$$V_{Dmax} = \frac{V_{ccmax}}{2.N} \quad (25)$$

Determinação do indutor na saída

O indutor presente na saída é dimensionado através de (FERREIRA, 2009):

$$L = \frac{D(1-D).(V_{ccmax})}{4.N.F_s.\Delta i_o} \quad (26)$$

Determinação do capacitor na saída

O valor do capacitor pode ser determinado através da seguinte equação (WESTPHAL, 2015):

$$C_o = \frac{V_o}{R.f_L.\Delta V_C} \quad (27)$$

Onde tem-se que f_L é a frequência da corrente circulante no indutor sendo está o dobro da frequência de chaveamento F_s .

2.1.2 Conversor em ponte completa

Devido a quantidade de componentes, o conversor de ponte completa é recomendado para aplicações de potência de até 2000 W. Eles são capazes de prover o dobro da tensão de saída que um conversor em meia ponte poderia fornecer, entretanto esta topologia requer a utilização de 4 chaves (WUIDART, 1999).

Um exemplo de um conversor em ponte completa é mostrado na Figura 6. De maneira idêntica ao conversor em meia ponte, todas as chaves não podem estar ligadas ao mesmo tempo, são necessários dois pulsos distintos em deslocamento de fase para ativação de um par de chaves simultaneamente. Nessa estrutura o primário do transformador pode ser energizado com a tensão total de alimentação (V_{cc}). As chaves S1 e S4 são consideradas como um par, e S2 e S3 outro par de chaves. Somente um par de chaves pode estar ativa por vez, ou todas as chaves desativadas como ocorria no conversor em meia ponte (MACHADO, 2015).

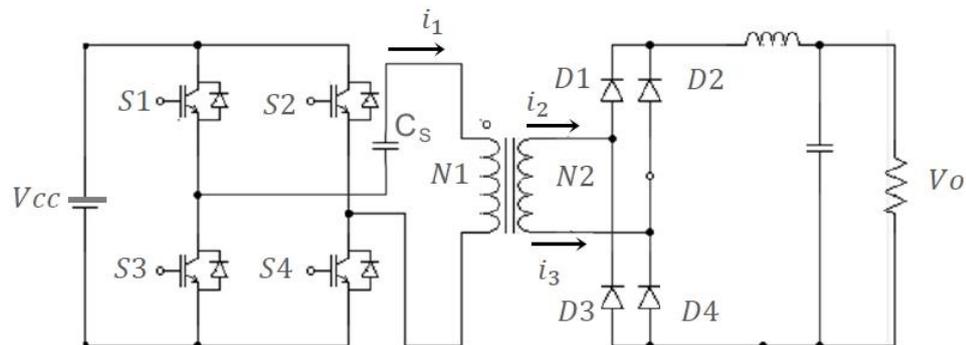


Figura 6 – Conversor em ponte completa.
Fonte: Autoria própria.

Na Figura 7 há um esquema do acionamento das chaves e o respectivo comportamento do circuito, onde:

- i_D – Corrente em determinado diodo;
- i_S – Corrente em determinada chave;
- v_{ce} – Tensão em determinada chave;

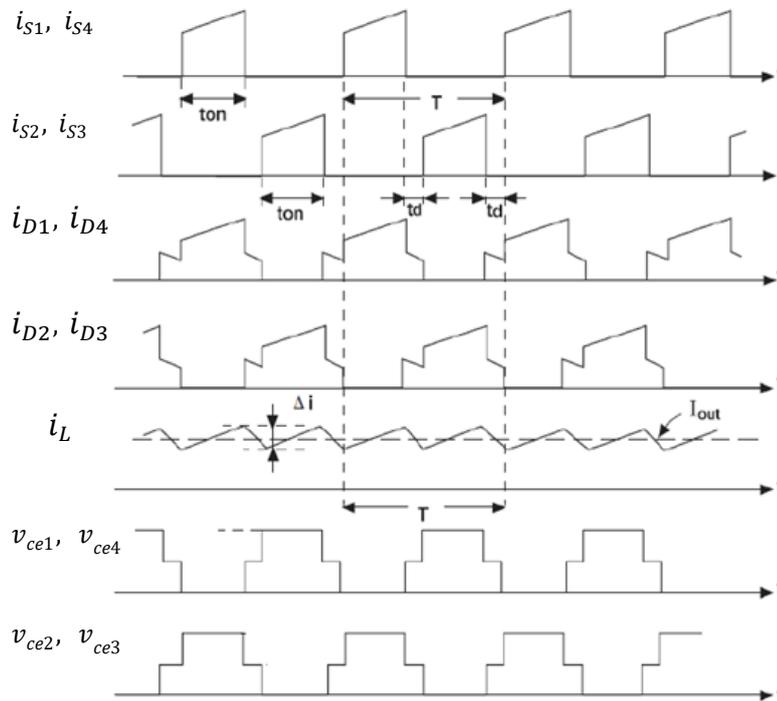


Figura 7 – Formas de onda de tensão e corrente do conversor em ponte completa.
Fonte: Adaptado de Wuidart (1999).

No conversor em ponte completa a tensão sobre as chaves é baixa, bem como a corrente do coletor é menor que a corrente que circularia pelo meia ponte (FLORINO, 2010).

Característica Estática

Fazendo uma análise similar à que foi realizada para o conversor em meia ponte a seguinte equação pode ser obtida para a tensão de saída (HART, 2012):

$$V_o = 2 \cdot V_{cc} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \cdot D \quad (28)$$

Sendo que a largura de pulso (D) é limitada em 0,5.

Para encontrar a corrente média na saída basta dividir o valor encontrado em (28) pelo valor da carga.

Relação entre as espiras do transformador

A relação entre as espiras do transformador é dada também conforme (9) porém possui um valor diferente da topologia meia ponte devido a tensão presente no primário do transformador (V_p) ser o dobro.

Corrente Eficaz no Enrolamento Secundário do Transformador

A forma de onda da corrente no secundário i_2 assim como a forma de onda da corrente no indutor i_L estão presentes na Figura 8.

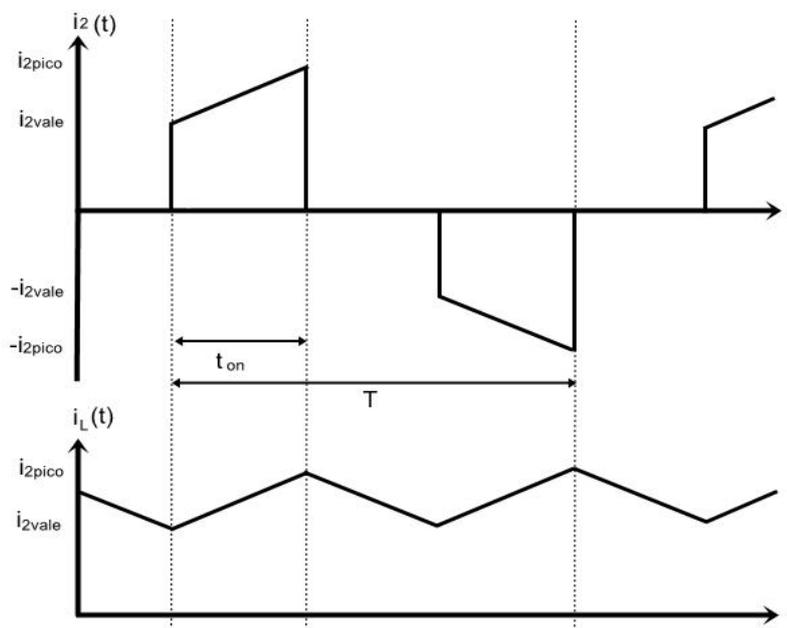


Figura 8 – Formas de onda da corrente circulante no secundário e no indutor.
Fonte: Autoria Própria.

Pode-se observar através da Figura 8 que a forma do onda no secundário para a topologia ponte completa é similar a topologia meia ponte, desta forma tem-se que:

$$I_{2ef} = \sqrt{D \cdot \left(2I_o^2 + \frac{\Delta i_o^2}{6} \right)} \quad (29)$$

Corrente Eficaz no Enrolamento Primário do Transformador

A relação entre a corrente eficaz pelo secundário e a corrente eficaz pelo secundário também ocorre da mesma forma que na topologia meia ponte:

$$I_{1ef} = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_{2ef} \quad (30)$$

Corrente Eficaz pelos Transistores

Para corrente eficaz pelos transistores tem-se a seguinte relação:

$$I_{sef} = \frac{I_{1ef}}{\sqrt{2}} \quad (31)$$

Corrente Média pelos Transistores

A corrente média pelos transistores pode ser encontrada através da Equação 32.

$$I_s = \frac{P_{in}}{2V_{cc}} \quad (32)$$

Potência de Entrada

Considerando uma eficiência de 0,8 do conversor a potência de entrada é dada por:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{0,8} \quad (33)$$

Tensão Sobre os Transistores

A tensão de bloqueio máxima que as chave S1, S2, S3, S4 devem suportar ($V_{cemax1}, V_{cemax2}, V_{cemax3}, V_{cemax4}$) são dados conforme descrito abaixo (BERSANI, 2009):

$$\begin{aligned} V_{cemax1} &= V_{CCmax} - V_{cesat3} \\ V_{cemax2} &= V_{CCmax} - V_{cesat4} \\ V_{cemax3} &= V_{CCmax} - V_{cesat1} \\ V_{cemax4} &= V_{CCmax} - V_{cesat2} \end{aligned} \quad (34)$$

Para facilitar as análises, as tensões de saturação podem ser consideradas nulas, uma vez que são muito inferiores ao valor da tensão de alimentação (V_{cc}).

Correntes pelos Diodos de Retificação

A corrente média e a corrente de pico pelos diodos são obtidas aplicando (23) e (24).

Tensão sobre os Diodos de Retificação

A tensão máxima sobre o diodo é encontrada através de:

$$V_{Dmax} = \frac{V_{ccm\acute{a}x}}{N} \quad (35)$$

Determinação do indutor na saída

O indutor para a topologia ponte completa é determinado utilizando a relação encontrada a seguir (WESTPHAL, 2015):

$$L = \frac{(V_o + V_{diodo}) \cdot (1 - 2D)}{2 \cdot F_s \cdot \Delta i_o} \quad (36)$$

Determinação do capacitor na saída

O capacitor presente na saída da topologia ponte completa também é obtido através da utilização de (27).

3 METODOLOGIA DE PROJETO DOS CONVERSORES CC-CC

Com base nas equações da seção 2 é possível determinar os valores referentes à corrente e tensão que os componentes do conversor deverão suportar, além de outras informações como determinação da relação entre o número de espiras, determinação do indutor e do capacitor do filtro de saída. Para justificar a escolha de uma ou outra topologia para o projeto serão efetuados os cálculos necessários para determinação dos componentes mais adequados e posteriormente realizada uma comparação em relação ao custo final.

3.1 REQUISITOS PARA O CONVERSOR EM MEIA PONTE

Para os cálculos realizados na topologia meia ponte foram considerados os seguintes dados:

Tabela 1 – Considerações para topologia meia ponte.

Tensão de entrada máxima	$V_{ccm\acute{a}x}$	200 V
Tensão de entrada mínima	$V_{ccm\grave{i}n}$	170 V
Tensão de entrada	V_{cc}	180 V
Tensão de condução do transistor	V_{cesat}	1 V
Tensão de condução do diodo	V_{diodo}	1 V
Tensão de saída	V_o	50 V
Tensão máxima no primário	$V_{pm\acute{a}x}$	110 V
Potência de saída total	$P_{o\acute{t}otal}$	300 W
Potência de saída em cada enrolamento	$P_{o\acute{e}nrolamento}$	150 W
Corrente circulante na saída	I_o	3 A
Variação da corrente de saída	Δi_o	1 A
Variação da tensão de saída	Δv_o	0,4 V
Razão cíclica máxima	$D_{m\acute{a}x}$	0,39
Coeficiente de rendimento	η	0,8
Frequência de Chaveamento	F_s	40 kHz

Fonte: Autoria Própria.

3.2 CÁLCULOS REFERENTES AO CONVERSOR EM MEIA PONTE

O primeiro parâmetro a ser determinado é a relação entre as espiras do transformador através de (9), chegando-se ao valor aproximado de 1,13. Porém devido à queda de tensão na indutância de dispersão do transformador será considerado o valor de 1 para esta relação.

Conforme (11) para a topologia meia ponte $V_{CE_{max}} = V_{CC_{max}} = 200 \text{ V}$.

Através de (12) encontra-se o valor de 1,17 A para a corrente média circulantes nas chaves (I_S).

Conforme recomendado em 2.1, é necessário inserir um capacitor em série com o transformador para eliminar a componente contínua da corrente do primário do transformador. Mas para isso é necessário encontrar o valor de L determinado através de (36), considerando os dados exibidos no início deste tópico encontra-se $L = 281,25 \mu\text{H}$.

Aplicando o valor de L em (15) determina-se que o valor de $C_S = 900 \text{ nF}$.

Porém, há um valor mínimo de capacitância para C_S que minimiza a queda de tensão na entrada do transformador, o qual é dado por (16). Considerando uma variação de tensão de $0,05V_{CC}$ e aplicando (16), o valor de C_S deve ser $4 \mu\text{F}$.

Através de (20) pode-se determinar a corrente eficaz no secundário, que resulta em 2,66 A. Utilizando (21) a partir do valor encontrado para I_{2ef} chega-se a $I_{1ef} = 2,66 \text{ A}$, devido a relação entre as espiras ser 1. Porém como existe o terciário a corrente eficaz no primário também é influenciada pela existente no terciário, que é idêntica ao do secundário. Desta forma na realidade a corrente eficaz no primário é o dobro da calculada sendo assim $I_{1ef} = 5,32 \text{ A}$.

Sabendo-se I_{1ef} e aplicando (22) chega-se a $I_{Sef} = 3,76 \text{ A}$.

Para o capacitor de saída utilizando (27) e lembrando que f_L é o dobro de F_S , encontra-se o valor de aproximadamente $C_o = 100 \mu\text{F}$.

Aplicando a (23) e (24) as informações já encontradas anteriormente, tem-se que $I_{Dpico} = 3,5 \text{ A}$, $I_D = 1,5 \text{ A}$.

Aplicando (25) encontra-se que a tensão máxima suportada pelos diodos deverá ser de 100 V .

3.3 REQUISITOS PARA O CONVERSOR EM PONTE COMPLETA

As considerações utilizadas para o projeto do conversor em ponte completa encontram-se a seguir:

Tabela 2 – Consideração para topologia ponte completa.

Tensão de entrada máxima	$V_{ccm\acute{a}x}$	200 V
Tensão de entrada mínima	$V_{ccm\grave{i}n}$	170 V
Tensão de entrada	V_{cc}	180 V
Tensão de condução do transistor	V_{cesat}	1 V
Tensão de condução do diodo	$V_{d\grave{i}odo}$	1 V
Tensão de saída	V_o	50 V
Tensão máxima no primário	$V_{p\grave{m}a\acute{x}}$	200 V
Potência de saída total	$P_{o\grave{t}otal}$	300 W
Potência de saída em cada enrolamento	$P_{o\grave{e}nrolamento}$	150 W
Corrente circulante na saída	I_o	3 A
Variação da corrente de saída	Δi_o	1 A
Variação da tensão de saída	Δv_o	0,4 V
Razão cíclica máxima	$D_{m\acute{a}x}$	0,31
Coeficiente de rendimento	η	0,8
Frequência de Chaveamento	F_s	40 kHz

Fonte: Autoria Própria.

3.4 CÁLCULOS REFERENTES AO CONVERSOR EM PONTE COMPLETA

A relação de espiras do transformador da topologia em ponte completa é dada também através de (9), utilizando os valores listados acima encontra-se uma relação de aproximadamente $N=2$.

Utilizando (36) para determinar-se o valor do indutor presente na saída obtêm-se para esta topologia $L= 242 \mu\text{H}$.

O valor mínimo de capacitância para C_s de acordo com (16) considerando os valores citados acima e novamente um uma variação sobre o capacitor de $0,05V_{cc}$ resulta em $C_s = 8 \mu\text{F}$.

O valor de C_o é o mesmo que o calculado na topologia meia ponte, pois os valores utilizados em (27) são os mesmos para ambas as topologias. Portanto como resultado tem-se $C_o = 100 \mu F$.

Utilizando (32) para encontrar a corrente média pelos transistores chega-se a $I_S = 1,04 \text{ A}$.

Aplicando os valores já conhecidos em (29), encontra-se a corrente eficaz no secundário do transformador é $I_{2ef} = 2,37 \text{ A}$. Este valor aplica-se tanto para a corrente eficaz no secundário quanto no terciário.

Através de (30), usando o valor da corrente eficaz e a relação inversa entre as espiras, chega-se ao valor da corrente eficaz no primário do transformador $I_{1ef} = 1,19 \text{ A}$. Porém este valor se refere somente a corrente refletida no primário devido ao secundário, deve-se então somar também o valor da corrente no terciário sendo que esta corrente é idêntica à do secundário. Desta forma tem-se que $I_{1ef} = 2,38 \text{ A}$.

Com este valor, usando a equação (31), pode-se determinar a corrente eficaz pelas chaves, obtendo $I_{sef} = 1,68 \text{ A}$.

A tensão de bloqueio máxima que os transistores devem suportar é V_{cc} , conforme exposto em (34), tomando o pior caso em que o transistor fosse ideal a tensão V_{cemax} resultaria em 200 V.

Utilizando (35), a tensão máxima sobre o diodo nesta topologia resulta em $V_{Dmáx} = 100 \text{ V}$. Conforme discutido anteriormente, para a corrente média dos diodos tem-se metade do valor da corrente de saída sendo assim $I_D = 1,5 \text{ A}$ e para I_{Dpico} é utilizado a própria corrente de saída somada a metade de Δi_o totalizando assim 3,5 A.

3.5 PROJETO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

Em Hart (2012, p. 267) encontra se que “Os transformadores têm duas funções básicas: proporcionar isolamento elétrico e aumentar ou diminuir o tempo de variação nas tensões e correntes.”

Esta é exatamente a função do transformador no conversor. Porém o transformador não funciona de maneira ideal, então é necessário realizar um projeto de um transformador que atenda de maneira efetiva as características do projeto. Para tal, como descrito por Bolognini (2006), é necessário determinar os parâmetros de

entrada para cada módulo sendo que estes variam conforme a topologia a ser utilizada, devido a tal torna-se necessário o projeto do transformador para ambas topologias.

3.5.1 Projeto do transformador para topologia ponte completa

Os parâmetros de entrada para cada módulo no caso do conversor em ponte completa serão os seguinte:

- Tensão de alimentação contínua mínima $V_{CC_{min}}$ – 170 V
- Tensão de alimentação contínua máxima $V_{CC_{max}}$ – 200 V
- Tensão de saída V_o – 50 V
- Potência de saída $P_{o_{total}}$ – 300 W
- Potência de saída $P_{o_{enrolamento}}$ – 150 W
- Frequência de chaveamento F_s – 40 kHz

Os valores descritos acima são os valores desejados considerando um conversor em ponte completa alimentado por uma tensão de 127 V. A variável $P_{o_{enrolamento}}$ indica a potência individual no enrolamento secundário e terciário.

3.5.1.1 Dimensionamento do núcleo magnético

A função deste núcleo é fornecer um caminho adequado para o fluxo magnético. Os materiais que se destacam na construção dos núcleos são o ferrite e as lâminas de ferrosilício. Os transformadores constituídos por ferrosilício são utilizados para operação em baixas frequências, pois com o aumento desta aumentam suas perdas por histerese e conseqüentemente ocorre elevação de temperatura, tornando impraticável seu uso em altas frequências. Para operações em alta frequência os núcleos de ferrite são mais indicados, porém possuem baixa densidade de fluxo de saturação (0,3 T) e baixa robustez a choques mecânicos (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

Como neste caso a operação será na frequência de 40 kHz, é recomendada a utilização do núcleo de ferrite.

Segundo Rashid (1993), o projeto do transformador é baseado no volume do núcleo. Assim, um parâmetro importante é o produto das áreas do núcleo do transformador, o qual é dado por (37).

$$A_{ptrafo} = A_e \cdot A_w = \left(\frac{2,65 \cdot P_{ototal} \cdot 10^4}{K_j \cdot B \cdot F_s} \right)^z \quad (37)$$

Em que:

A_{ptrafo} – Produto das áreas do núcleo do transformador;

A_e – Área efetiva da parte central do núcleo;

A_w – Área da janela do carretel;

B – Densidade de campo magnético;

K_j – Coeficiente de densidade de corrente no fio;

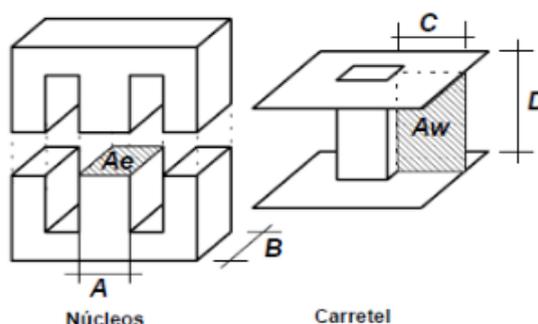


Figura 9 – Núcleo magnético e carretel.

Fonte: BARBI; FONT; ALVES, 2002.

Onde Z é dado através de (38), em que a variável X é um parâmetro que depende do núcleo a ser utilizado, sendo este um valor encontrado na Tabela 6 do anexo A (MELLO, 1990).

$$Z = \frac{1}{1 - X} \quad (38)$$

Como o núcleo utilizado é do tipo EE conforme ilustrado na Figura 7, o valor de X é de 0,12 o que resulta em um Z com o valor de 1,136.

O valor de K_j é encontrado através de (39) (BOLOGNINI, 2006):

$$Kj = 63,35 \cdot \Delta T^{0,54} \quad (39)$$

Sendo o valor do acréscimo de temperatura sem ventilação forçada, considerando um $\Delta T = 30 \text{ }^\circ\text{C}$, o valor de Kj é de 397,55 (BOLOGNINI, 2006).

Sabendo as tensões de alimentação contínua máxima e mínima, e o valor de densidade de campo magnético máxima $B_{m\acute{a}x}$ que é igual à da densidade de fluxo de saturação do ferrite (0,3 T). A densidade do campo magnético pode ser encontrada através de (40) (MELLO, 1990):

$$B = \frac{V_{cc\min}}{V_{cc\max}} \cdot B_{m\acute{a}x} \quad (40)$$

Colocando os valores descritos no começo desse tópico se obtém uma densidade do campo magnético de 0,255 T.

Com os valores de (38), (39) e (40) torna-se possível encontrar o produto das áreas do núcleo do transformador descrito na Equação 31:

$$A_{ptrafo} = \left(\frac{2,65 \cdot 300 \cdot 10^4}{397,55 \cdot 0,255 \cdot 40 \cdot 10^3} \right)^{1,136} \quad (41)$$

$$A_{ptrafo} = 2,148514 \text{ cm}^4$$

Analisando a Figura 28 do Anexo A e o valor de (41), percebe-se que o núcleo de ferrite do tipo EE mais apropriado seria o MMT140EE4012, pois possui o produto das áreas próximo do valor calculado. Porém foi utilizado o núcleo o MMT140EE6527 por estar disponível em laboratório, o qual tem produto das áreas de $A_{ptrafo} = 28,57904 \text{ cm}^4$.

3.5.1.2 Cálculo número de espiras enrolamento primário

Considerando $V_{cc\max}$ sendo pior caso de tensão, pode-se calcular o número de espiras do enrolamento primário N_1 pela seguinte equação (OLIVEIRA, 2013):

$$N_1 = \frac{V_{ccmax}}{2 \cdot A_e \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot F_s} \quad (42)$$

Com a obtenção de A_e na Figura 28 do Anexo A e os demais valores previamente determinados, encontra-se para N_1 o valor de 15,66416 espiras. Portanto o primário terá 16 espiras.

3.5.1.3 Número de espiras enrolamento secundário e terciário

Neste trabalho pretende-se fornecer uma saída simétrica, para isso será utilizado um transformador com 2 enrolamentos idênticos na saída, porém um fornecendo +50 V e o outro -50 V. Como os enrolamentos secundário e terciário possuem a mesma relação com a tensão no primário, o número de espiras destes será igual.

Conforme já calculado anteriormente a relação entre as espiras do primário e secundário será de 2.

Com esta consideração é calculado o número de espiras do secundário conforme visto em (43).

$$N_2 = \frac{N_1}{2} \quad (43)$$

Utilizando o número de espiras do primário encontra se o valor para o secundário de 8 espiras.

3.5.1.4 Dimensionamento do diâmetro do condutor de cobre

Rashid (1993) afirma que a área total da seção transversal do condutor (A_{cu}) é dado pela corrente eficaz (I_{ef}) presente no primário ou secundário dividida pela densidade de corrente máxima (J_{max}).

$$A_{cu} = \frac{I_{ef}}{J_{max}} \quad (44)$$

A densidade de corrente J é obtida através de (45) (RASHID, 1993):

$$J = K_j \cdot (A_{ptrafo})^{-X} \quad (45)$$

Sendo A_{ptrafo} o valor do núcleo de ferrite MMT140EE6527 e os demais valores conhecidos, a densidade resulta em $J = 265,868 \text{ A/m}^2$.

Conforme cálculos previamente realizados, para topologia ponte completa tem-se $I_{2ef} = 2,37 \text{ A}$.

Aplicando os dados obtidos em (44), a área total do condutor no enrolamento secundário resulta em $A_{cu2} = 0,008914 \text{ cm}^2$. Analisando a Tabela 7 no Anexo B, nota-se que deve ser usado o fio 18 AWG (*American Wire Gauge* – Padrão Americano de Fios).

Deve-se levar em consideração as perdas *Joule* devido à elevação da temperatura do cobre (Efeito Peculiar). O diâmetro máximo do condutor ϕ_{max} , que minimiza estas perdas é dado através de (BARBI; FONT; ALVES, 2002):

$$\phi_{max} = \frac{7,5}{\sqrt{FS}} \quad (46)$$

Com base nesses dados, para uma frequência de 40 kHz, obtém-se $\phi_{max} = 0,0375 \text{ cm}$. Mello (1990) afirma que o diâmetro do fio utilizado deve ser no mínimo 2 vezes maior que ϕ_{max} , portanto deverá ser de 0,075 cm. Considerando este valor e a Tabela 7 do Anexo B o fio seria o 21 AWG, que tem a área máxima do cobre $A_{\phi_{max}}$ sendo igual a 0,004105 cm².

O número total de condutores no enrolamento secundário que devem ser associados em paralelo é definido a partir de (47) (BOLOGNINI, 2006):

$$n_2 = \frac{A_{cu2}}{A_{\phi_{max}}} \quad (47)$$

Aplicando os valores já calculados a (47), tem-se:

$$n_2 = \frac{0,008231}{0,004105} \quad (48)$$

Assim o número aproximado de fios conectados em paralelo no secundário do transformador é de 2 fios 21 AWG.

Conforme já visto em tópicos anteriores a corrente eficaz no primário será de 2,38 A.

Utilizando (44) para este novo valor, obtém-se a área do cobre para o enrolamento primário, a qual é dada por:

$$A_{cu1} = \frac{2,38}{265,868} \quad (49)$$

$$A_{cu1} = 0,008651 \text{ cm}^2$$

Consultando novamente a Tabela 7 no Anexo B, encontra-se que o fio a ser utilizado é o 15 AWG. Reaplicando (47) para os valores do primário temos:

$$n_1 = \frac{0,008231}{0,004105} \quad (50)$$

$$n_1 = 2,0051$$

Sendo necessário também cerca de 2 fios 21 AWG no enrolamento primário.

3.5.2 Projeto do transformador para topologia meia ponte

Como já dito os parâmetros de entrada para cada módulo no caso do conversor em meia ponte serão os mesmo da topologia anterior com alteração nos valores das tensões:

- Tensão de alimentação contínua mínima – 70 V
- Tensão de alimentação contínua máxima – 110 V
- Tensão de saída – 50 V
- Potência de saída total – 300 W
- Potência de saída por enrolamento – 150 W
- Frequência de chaveamento – 40 kHz

As demais etapas para o projeto do transformador são idênticas, levando em consideração as alterações na tensão mínima e máxima dos módulos de entrada.

3.5.2.1 Dimensionamento do núcleo magnético

Analisando (37) percebe-se que o produto das áreas do núcleo do transformador será a mesma, pois os valores das variáveis permanecem os mesmos para esta equação. E para o restante do projeto será considerado o mesmo núcleo de ferrite disponível em laboratório o qual tem produto das áreas de $A_{ptrafo} = 28,57904 \text{ cm}^4$.

3.5.2.2 Cálculo número de espiras enrolamento primário

Considerando V_{ccmax} sendo pior caso de tensão, repetindo o procedimento do projeto anterior utilizando (42) encontra-se $N_1 = 8,615882$ espiras que resulta em aproximadamente 9 espiras.

3.5.2.3 Cálculo número de espiras enrolamento secundário e terciário

A relação entre as espiras já foi calculada no tópico referente as correntes e tensões sobre os componentes do conversor em meia ponte, sendo este valor igual a 1, portanto N_2 e N_1 possuem o mesmo número de espiras.

3.5.2.4 Dimensionamento do diâmetro do condutor de cobre

Com J_{max} já conhecido e o valor de I_{2ef} também já calculado pode-se (44) para determinar A_{cu2} , que resulta em $0,010005 \text{ cm}^2$. Portanto de acordo com a Tabela 7 do Anexo B deve ser utilizado o fio 17 AWG

Utilizando (44) para a corrente eficaz no primário, obtém-se $A_{cu1} = 0,02001 \text{ cm}^2$ portanto o fio que deve ser utilizado é o 14 AWG.

Aplicando (47) para os valores do primário e considerando que o fio 21 AWG possui a área máxima para a frequência de operação conforme anteriormente já comprovado, temos $n_1 = 5,06$, sendo então necessário 5 fios 21 AWG em paralelo no

enrolamento primário. E aplicando (47) para os valores no secundário chega-se a $n_2 = 2,52$, necessitando-se então 3 fios 21 AWG em paralelo no secundário.

3.6 PROJETO DO INDUTOR DE ALTA FREQUÊNCIA

O projeto do indutor é feito de forma similar ao do transformador de alta frequência, porém sendo necessário também o cálculo do entreferro.

Como anteriormente já demonstrado o valor do indutor para a topologia em meia ponte foi de 284 μH e de 242 μH para topologia em ponte completa, entretanto foi considerado para ambas topologias o valor de 242 μH já que através de simulação os resultados mantiveram-se praticamente os mesmos.

3.6.1 Dimensionamento do núcleo magnético

Em Barbi, Font e Alves (2002) encontra-se (51), que fornece o valor necessário do produto das áreas do núcleo do indutor conforme as suas características:

$$A_e A_w = \frac{L \cdot i_{2\text{pico}} \cdot I_{Lef}}{B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}} \cdot k_w} \cdot 10^4 \quad (51)$$

Em que:

k_w – Fator de ocupação do cobre dentro do carretel;

I_{Lef} – Corrente eficaz no indutor;

A corrente média no indutor é a mesma corrente I_o encontrada em (39) cujo valor é de 3 A. Como foi considerado anteriormente que a ondulação da corrente no indutor é de 1 A, a corrente de pico no indutor será de 3,5 A. Conforme Barbi (2014), a frequência da corrente do filtro de saída é o dobro da frequência de comutação, portanto a frequência da corrente circulante no indutor f_L será de 80 kHz. Considerando o caso em que a chave fica fechada durante o mesmo tempo que fica aberta, isto é, com $D=0,5$, o período da corrente no indutor T_L será de 12,5 μs . Com estes valores estabelecidos, pode-se efetuar o cálculo da corrente eficaz pelo indutor através da seguinte expressão:

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T_L} \cdot \int_0^{T_L} i^2(t) dt} \quad (52)$$

Dividindo a integral em duas partes uma variando de 0 até $T_L/2$ referente ao fechamento da chave, e outra de $T_L/2$ a T referente ao momento que todas as chaves estão abertas, pode-se considerar a corrente em relação ao tempo como sendo uma equação linear. Solucionando a integral de (52) e resolvendo demais cálculos chega-se ao valor de $I_{Lef} = 3,01386$ A.

O valor estimado de k_w para a construção do indutor é de 0,5, e segundo Barbi, Font e Alves (2002), para a densidade de corrente no indutor tipicamente utiliza-se o valor de 450 A/cm². B_{max} será o mesmo utilizado no projeto do transformador para núcleos de ferrite, que é de 0,3 T.

Com esses valores chega-se a $A_e \cdot A_w = 0,996248$ cm⁴. Analisando a Figura 28 do Anexo A, constata-se que núcleo mais apropriado é o MMT140EE4012 da MAGMATTEC® cujo produto das áreas do núcleo é de 2,60712 cm⁴.

3.6.2 Número de Espiras

O número de espiras utilizadas no indutor pode ser obtido pela seguinte equação (BARBI; FONT; ALVES, 2002):

$$N = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (53)$$

Realizando o cálculo de (53) considerando-se uma corrente de pico de 3,5 A, tem-se que o indutor possuirá 18 espiras.

3.6.3 Cálculo do entreferro

A indutância depende diretamente do número de espiras e da relutância total do circuito magnético, sendo a relutância a oposição a passagem de fluxo. Por melhor

que seja o material utilizado no núcleo, sempre existe essa relutância. A relação entre essas propriedades é dada por (BARBI; FONT; ALVES, 2002):

$$L = \frac{N^2}{R_{total}} \quad (54)$$

Sendo R_{total} a relutância total. A relutância sem a aplicação de um entreferro depende somente da permeabilidade do núcleo, e este é um parâmetro que depende da temperatura. Com a adição do entreferro é diminuída drasticamente a dependência da indutância com a relutância do núcleo, pois adiciona-se à relutância total o valor da relutância que surge devido ao entreferro. Além disso, o entreferro permite que o indutor opere com valores maiores de corrente no enrolamento sem que ocorra a saturação do núcleo. A relutância é dada por (BARBI; FONT; ALVES, 2002):

$$R_x = \frac{l_x}{\mu_x \cdot A_e} \quad (55)$$

Onde temos que x pode se referir aos valores para o entreferro ou para o núcleo, assim, tem-se que:

l_x – Comprimento do entreferro ou do caminho magnético;

μ_x – Permeabilidade do núcleo ou do ar (μ_o);

Considerando que a relutância do entreferro é muito maior que a do núcleo, pode-se dizer que a relutância total é a própria relutância do entreferro. Substituindo (55) em (54) e rearranjando estas equações, encontra-se o comprimento do entreferro, que é dado por:

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad (56)$$

Para o núcleo do tipo EE deve ser usado a metade do valor calculado para o comprimento do entreferro (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

Aplicando a Equação 59 às variáveis já determinadas temos $l_{entreferro} = 0,027082$ cm, com a consideração anterior, o comprimento do entreferro deve ser de 0,013541 cm.

3.6.4 Dimensionamento dos condutores

A área total do condutor no indutor (A_{cuL}) necessária neste projeto é determinada através de (44), utilizando os valores de J_{max} e I_{Lef} já encontrados, logo temos:

$$A_{cuL} = \frac{I_{Lef}}{450} \quad (57)$$

$$A_{cuL} = 0,006697 \text{ cm}^2$$

Assim, tem-se que o fio que deveria ser utilizado é o 19 AWG.

Usando (46) e usando $F_s = f_L = 80 \text{ kHz}$, encontra-se o diâmetro máximo permitido de 0,0265 cm. Sendo assim, deve ser usado o fio 30 AWG para enrolar o indutor, segundo a Tabela 7 do Anexo B.

Aplicando (47) encontra-se o número necessário de fios 30 AWG em paralelo para equivaler ao fio 19 AWG. Efetuando este cálculo, encontra-se a necessidade de usar aproximadamente, 13 fios 30 AWG em paralelo.

4 ANÁLISE E ESCOLHA DOS COMPONENTES

Com base nos dados obtidos do Capítulo 3, a Tabela 3 mostra um resumo das principais características de cada conversor, facilitando a comparação das diferenças entre as topologias.

Tabela 3 – Comparação de corrente e tensão nos componentes.

	Meia ponte	Ponte Completa
Tensão máxima no Primário (V_{primax})	110 V	200 V
Tensão de bloqueio nos transistores (V_{ce})	200 V	200 V
Corrente média nos transistores (I_s)	1,17 A	1,04 A
Corrente eficaz sobre os transistores (I_{sef})	3,76 A	1,68 A
Corrente de pico sobre os diodos no secundário (I_{Dpico})	3,50 A	3,50 A
Corrente média sobre os diodos no secundário (I_D)	1,50 A	1,50 A
Tensão de bloqueio máxima sobre os diodos (V_{Dmax})	100 V	100 V

Fonte: Autoria Própria.

4.1 ESCOLHA DOS DIODOS NO SECUNDÁRIO

Como sugerido por Petry (2011) para maior preservação do componente o valor da tensão reversa máxima será multiplicado por 1,5 e a corrente máxima por 2. Sendo assim o diodo deverá ser capaz de suportar uma tensão reversa de 150 V em ambas as topologias. Como os valores calculados para a corrente sobre os diodos são os mesmos, em ambas as topologias os diodos deve conduzir uma corrente de pico de 7 A, além de suportar uma corrente média maior que 1,5 A.

Para a escolha dos diodos são considerados, além dos dados citados acima, a velocidade de recuperação (que deve ser ultra rápida devido a frequência de chaveamento dos transistores ser elevada) e a queda de tensão direta enquanto o dispositivo estiver conduzindo. Analisando os *datasheets*, visando a relação custo benefício, optou-se pela utilização do diodo ultra rápido 15ETH06 capaz de suportar até 15 A e uma tensão de 600 V.

4.2 ESCOLHA DOS CAPACITORES DA TOPOLOGIA MEIA PONTE

Para a topologia meia ponte ainda é necessário determinar os capacitores responsáveis por criar o neutro e dividir a tensão de alimentação em partes iguais (C_1 , C_2) para a realização deste Erickson (2000) fornece a seguinte equação:

$$C \geq \frac{\eta \cdot I_s}{4 \cdot f \cdot \Delta V_C} \quad (58)$$

Em que:

- f – frequência da fonte de alimentação;
- ΔV_C – Variação da tensão sobre o capacitor;

O coeficiente de rendimento é o mesmo usado no projeto do transformador e desejando-se $\Delta V_C = 5 V$, frequência da rede $f = 60 Hz$ e que a corrente média é de 1,5 A conforme anteriormente calculado, chega-se ao valor dos capacitores na entrada, que devem ser maior ou igual a 1000 μF .

4.3 DETERMINAÇÃO DA QUANTIDADE DE FIO DE COBRE NECESSÁRIA

Para cada espira do transformador será necessário aproximadamente 22 cm de fio de cobre, assim considerando o número de voltas pode-se determinar o comprimento aproximado do fio de cobre em cada enrolamento do transformador, já considerando as duas topologias, bem como a quantidade de fio de cobre para o indutor. O resultado destas estimativas são apresentados no Quadro 1.

4.4 ESCOLHA DOS TRANSISTORES DE POTÊNCIA

Para a escolha dos transistores, além de fatores como capacidade de condução de corrente e valor máximo da tensão de bloqueio suportada, também é necessário analisar a capacidade de dissipação de potência. Portanto é necessário que os MOSFETs possuam uma baixa resistência de canal ($R_{ds(on)}$), ou seja abaixo de 1 Ω , e que a carga de *gate* (Q_G) seja pequena inferior a 50 nF. Embora a tensão

máxima calculada sobre os transistores seja de 200 V é comumente utilizado o dobro deste valor como forma de garantia para qualquer possível sobretensão.

Com o valor de $R_{ds_{on}}$ (presente no *datasheet* do transistor) é determinado sobre quais potências estarão sujeitos os transistores. Conforme visto anteriormente, tem-se uma corrente RMS de 1,68 A para a topologia em ponte completa e 3,76 A para o conversor em meia ponte. Foi tomado como desejável uma potência dissipada pelos transistores menor que 11 W e um valor para Q_G inferior a 50 nF, para que haja um menor desgaste dos transistores e permita a utilização de dissipadores menores.

Com base nessas informações o MOSFET escolhido para a utilização na topologia ponte completa foi o IRF730 por ser capaz de suportar uma tensão de até 400 V, uma corrente de até 5.5 A e possuir um $R_{ds_{on}}$ típico de 1 Ω com $Q_G = 30$ nF. A potência dissipada durante a condução do transistor IRF730 é de 2,8224 W.

Para o conversor meia ponte utilizando o transistor IRF730 a potência dissipada seria de 14,1376 W, mostrando-se superior à dissipada no caso anterior. Sendo assim, recomenda-se a utilização do transistor IRFS740, que possui um custo maior, porém possui $R_{ds_{on}}$ de 0,44 Ω . A dissipação de potência durante a condução do transistor IRFS740 é de 6,22 W. Este transistor é capaz de suportar uma corrente de até 10 A e bloquear 400 V de tensão direta. É interessante notar que, mesmo usando um transistor com uma qualidade superior, como o IRFS740, no projeto do conversor meia ponte, a dissipação de potência ainda é maior que a dissipação do conversor ponte completa. Como consequência, há a necessidade que seja usado um dissipador mais robusto na configuração meia ponte. A análise realizada acima está representada na tabela abaixo:

Tabela 4 – Análise dos transistores de potência.

		Topologia	
MOSFET		Meia ponte	Ponte Completa
Componente	$R_{ds_{on}}$	Potência Dissipada	Potência Dissipada
IRF30	1 Ω	14,13 W	2,82 W
IRFS740	0,44 Ω	6,22 W	1,24 W

Fonte: Aatoria Própria.

5 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Com os componentes dos conversores já definidos, pode-se então realizar uma simulação para verificar se o projeto foi realizado corretamente. O *software PSIM* foi usado para simular os circuitos dos conversores mostrados na Figura 8 e na Figura 9.

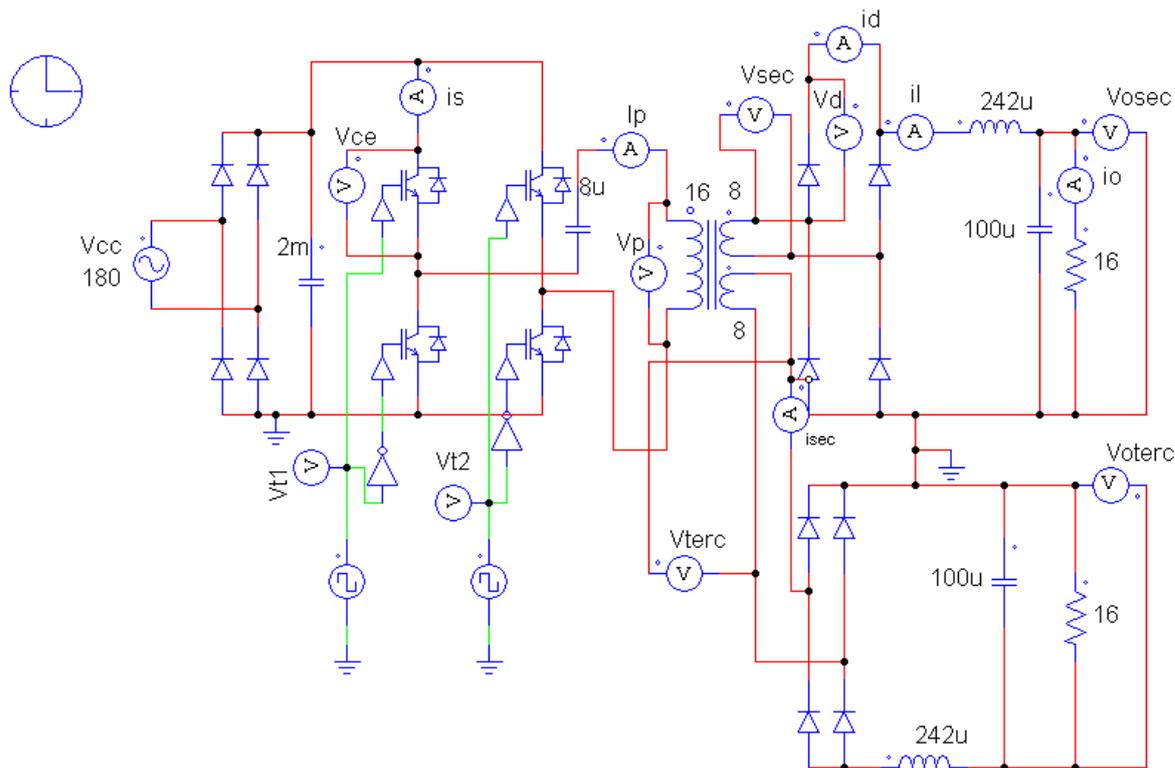
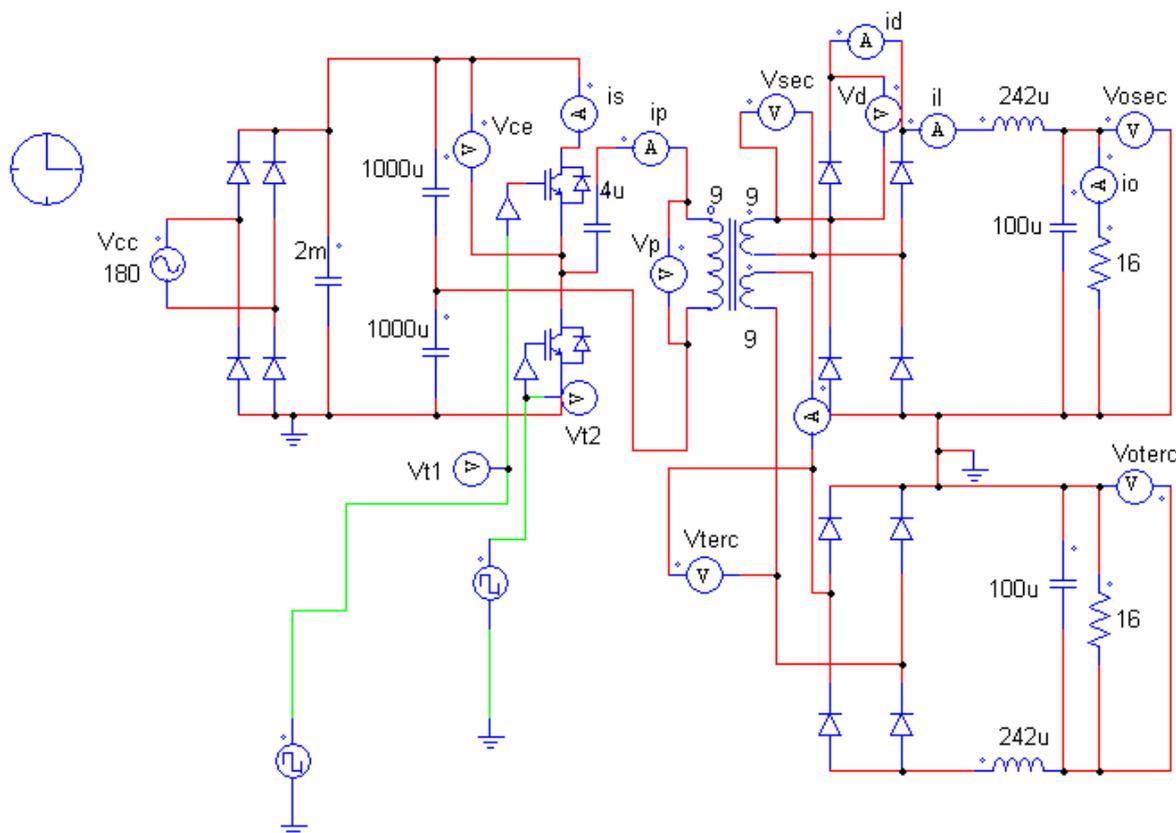


Figura 10 – Circuito para simulação da topologia ponte completa no *software PSIM*.
Fonte: Autoria Própria.

Como pode ser observado na Figura 10 existem vários medidores de tensão e correntes inseridos para monitorar essas medidas na simulação, os mesmos nomes foram utilizados para ambas as topologias para facilitar a comparação. Para realizar a modulação PWM por deslocamento de fase foram usados dois sinais de onda quadrada defasados em 180° com $D=0,31$ para o conversor em ponte completa e $D=0,39$ para o conversor em meia ponte .

A Figura 11 apresenta o circuito para simulação da topologia meia ponte.



**Figura 11 – Circuito para simulação da topologia meia ponte no software PSIM.
Fonte: Autoria Própria.**

Com o transformador devidamente caracterizado, conforme mostrado no Apêndice A, e demais componentes já determinados, procedeu-se com a simulação dos conversores.

5.1 TENSÃO SOBRE O PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO

Na Figura 12 encontra-se o resultado da simulação para a tensão sobre o primário e o sinal PWM para ambas as topologias, observando esta figura fica evidente as informações já discutidas acima de que na topologia ponte completa a tensão do enrolamento primário é o dobro da tensão da topologia meia ponte. No secundário observa-se que a tensão de pico existente no conversor em meia ponte é de aproximadamente 91 V e no conversor em ponte completa de 180 V.

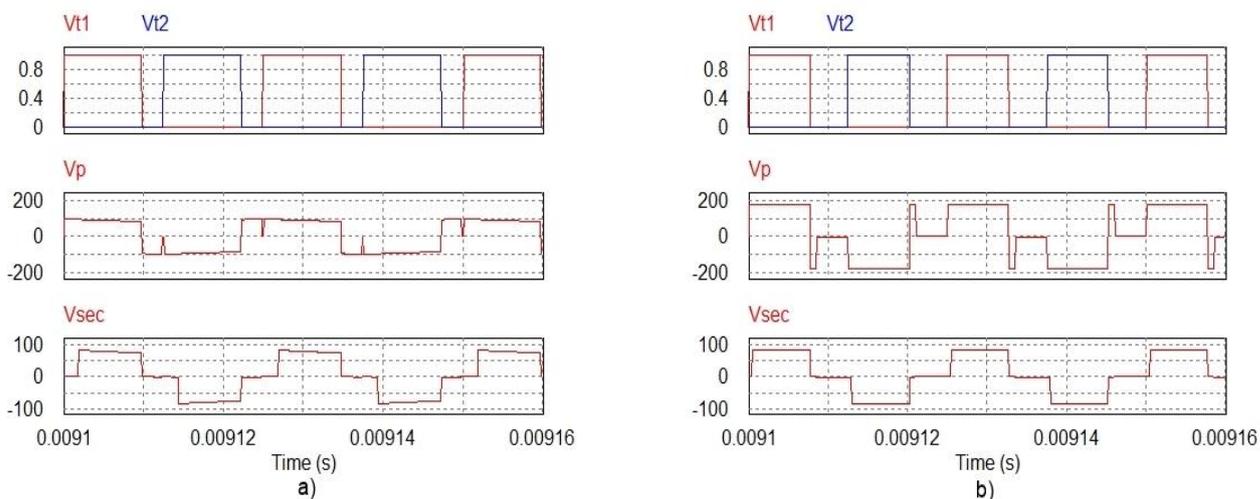


Figura 12 – Sinal PWM, tensão sobre o primário e secundário a) Topologia meia ponte, b) Topologia ponte completa.

Fonte: A autoria Própria.

5.2 CORRENTE E TENSÃO NOS TRANSISTORES

Em relação a corrente e tensão que atua sobre os transistores os resultados ficaram próximos ao dados presentes na Tabela 3. A tensão V_{cemax} variou pouco para cada topologia, sendo 178 V aproximadamente para o conversor em meia ponte e de 179 V para o conversor em ponte completa. Esses valores estão abaixo dos encontrados anteriormente (200 V em ambos os casos) devido ao fato de que para esta simulação foi considerada que a rede fornece uma tensão de pico de no máximo 180 V, para os cálculos foi utilizado o pior caso de tensão possível sendo $V_{CCmax} = 200 V$.

A corrente que circula nos transistores, conforme já esperado devido aos resultados da Tabela 3, é maior na topologia meia ponte. Sendo a corrente eficaz 1,80 A para a topologia ponte completa e 3,96 A para o conversor meia ponte. Para ambas topologias os valores encontrados nas simulações foram pouco superiores aos calculados, conforme pode ser melhor visto na Tabela 5.

A Figura 13 exhibe os dados retratados nestes dois últimos parágrafos.

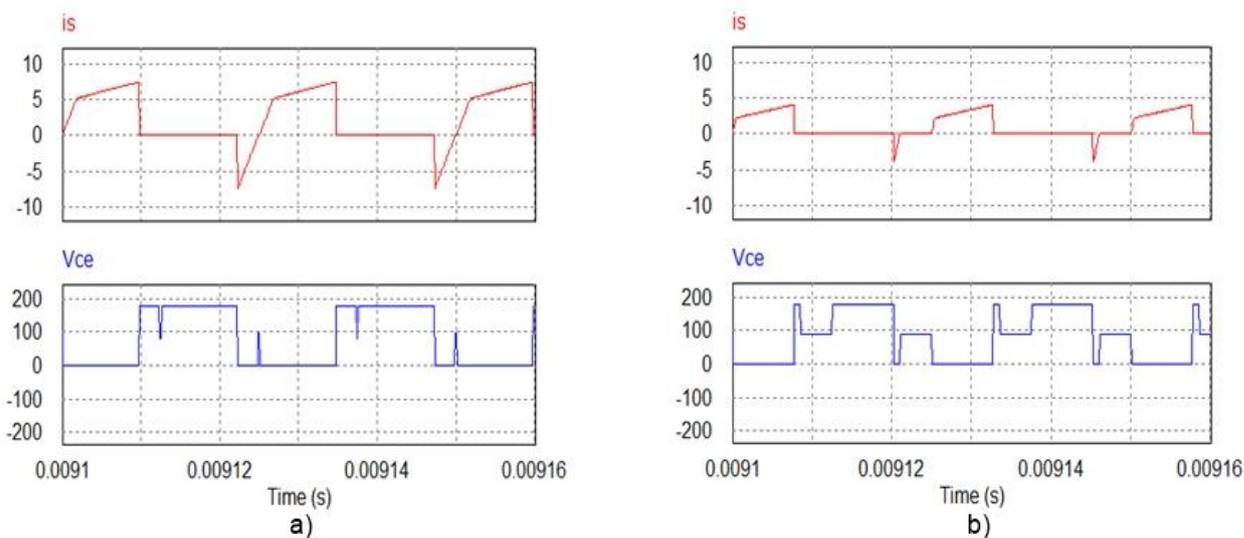


Figura 13 – Corrente e tensão nos transistores a) Topologia meia ponte, b) Topologia ponte completa.

Fonte: Autoria Própria.

5.3 CORRENTE E TENSÃO NOS DIODOS RETIFICADORES DA SAÍDA

Conforme pode ser visualizado na Figura 14 a V_D suportada pelos diodos de acordo com a simulação é de 79 V para o conversor em meia ponte e 86 V para o conversor em ponte completa, uma diferença de 7 V a mais para a topologia em ponte completa. Os cálculos foram feitos considerando a tensão máxima de alimentação, se fosse considerado uma tensão sem variação como na simulação a tensão V_D seria de 90 V para ambas topologias, sendo este um valor mais próximo do obtido através da simulação.

Em relação a corrente, para a topologia meia ponte a I_{Dpico} foi igual a 3,59 A sendo que o valor considerado para a escolha do componente já visto anteriormente foi de 6,6 A. Para a corrente I_D o valor da simulação foi de 1,43 A, valor bem próximo dos 1,35 A calculados.

Para a simulação do conversor em ponte completa os valores obtidos foram $I_{Dpico} = 3,68 A$, $I_D = 1,56 A$. Desta forma a corrente de pico está dentro da utilizada para a escolha do diodo, a corrente média também resultou em um valor maior que o calculado, porém o diodo escolhido para a aplicação seria capaz de suportar tais níveis de corrente.

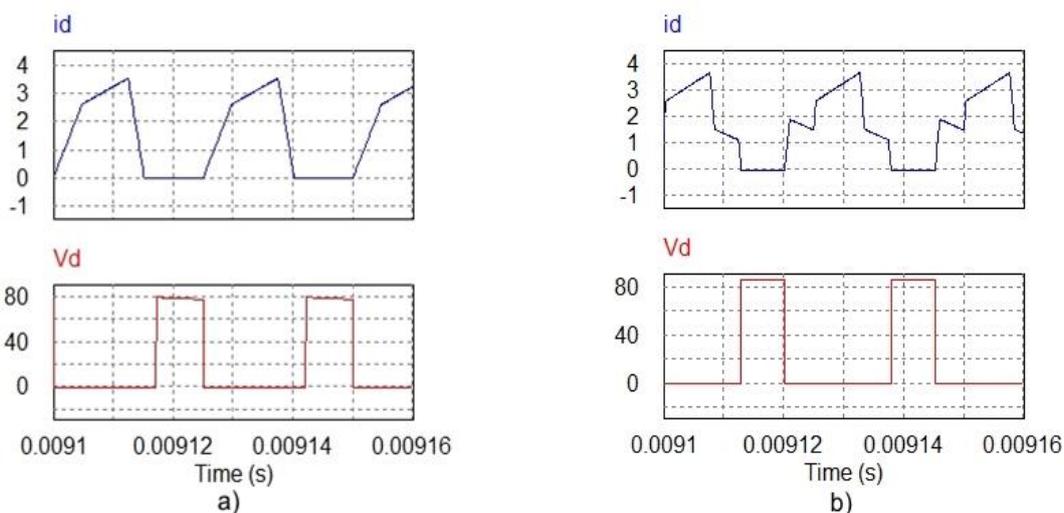


Figura 14 – Corrente e Tensão nos diodos de saída a) Topologia meia ponte, b) Topologia ponte completa.

Fonte: Autoria Própria.

5.4 CORRENTE PELO INDUTOR DE FILTRO

Na Figura 15 está o resultado da simulação para a corrente circulante no indutor na saída. Conforme pode ser verificado nesta figura para o valor de $242 \mu\text{H}$ para ambas topologias a variação de corrente se manteve próxima de 1 V, com corrente mínima de 2.6 A e corrente máxima próxima a 3.6 A. Desta maneira pode-se comprovar que o valor calculado para L foi correto.

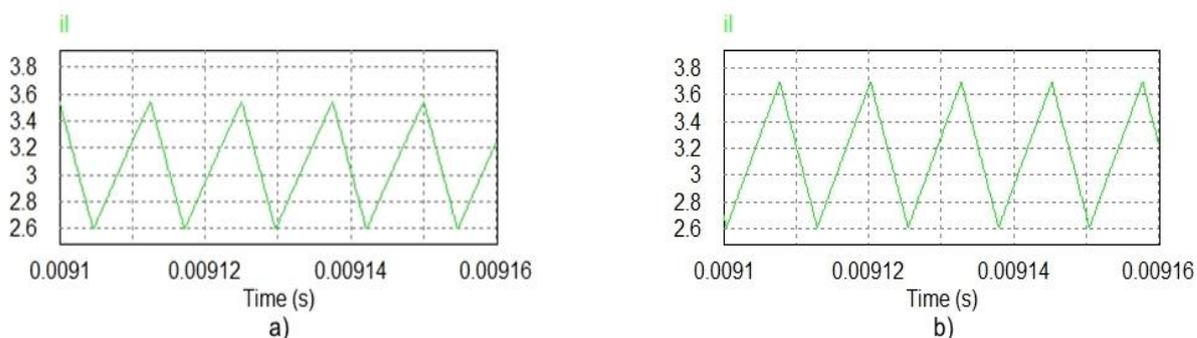


Figura 15 – Corrente circulante no indutor.

Fonte: Autoria Própria.

5.5 TENSÃO DE SAÍDA

Por fim na Figura 16 pode-se observar como ficou o sinal de saída no secundário e terciário para cada topologia.

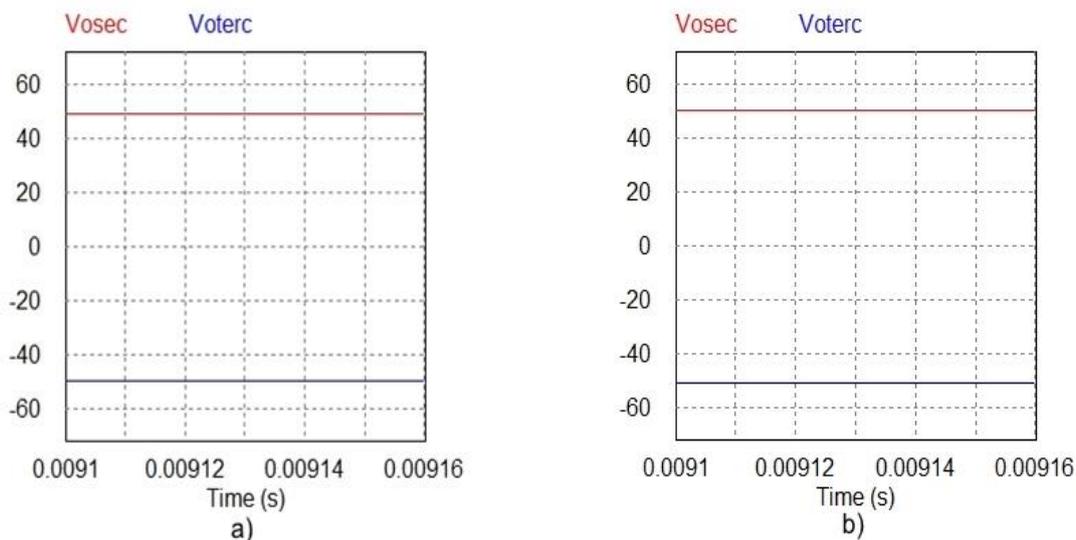


Figura 16 – Tensão de saída no secundário e terciário a) Topologia meia ponte, b) Topologia ponte completa.

Fonte: Autoria Própria.

Como visto na figura acima, a tensão se manteve em 50 V para ambas as topologias, comprovando assim a realização do projeto da forma para ambos os conversores.

5.6 COMPARAÇÃO ENTRE CÁLCULO E SIMULAÇÃO

Para a realização do cálculos e da simulação o conversor foi considerado como não sendo ideal, portanto o valor de D utilizado em ambas as situações também não é o ideal. O D ideal pode ser obtido obtendo a relação entre as espiras para um conversor ideal e aplicando este valor conforme (7) para topologia meia ponte e (28) para topologia ponte completa, desta forma o valor de D resultaria em 0,5 para ambas as topologias. A Tabela 5 traz um breve comparativo das medidas simuladas e calculadas.

Tabela 5 – Comparativo entre valores calculados e simulação.

	Meia Ponte		Ponte Completa	
	Calculado	Simulado	Calculado	Simulado
D	0,39	0,39	0,31	0,31
V_{cc}	180 V	180 V	180 V	180 V
I_{1ef}	5,32 A	5,60 A	2,38 A	2,54 A
I_{2ef}	2,66 A	2,77 A	2,37 A	2,50 A
V_p	110 V	91 V	180 V	180 V
V_o	50 V	49 V	50 V	50 V
V_{ce}	200 V	178 V	180 V	179 V
I_s	1,17 A	1,80 A	1,04 A	0,88 A
I_{sef}	3,76 A	3,96 A	1,68 A	1,80 A
I_{Dpico}	3,30 A	3,59 A	3,50 A	3,68 A
I_D	1,35 A	1,43 A	1,50 A	1,56 A
V_{Dmax}	100 V	79 V	100 V	86 V

Fonte: Autoria Própria.

Os valores calculados e simulados ficaram bem próximos um dos outros porém pode-se notar que os valores de tensão exibidos no quadro a cima ficaram maiores para os calculados. Isso deve-se ao fato de que para os cálculos foi considerado uma variação na tensão de pico da rede, enquanto na simulação essa variação não foi considerada.

6 CIRCUITOS AUXILIARES DA FONTE CHAVEADA

Este capítulo discute os principais circuitos auxiliares, necessários para a implementação de uma fonte chaveada funcional, abordando suas principais características, projeto e simulação dos mesmos. Dentre os circuitos auxiliares analisados cita-se o circuito de pré-carga do filtro capacitivo de entrada, o retificador de entrada e o controle e acionamento dos transistores.

Um modelo simplificado de como pode ser implementada uma fonte chaveada simétrica utilizando a topologia ponte completa está representada na Figura 17.

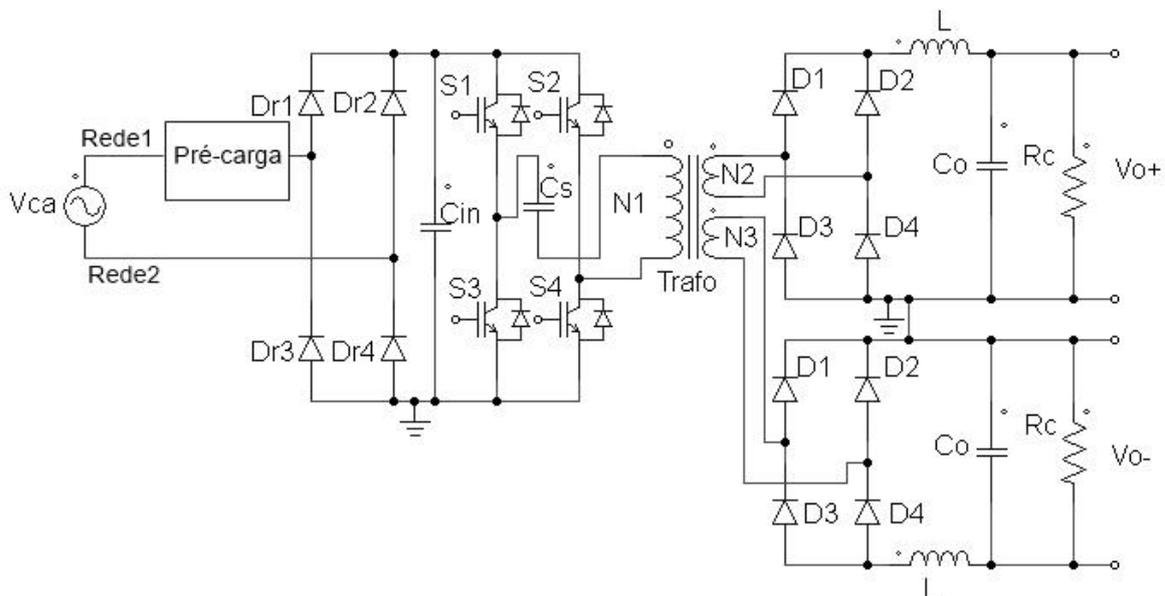


Figura 17 – Circuito simplificado de uma fonte chaveada simétrica utilizando topologia Ponte Completa.

Fonte: Adaptado de Mello (1990).

Desta maneira na Figura 17 além dos elementos relacionados aos componentes já analisados, aparecem os diodos retificadores (Dr1, Dr2, Dr3 e Dr4), o capacitor retificador na entrada (C_{in}), o capacitor retificador na saída (C_o) e a carga representada por R_c . Fora os componentes representados no circuito acima há o circuito responsável pela computação dos transistores, que é composto pela associação do CI UCC3895 ao driver IR2110, explicado mais detalhadamente nos próximos tópicos.

6.1 CIRCUITO DE PRÉ-CARGA DO FILTRO CAPACITIVO

Devidos aos possíveis picos de corrente causados principalmente devido a conexão de equipamentos eletrônicos a rede elétrica, antes do retificador serão inseridos alguns componentes para realizar o tratamento da entrada para proteger o circuito. Esse circuito de tratamento evitará por exemplo que caso a fonte seja ligada a rede quando ela estiver na tensão de pico e o capacitor do circuito retificador esteja ainda totalmente descarregado, atue sobre o circuito um pico de corrente.

Este circuito é composto basicamente por um fusível logo na entrada da rede, por um TRIAC e um resistor de 20 W.

A função do TRIAC é a de liberar após 1 segundo a passagem de corrente por uma trilha sem o resistor de 20 W, neste tempo anterior a passagem de corrente através do resistor evitará um pico de corrente no circuito. Para o acionamento do TRIAC é necessário a utilização do amplificador comparador o LM311 e um optoacoplador, o MOC3051.

O LM311 compara a carga de um capacitor presente em um circuito RC que demora 1 segundo para alcançar determinada tensão de referência. Quando a carga do capacitor atinge o valor de referência é liberado um sinal de acionamento que passa pelo optoacoplador que então aciona o TRIAC.

O esquemático deste circuito de pré-carga foi montado utilizando o *software Proteus* e pode ser verificado na Figura 18.

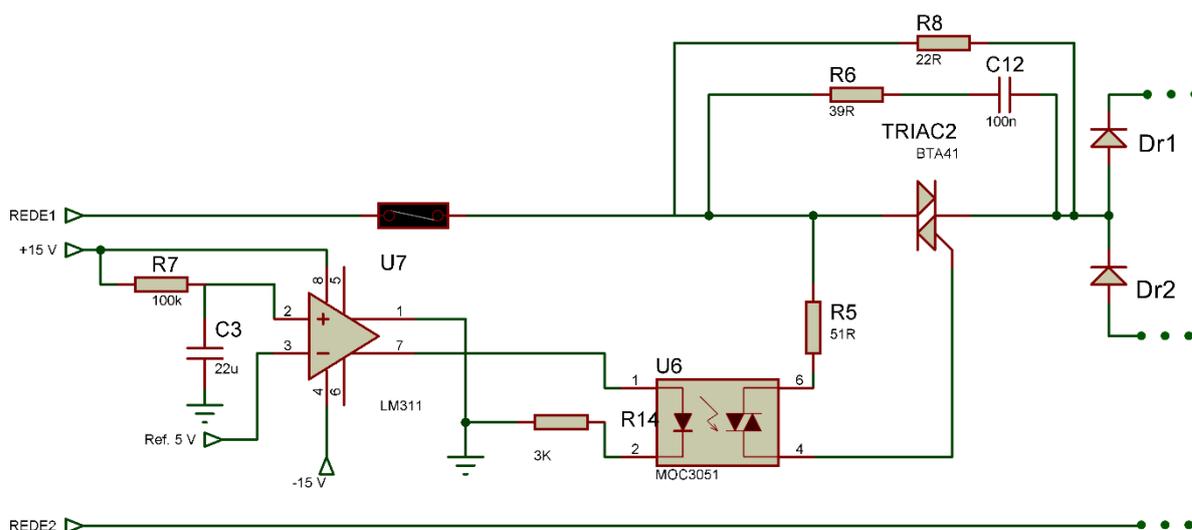


Figura 18 – Circuito de Pré-Carga do Filtro Capacitivo.
Fonte: Autoria Própria.

6.2 CIRCUITO RETIFICADOR DE ENTRADA

Como exemplificado na Figura 17, antes do conversor em ponte completa existe a retificação da tensão de entrada que segundo Ahmed (2000) é o processo responsável por converter tensão e corrente alternadas em tensão e corrente contínuas.

A amplitude da tensão de entrada V_{CA} é que determina a amplitude da tensão de saída V_{cc} , porém essa saída não é pura por conter componentes oscilatórias significativas chamadas de ondulação. Essas ondulações podem ser eliminadas através da inserção de um filtro depois do retificador, como por exemplo um filtro capacitivo (AHMED, 2000).

O retificador presente no circuito da Figura 17 é um retificador monofásico de onda completa em ponte, este tipo de topologia utiliza 4 diodos. No semiciclo positivo da fonte de alimentação Dr1 e Dr4 estão diretamente polarizados, permitindo assim a passagem de corrente. Durante o semiciclo negativo são os diodos Dr2 e Dr3 que estão polarizados diretamente, realizando a condução. Enquanto dois diodos conduzem os outros estão bloqueando a tensão máxima de entrada, e como cada par de diodos funcionam em um semiciclo, a corrente média na carga é o dobro da corrente média no diodo (AHMED, 2000). Esse comportamento pode ser observado na Figura 19.

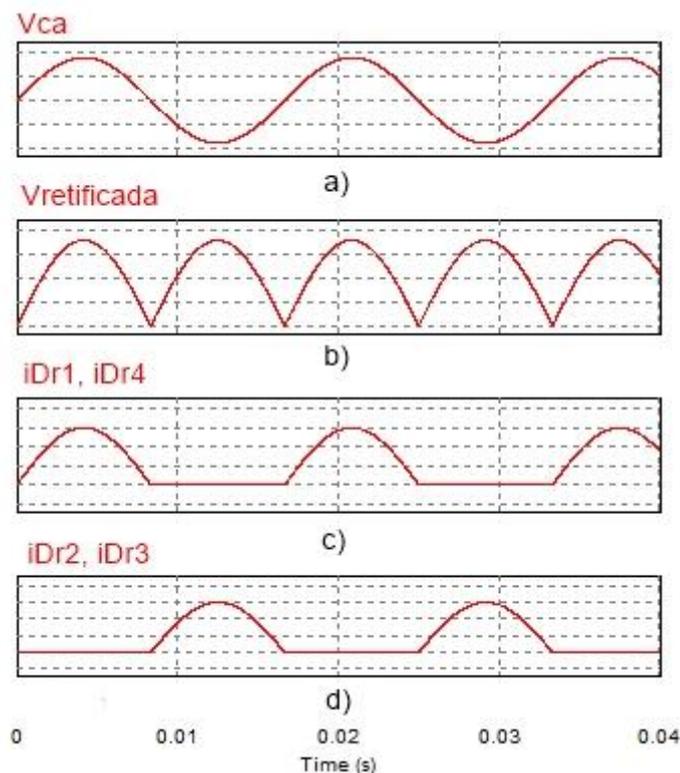


Figura 19 – Formas de onda para um retificador em ponte, a) Tensão de entrada da rede, b) Tensão retificada, c) Corrente nos diodos i_{Dr1} e i_{Dr4} , d) Corrente nos diodos i_{Dr2} e i_{Dr3} . Fonte: Autoria Própria.

Como descrito anteriormente e verificado na Figura 19, há uma ondulação na tensão V_{cc} de saída implicando na necessidade de um filtro para diminuir o máximo possível essa ondulação.

Para tal será utilizado um filtro capacitivo que reduz drasticamente a ondulação do sinal, para isso o capacitor deve ser capaz de alimentar a carga quando a tensão começa a diminuir, ou seja, o capacitor é carregado até o valor da tensão de pico e depois deve suprir o máximo possível a carga mantendo a sua alimentação mais estável. Porém, o capacitor não é capaz de eliminar totalmente a variação de tensão. Essa variação de tensão que permanece sobre o capacitor é denominada *ripple* (ΔV_C), e esta variação aumenta proporcionalmente com o aumento da corrente na carga. O valor do capacitor pode ser determinado através da seguinte equação (WESTPHAL, 2015):

$$C_{in} = \frac{V_{cc}}{R \cdot f_{ond} \cdot \Delta V_C} \quad (59)$$

Em que:

C_{in} – Capacitor retificador na entrada;

f_{ond} – frequência da ondulação após retificação (dobro freq. da rede);

R – Carga resistiva na saída do estágio de entrada;

Como em (43) foi descoberto P_{in} e já obteve-se também a corrente média no primário, o valor de R pode ser encontrado, sendo este valor aproximadamente $77,4793 \Omega$. Sabendo que a frequência da rede é de 60 Hz, admitindo uma variação de tensão no capacitor de 10 V e aplicando (59) tem-se que C_{in} deve ter aproximadamente 2 mF.

Para a realização da retificação será utilizado a ponte retificadora GBPC3506-W, pois é capaz de suporta tensões de até 800 V e correntes de 35 A, além de ocupar menos espaço que dois pares de diodos.

6.3 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Para o controle do acionamento dos transistores será utilizado a modulação PWM (*Pulse Width Modulation*), esta técnica consiste na comparação de dois sinais de tensão: o de referência e o sinal de portadora. Isto resulta em um sinal alternado com frequência fixa e largura de pulso variável (BATSCHAUER, 2012).

O sinal de referência é o sinal que irá ser modulado, já o sinal da portadora possui a sua frequência na ordem de kHz e é responsável pela definição da frequência de comutação e pela razão cíclica. O sinal da portadora deve possuir uma frequência 10 vezes maior que o de referência para que se tenha uma boa reprodução do sinal na saída do conversor, pois ele que será responsável pela frequência de comutação dos transistores (BATSCHAUER, 2012).

Esses dois sinais são comparados por um modulador (comparador), onde a largura do pulso na saída varia de acordo com a amplitude do sinal da portadora em comparação com o sinal de referência, gerando assim o sinal PWM (BATSCHAUER, 2012). O processo descrito anteriormente pode ser analisado na Figura 20.

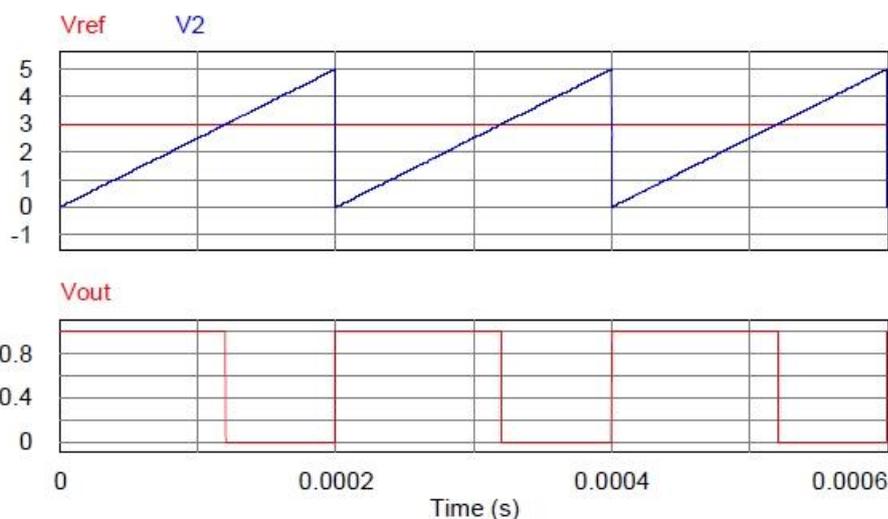


Figura 20 – Sinal de referência (Vref), sinal da portadora (V2) e sinal de saída do modulador (Vout).

Fonte: BATSCHAUER, 2012.

6.3.1 CI UCC3895

O UCC3895 é um controlador PWM que implementa o controle de uma ponte completa através do atraso de fase de um braço em relação ao outro, ele possui uma alta eficiência em altas frequência sendo seu *clock* máximo de operação de 1 MHz (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

O CI possui 20 pinos conforme verificado na Figura 21, e pode ser alimentado por uma tensão de no máximo 17 V.

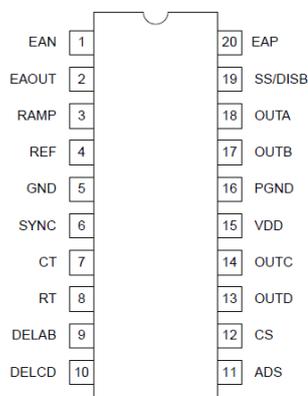


Figura 21 – Encapsulamento do CI UCC3895.

Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2017.

Onde temos:

- Pino 1 – Entrada inversora do amplificador de erro;
- Pino 2 – Saída do amplificador de erro;
- Pino 3 – Entrada inversora do comparador PWM;
- Pino 4 – Referência de 5 V;
- Pino 5 – Terra (exceto para os estágios de saída);
- Pino 6 – Sincronizador do Oscilador;
- Pino 7 – Entrada do capacitor C_t ;
- Pino 8 – Entrada do resistor R_t ;
- Pino 9 – Programador de tempo morto entre saídas A e B;
- Pino 10 – Programador de tempo morto entre saídas C e D;
- Pino 11 – Definidor de diferença máxima entre os *delays*;
- Pino 12 – Entrada inversora do comparador de sensor de corrente;
- Pino 13 – Saída D;
- Pino 14 – Saída C;
- Pino 15 – Fonte de alimentação;
- Pino 16 – Terra para estágios de saída de alta corrente;
- Pino 17 – Saída B;
- Pino 18 – Saída A;
- Pino 19 – Ativador/Desativador de *soft start*;
- Pino 20 – Entrada não inversora do amplificador de erro.

Em seu *datasheet* consta algumas equações e outra informações de suma importância para configuração adequada do sinal PWM. Tem-se por exemplo que o valor do resistor oscilador R_T deve estar entre 40 k Ω e 120 k Ω , sendo assim foi adotado o valor de 100 k Ω para este projeto. Através da equação abaixo pode ser encontrado o valor do capacitor oscilador C_T , determinando assim qual será a frequência do sinal PWM:

$$C_T = \frac{\left(\frac{1}{FS} - 120n\right) \cdot 48}{5 * R_T} \quad (60)$$

Através de (60) o valor encontrado para C_T é de aproximadamente 2,4 nF.

O t_{DELAY} é a diferença entre o tempo de um par de transistores serem desativados e o outro par ficar ativo, dessa forma considerando a frequência de chaveamento já discutida temos que o t_{DELAY} deve ser de 4,75 μ s. Aplicando a Equação (59) é possível determinar o valor do resistor de *delay* (R_{DEL}).

$$R_{DEL} = \frac{(t_{DELAY} - 25 \cdot 10^{-9})}{25 \cdot 10^{-12}} \quad (61)$$

Dessa forma o valor deste resistor deve ser de 189 k Ω .

Com base no esquemático encontrada no *datasheet* deste componente e os dados calculados acima foi montado o seu modelo no software *Eagle* conforme visto na Figura 22. As saídas deste componente devem ser ligadas as entradas do driver IR2110 que será discutido no próximo tópico.

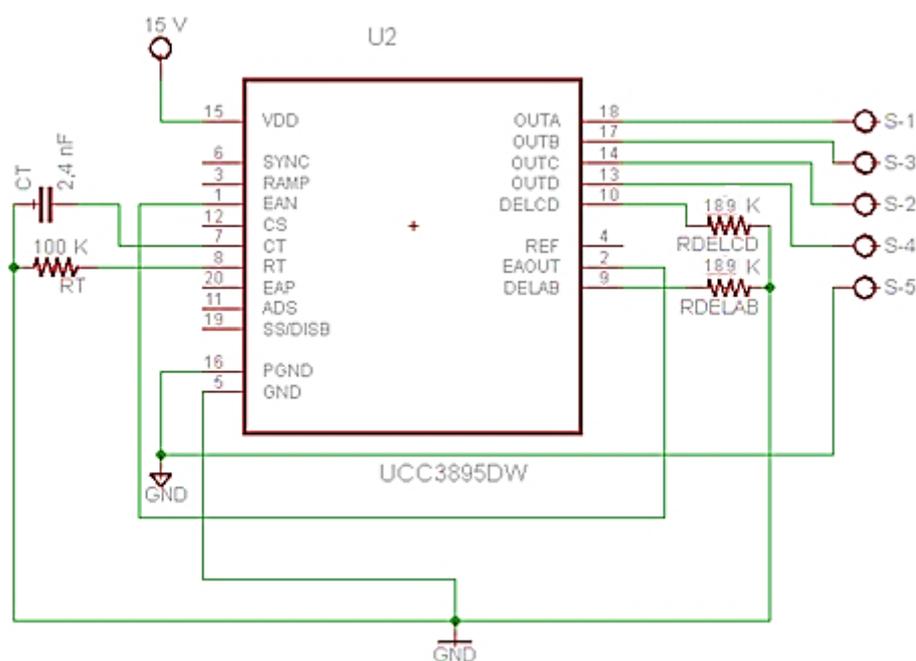


Figura 22 – Esquemático do UCC3895.

Fonte: Autoria Própria.

6.3.2 Driver IR2110

Um MOSFET somente pode ser acionado se há determinada tensão entre o seu *Gate* e *Source*, porém como pode ser verificado na Figura 17 o *Source* não está

aterrado, se fazendo assim necessário criar uma tensão isolada do restante do circuito para o acionamento dos MOSFETs (POZZATI, 2015).

Para suprir tal necessidade será utilizado o driver IR2110, este possui 2 saídas independentes referenciadas de acordo com um sinal *high* e *low* de entrada. As entradas lógicas deste CI devem possuir pelo menos 3.3 V (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2017a).

Este driver é utilizado em situações em que há a necessidade de se controlar 2 ou mais MOSFETs como é no caso das topologias meia ponte e ponte completa. Para melhor compreensão os MOSFET's situados na parte superior do esquemático do circuito encontrado na Figura 17 serão referenciados como *high*, e os situados na parte inferior como *low* (MAHBUD, 2013).

Abaixo é apresentado o modelo do encapsulamento deste CI.

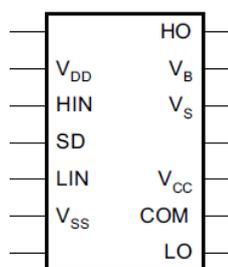


Figura 23 – Encapsulamento do CI IR2110.
Fonte: Adaptado de INTERNATIONAL RECTIFIER (2017a).

Na Figura 24 encontra-se o diagrama de bloco do funcionamento deste CI.

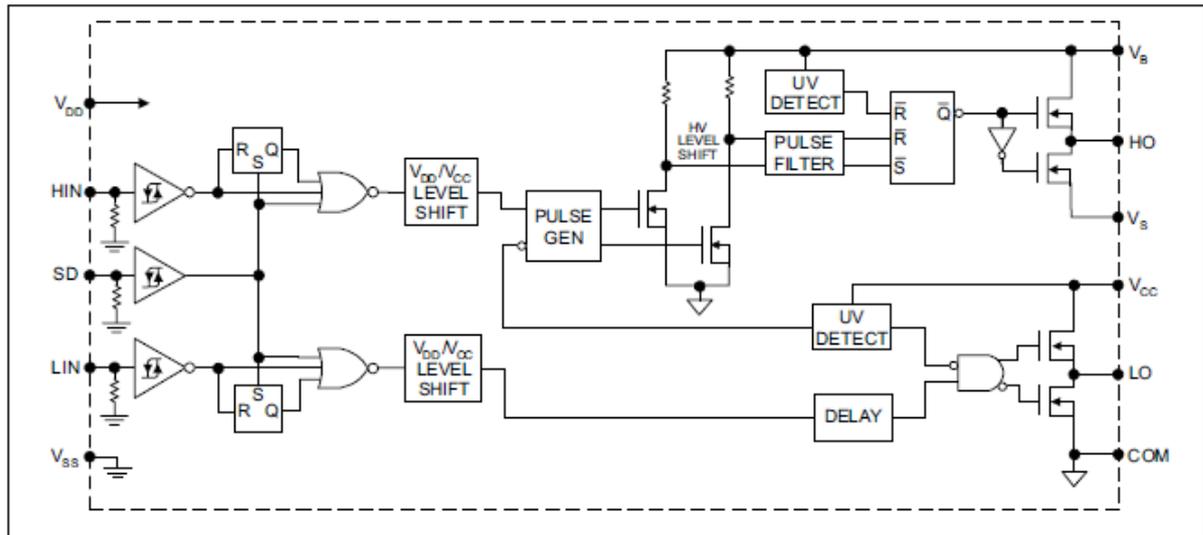


Figura 24 – Diagrama de bloco funcional do IR2110.
Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER, 2017a.

Em que:

- V_{dd} – Tensão de alimentação lógica;
- HIN – Entrada lógica do sinal *High*;
- SD – Entrada do sinal de *shutdown*;
- LIN – Entrada lógica do sinal *Low*;
- V_{ss} – Terra lógico;
- V_b – Tensão de alimentação da saída *High*;
- HO – Saída *High* do drive;
- V_s – Terra da saída *High*;
- V_{cc} – Tensão de alimentação da saída *Low*;
- LO – Saída *Low* do drive;
- COM – Terra da saída *Low*;

O driver possui 14 pinos, com apenas 12 deles possuindo entrada ou saída. A tensão de alimentação lógica recomendada está entre 3 V e 20 V, a tensão V_{cc} deve estar entre 10 e 20 V (INTERNACIONAL RECTIFIER, 2017a).

Comumente o valor de V_{dd} é utilizado em 5 V, pois observando o *datasheet* do driver é verificado que para V_{dd} com este valor uma entrada com a tensão ligeiramente acima de 3 V pode ser considerada como uma entrada lógica no valor '1'. Não é recomendada a utilização de V_{dd} inferior a 4 V (MAHBUD, 2013).

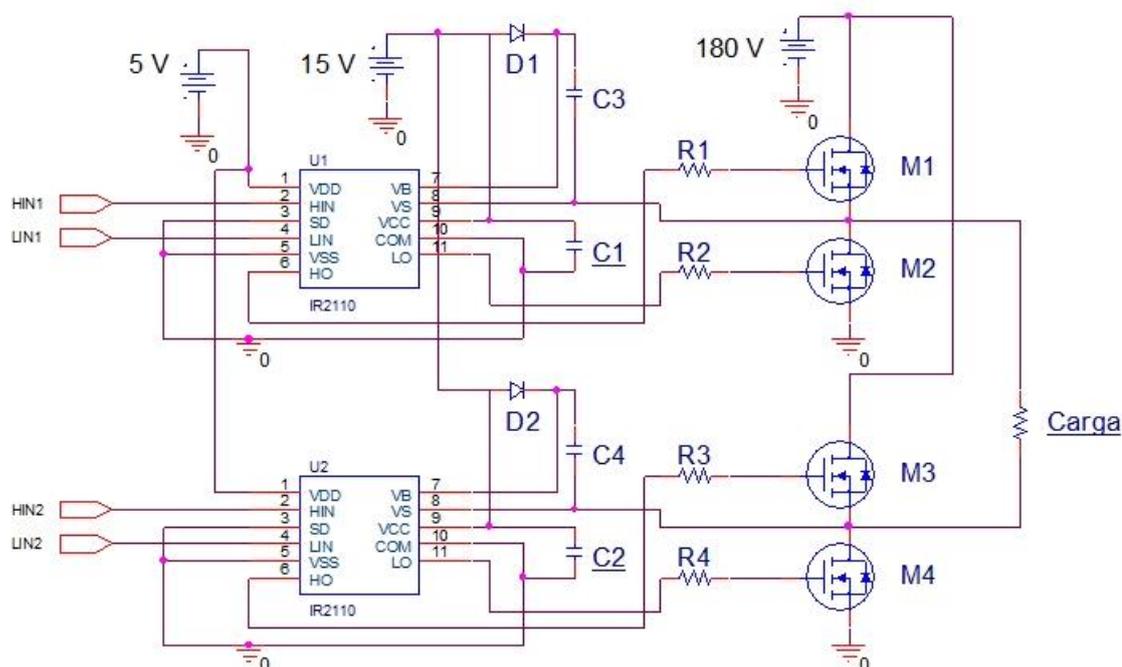


Figura 25 – Esquema típico de utilização do IR2110 em ponte completa.
 Fonte: Adaptado de INTERNATIONAL RECTIFIER (2017a).

Conforme pode ser visto na Figura 25, há uma certa configuração que deve ser utilizada para a operação correta do CI.

Os capacitores C1 e C2 são capacitores de desacoplamento que tem como objetivo manter a tensão de alimentação dos CI's o mais constante possível, livre da interferência de outros circuitos. Isso se deve a possibilidade de ocorrer eventuais indutâncias parasitas no circuito que tendem a deteriorar o sinal de alimentação, essas indutâncias ocorrem devido a proximidade da fonte de alimentação e dos CI's. É recomendado pelo fabricante do IR2110 utilizar um valor de 100 nF para esses capacitores (OLIVEIRA, 2013).

Os resistores descritos na Figura 25 são resistores dos *gates* dos MOSFET's, seu uso é necessário para limitar a corrente que circulará pela chave de potência assim como produzir uma constante de tempo RC com as capacitâncias intrínsecas do MOSFET. O valor dessas resistências afetam diretamente no tempo de comutação das chaves e nas perdas por comutação, assim como modifica-se também a área de operação segura e a corrente que passará do circuito *gate-drive* para a chave semicondutora (OLIVEIRA, 2013).

Desta forma é necessário analisar o *datasheet* do transistor para se determinar o valor correto para estes resistores. Apesar do IRF730 poder ser utilizado para a topologia em ponte completa, optou-se pela utilização do IRF740 pois este permite uma menor dissipação de potência sobre os transistores. Utilizando o IRF740 o valor do resistor deve ser de 4,7 Ω .

Também é necessário a utilização de um diodo conectado entre o ponto V_{CC} e V_b , este diodo é chamado de *bootstrap*, a sua função é bloquear a tensão proveniente da fonte de alimentação no coletor do transistor M1 (V_D) para a alimentação do componente (V_{CC}). O diodo deve ser capaz de suportar tensões superiores a V_D e além disso é desejável que seja um diodo rápido com $trr < 100\text{ ns}$ minimizando assim a quantidade de carga proveniente de V_D para a alimentação do IR2110. Porém segundo estudos realizados anteriormente por Oliveira (2013) a utilização do diodo 1N4007, considerado um diodo lento, se mostrou eficaz.

Para que o circuito funcione de maneira correta também é necessário a utilização dos capacitores C3 e C4 eles conhecidos como capacitores *bootstrap*. A função desses capacitores é de manter constante a tensão entre o *gate* e o *source* para que os pulsos que comandam a ativação dos MOSFET's possam ser aplicados corretamente sobre eles. Estes componentes devem ser cuidadosamente dimensionados para evitar um descarregamento completo antes do tempo desejado, fazendo com que a chave da parte *high* da ponte seja bloqueada em um momento indesejado (OLIVEIRA, 2013).

INTERNATIONAL RECTIFIER (2017b) fornece a seguinte equação para a determinação dos valores dos capacitores de *bootstrap*:

$$C \geq \frac{2 \cdot [2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs_{max}}}{F_S} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs_{leak}}}{F_S}]}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{min}} \quad (62)$$

Em que:

- Q_g – Carga no *gate*;
- Q_{ls} – Nível do deslocamento de carga requerido por ciclo;
- $I_{qbs_{max}}$ – Máxima corrente entre o V_b e V_S ;
- $I_{cbs_{leak}}$ – Entrada do sinal de *shutdown*;

- V_f – Queda de tensão no diodo de *bootstrap*;
- V_{LS} – Queda de tensão direta no MOSFET;
- V_{min} – Mínima tensão *gate-source* para que MOSFET comute.

Segundo INTERNATIONAL RECTIFIER (2017b), para drivers com tensão nominal de 500/600 V o valor de Q_{LS} deve ser de 5 nC. Já para drivers de 1200 V deve-se usar Q_{LS} de 20 nC. No caso do IR2110 o valor a ser utilizado será o de 5 nC.

Os valores de Q_g e V_{min} são encontrados no datasheet do IRF740 sendo estes respectivamente 43 nC e 4 V.

No *datasheet* do 1N4007 encontra-se $V_f = 1 V$, e através do manual do IR2110 verifica-se $I_{bsqs_{max}} = 230 \mu A$ e $I_{cbs_{leak}} = 50 \mu A$.

Considerando $V_{cc} = 15 V$ e $V_{LS} = 0,52 V$ como sugerido por Oliveira (2013), chega-se que o valor dos capacitores de *bootstrap* deve ser igual ou superior a 20,67 nF.

6.4 CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO DOS CI's

Para a alimentação dos Ci's utilizados nos circuitos descritos acima é necessário uma tensão contínua de +15 V, - 15 V e 5 V. Para gerar tais tensões será necessário também conectar entre a saída do circuito de pré-carga e o ponto Rede 2 um transformador de 20 V. Através de uma pesquisa em sites especializados foi encontrado um transformador de 20 V que fornece 2 A de corrente.

Na saída deste transformador é necessário também inserir um circuito de retificação similar ao descrito no tópico 6.2. Levando em conta o Trafo de 20 V/ 2 A a ponte retificadora KBJ1008 pode ser utilizada nesta etapa do projeto.

Após a retificação são inseridos os reguladores de tensão LM7815, LM7915, LM7805 que fornecem respectivamente uma tensão constante de +15 V, -15 V, +5 V. Em suas entradas e saídas são inseridos capacitores de 100 uF para prover uma tensão de entrada e saída mais estável a esses reguladores.

O esquemático desse circuito está representado na Figura 26:

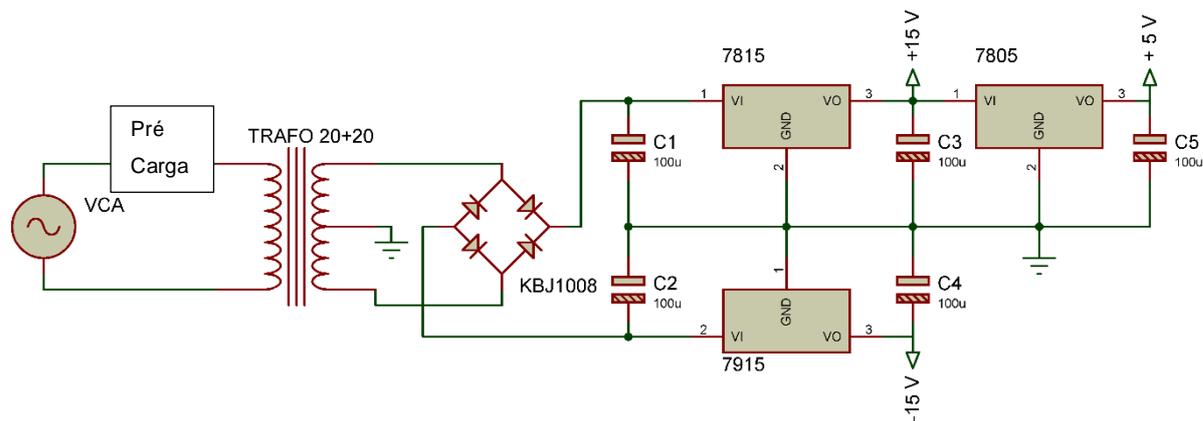


Figura 26 – Circuito de alimentação dos Ci's.
Fonte: Autoria Própria.

7 ANÁLISE DE CUSTO DAS FONTES CHAVEADA

Nesta seção é realizada uma comparação do valor dos componentes usados nas etapas de potência dos conversores meia ponte e ponte completa e nos circuitos auxiliares.

7.1 ANÁLISE DE CUSTO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DOS CONVERSORES

Com uma pesquisa realizada em lojas físicas e virtuais no Brasil especializadas na venda destes tipos de produtos, foi possível estabelecer os valores estimados para a construção das etapas de potência das topologias analisadas, os quais são apresentados no Quadro 1.

Conforme pode ser verificado no Quadro 1 presente na próxima página a diferença de custo entre as topologias é de aproximadamente R\$ 13,00 sendo a utilização da topologia ponte completa mais barata. Isso se deve ao fato do custo dos capacitores necessários para a divisão de tensão na topologia meia ponte, e também ao custo maior devido a necessidade da utilização de um transistor com maior capacidade de corrente e menor resistência interna.

Portanto analisando o fator custo entre as topologias, o conversor ponte completa mostrou ser mais viável economicamente (segunda cotação realizada no final de 2017).

Descrição	Meia Ponte			Ponte Completa		
	Componente	Quantidade	Valor Total	Componente	Quantidade	Valor Total
Fio de cobre no Primário	21 AWG	9,90 m	R\$ 2,20	21 AWG	7,04 m	R\$ 1,56
Fio de cobre no terminal 2º e 3º	21 AWG	11,08 m	R\$ 2,64	21 AWG	7,04 m	R\$ 1,56
Fio de cobre Indutor	30 AWG	156 m	R\$ 12,48	30 AWG	156 m	R\$ 12,48
Transistor (S_1, S_2, S_3, S_4)	IRFS740	2 un.	R\$ 7,00	IRF730	4 un.	R\$ 12,00
Diodos de retificação na saída dos terminais (D_1, D_2, D_3, D_4)	15ETH06	8 un.	R\$ 40,00	15ETH06	8 un.	R\$ 40,00
Capacitor na saída dos terminais (C_o)	100 uF 100 V	2 un.	R\$ 1,76	100 uF 100 V	2 un.	R\$ 1,76
Driver IR2110	IR2110	1 un.	R\$ 7,00	IR2110	2 un.	R\$ 14,00
Capacitor divisor de tensão (C_1, C_2)	1000 uF 200 V	2 un.	R\$ 25,00	Ausente	0 un.	R\$ 0,00
Ponte Retificadora na entrada ($D_{r1}, D_{r2}, D_{r3}, D_{r4}$)	GBPC3506-W	1 un.	R\$ 4,95	GBPC3506-W	1 un.	R\$ 4,95
Capacitor na entrada (C_{in})	1 mF 400 V	2 un.	R\$ 80,00	1 mF 400 V	2 un.	R\$ 80,00
Núcleo de Ferrite	MMT140EE6527	1 un.	R\$ 9,00	MMT140EE65 27	1 un.	R\$ 9,00
Carretel Núcleo de Ferrite	CE 65/33/26	1 un.	R\$ 8,45	CE 65/33/26	1 un.	R\$ 8,45
Placa de Fenolite Cobreado	30x20 cm	1 un.	R\$ 8,40	30x20 cm	1 un.	R\$ 8,40
	TOTAL		R\$ 208,88	TOTAL		R\$ 194,16

Quadro 1 – Componentes e respectivos preços para cada topologia.

Fonte: Autoria Própria.

7.2 ANÁLISE DE CUSTO DOS CIRCUITOS AUXILIARES

Com a determinação do custo dos componentes auxiliares necessários no projeto da fonte chaveada, pode-se determinar o custo total do projeto. O Quadro 2 contém uma relação dos principais componentes necessários nos circuitos auxiliares que não foram considerados no Quadro 1, e o seu valor no mercado.

Descrição	Componente	Quantidade	Valor total
Controlador PWM	UCC3895n	1	R\$ 46,79
Transformador 20 V (Trafo20)	Trafo 20 V 2 A	1	R\$ 44,90
Ponte Retificadora Trafo 20 V	KBJ1008	1	R\$ 1,98
Regulador de tensão +15 V	LM7815	1	R\$ 1,43
Regulador de tensão -15 V	LM7915	1	R\$ 0,99
Regulador de tensão +5 V	LM7805	1	R\$ 1,25
Resistor de potência	10 Ω 20 W	1	R\$ 13,00
Amplificador Comparador	LM311	1	R\$ 1,21
Optoacoplador	MOC3051	1	R\$ 5,00
TRIAC	BTA41	1	R\$ 5,50
Fusível	Fusível 2 A	1	R\$ 2,00
TOTAL			R\$ 124,05

Quadro 2 – Relação de valores dos principais componentes dos circuitos auxiliares.
Fonte: Autoria Própria.

7.3 CONCLUSÃO

Somando o valor total dos componentes de potência (Quadro 1) com o valor total dos componentes dos circuitos auxiliares (Quadro 2), pode-se determinar o investimento final para cada conversor, sendo assim para a topologia ponte completa teria-se um custo de R\$ 318,21 enquanto para topologia meia ponte seria de R\$ 332,93. Desta forma o conversor em ponte completa necessitaria de um investimento 4,4% menor que o conversor em meia ponte.

8 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado um estudo sobre o comportamento das topologias meia ponte e ponte completa, assim como também foram levantadas informações necessárias para a elaboração de uma fonte chaveada como um todo, incluindo também informações para a elaboração de um projeto de transformador e um indutor de alta frequência que atendam aos requisitos da fonte em estudo.

Cruzando as informações provenientes das equações encontradas nas bibliografias com os resultados obtidos em simulação foi possível a determinação dos componentes mais adequados para o uso em cada topologia, tornando possível a estimativa de um valor para cada uma.

Do ponto de vista financeiro para a fonte chaveada estudada a topologia ponte completa se mostrou mais vantajosa. Além do fator financeiro a utilização da topologia ponte completa acarreta em uma menor dissipação de potência sobre os transistores, diminuindo assim também o desgaste destes componentes e a necessidade de um dissipador de calor mais robusto.

Conforme visto na realização do projeto do transformador o mesmo núcleo de ferrite pode ser utilizado para ambas as topologias, desta forma não influenciando no custo de cada conversor. A realização do ensaio do transformador permite que os dados obtidos em simulação sejam os mais próximos do real, pois fornece dados como a indutância de dispersão e magnetização que variam conforme a sua confecção.

A utilização de valores para os componentes considerando uma faixa de segurança foi importante para a elaboração do projeto, pois mesmo com valores um pouco divergentes em relação a alguns cálculos e os dados obtidos nas simulações, esta faixa de segurança permitiu que a escolha do componente atendesse aos requisitos de ambas as situações.

Os dados na seção 6 permitem um maior entendimento sobre os drivers e demais dispositivos necessários para a elaboração da fonte chaveada como um todo. De forma sucinta é contextualizado o papel de cada circuito e o seu funcionamento dentro da execução da fonte chaveada, trazendo informações relevantes quanto as configurações necessárias para sua utilização.

A tensão de saída da simulação de ambas as topologias encontrou-se nos $\pm 50 V$ desejados, comprovando a eficácia do projeto.

Apesar das referências bibliográficas apontarem como recomendado a utilização da topologia ponte completa para potências somente a partir de 500 W, esta topologia também se mostrou mais vantajosa do ponto de vista financeiro para a elaboração deste projeto.

Como projeto futuro para este trabalho fica a implementação da fonte chaveada através de ambas as topologias para a comprovação da eficácia dos dois projetos, e uma análise dos resultados obtidos na prática em relação aos obtidos neste trabalho.

Apêndice A

Ensaio do transformador

Para uma simulação com uma maior precisão é necessário que os componentes utilizados nesta se comportem o mais próximo do real, para tal torna-se necessário a realização do ensaio do transformador. Utilizando um modelo de transformador ideal os dados apresentados na simulação se divergem muito dos encontrados em sua implementação física, para contornar esta situação foi implementado o transformador conforme apresentado nos tópicos anteriores para ser obtido parâmetros de um modelo real de um transformador tais como indutância de magnetização (L_m), indutância de dispersão (L_{disp}) e capacitância equivalente dos enrolamentos (C_p).

Um transformador de alta tensão possui algumas características diferentes dos transformadores comuns, como por exemplo a sua indutância de dispersão é maior devido à necessidade de maior isolamento galvânica entre o primário e o secundário (BONALDO, 2010).

Conforme descrito por Sperandio (2007) o transformador necessita ser ensaiado para se obter a curva do módulo da impedância visto pelo primário. Para tal foi utilizado um gerador de funções com uma onda senoidal variando a sua frequência de 10 Hz até aproximadamente 92 kHz, um osciloscópio com uma ponteira de tensão e uma ponteira de corrente onde foi anotado o valor RMS tanto da tensão quanto da corrente.

Com os valores de tensão e de corrente para cada frequência aplicada foi possível obter o módulo da impedância, esses valores foram aplicados no software *MatLab* para que fosse possível plotar o gráfico da impedância na escala logarítmica. O resultado desta operação se encontra na Figura 27.

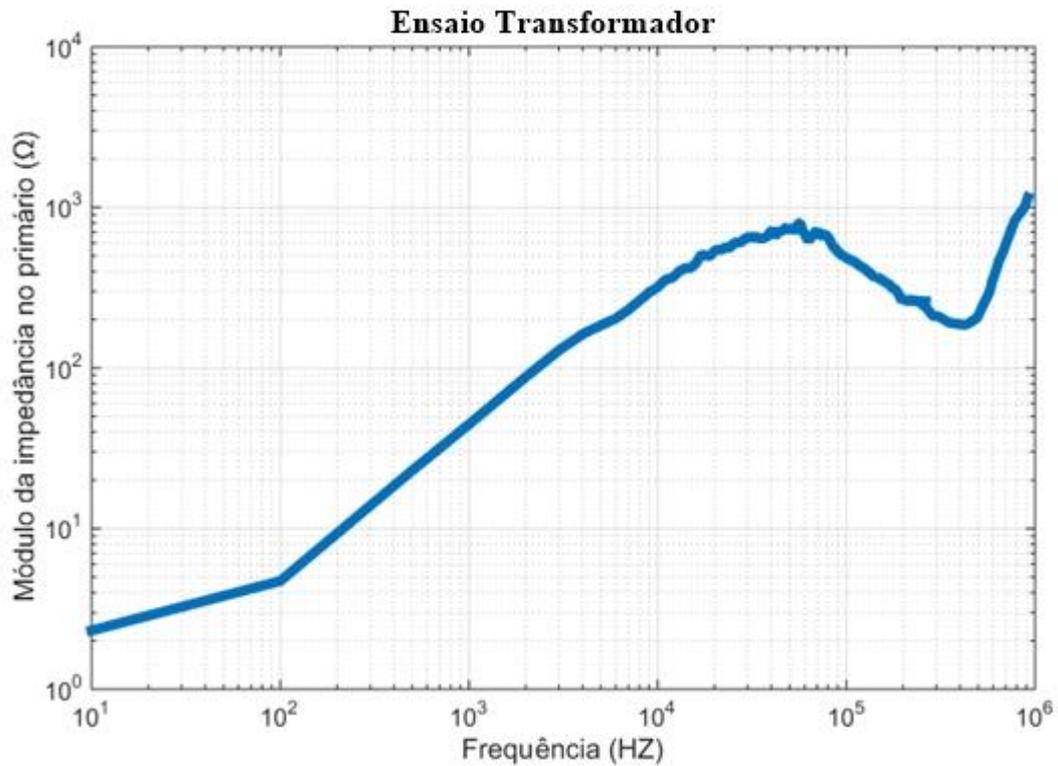


Figura 27 – Módulo da impedância no primário.
Fonte: Autoria Própria.

Sperandio (2007) também retrata que através do gráfico do módulo da impedância do primário é possível encontrar a frequência de ressonância paralela (f_p) e a frequência de ressonância série (f_s) do transformador. Para a determinação da frequência de ressonância paralela basta analisar em qual frequência está o primeiro pico de impedância, já para frequência de ressonância série basta olhar a frequência em que se encontra a menor impedância após este pico. Desta forma conforme análise da figura acima tem-se $f_p = 55$ kHz e $f_s = 420$ kHz.

Com base nas frequências de ressonâncias encontradas no parágrafo anterior Sperandio (2007) fornece as seguintes equações abaixo para a determinação de C_p e de L_{disp} :

$$C_p = \frac{1}{(2\pi f_p)^2 L_m} \quad (63)$$

$$L_{disp} \geq \frac{f_p^2}{f_s^2} (L_{disp} + L_m) \quad (64)$$

A indutância de magnetização pode ser encontrada através da utilização de uma ponte RLC, para o transformador implementado este valor foi de 1,6 mH. Com isso pode-se encontrar para C_p o valor de 5,2335 nF , e para L_{disp} 27,9164 uH .

REFERÊNCIAS

- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de potência**. 6. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2000.
- BARBI, Ivo; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. **Projeto físico de indutores e transformadores**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2002. Apostila. Disponível em: <
http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/sergiovgo/materiais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf >. Acesso em: 30 ago. 2016.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: projeto de fontes chaveadas**. 3. ed. Florianópolis: Ed. do autor, 2014.
- BATSCHAUER, Alessandro Luiz. **Apostila da Disciplina de Controle de Conversores Estáticos**. Joinville: Universidade do Estado Santa Catarina, 2012. Apostila.
- BERSANI, Antonio. **Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II)**. AN1207, 2009.
- BOLOGNINI, Ana Paula. **Inversor de tensão utilizando transformador de alta frequência com modulação PWM**. 2006. 92F. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2006.
- BONALDO, Jakson Paulo. **Conversores para Alimentação de Células Geradoras de Ozônio**. 2010. Dissertação (Mestrado) – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2010.
- ERICKSON, R. W. **Fundamentals of Power Electronics**. 2.ed. Nova Jersey: Kluwer Academic Publishers, 2000.
- FERREIRA, A. L. B. **UPS de 5kV A, tipo Passive Stand-by, com integração de painéis solares**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, 8 2009.
- FLORINO, José Augusto Coeve. **Projeto completo de um conversor de $\pm 12V_{cc}$ e 10 A com a Topologia Half-Bridge**. 2010. Trabalho para a aprovação da disciplina de Fontes Chaveadas (Mestrado) – Curso Superior de Engenharia Elétrica. Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2010.
- HART, Daniel W. **Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: AMGH, 2012.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **IR2110 Datasheet**. Disponível em: <<https://www.infineon.com/dgdl/ir2110.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e>>. Acesso em: 26 jul. 2017a.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **Bootstrap Componente Selection For Control IC's**. Disponível em: <<http://www.irf.com/technical-info/design/tp/dt98-2.pdf>>. Acesso em: 20 ago. 2017b.

KOFUJI, Sérgio Takeo. Fontes chaveadas. In: LOPES, Roseli de Deus. **Apostila teórica do curso de eletrônica experimental**, 2002. Apostila do curso oferecido pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2004.

MACHADO, Rodrigo César Salum. **Estudo e projeto de conversor CC-CC com elo de alta frequência aplicado a máquina de soldagem a arco elétrico**. 2015. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2015.

MAGMATTEC *MAGNETIC MATERIALS TECHNOLOGY*. Disponível em: <<http://www.magmattec.com>>. Acesso em: 05 set. 2016.

MAHBUD, Syed Tahmid. **Using the high-low side driver IR2110 – explanation and plenty of example circuits**. 2013. Disponível em :<<http://tahmidmc.blogspot.com.br/2013/01/using-high-low-side-driver-ir2110-with.html>>. Acesso em: 26 de jul. 2017.

MEHL, Edwaldo L. M. **Fontes chaveadas**. Curso de Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Paraná, Curitiba. 2012. Disponível em :<<http://www.cricte2004.eletrica.ufpr.br/mehl/downloads/FontesChaveadas.pdf>>. Acesso em: 28 de ago. 2016.

MELLO, L. F. P. **Projetos de fonte chaveada: teoria e prática**. 3. ed. São Paulo: Editora Érica, 1990.

MOHAN, Ned. **Power Electronics: A first course**. Minnesota: Wiley, 2012.

OLIVEIRA, Leonardo Ruffeil de. **Desenvolvimento de um microinversor monofásico para sistema fotovoltaico conectado na rede elétrica de baixa tensão**. 2013. 200F. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação. Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2013.

PETRY, Clóvis Antônio. **Dimensionamento e Especificação de semicondutores**. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, Florianópolis. fev. 2011. 19 slides. Apresentação em Power-point.

POZZATI, Evandro. **Projeto e análise de uma fonte chaveada em alta frequência para laboratório de ensino com saídas: ± 12 v, ± 5 v, $\pm 3,3$ v e variável até 25 v**. 2015. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Curso Superior de Engenharia Eletrônica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campo Mourão, 2015.

PRIM, César Augusto; HALABI, Samir El. **IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC DE ALTO RENDIMENTO**. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Curso Superior de Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2013.

PRIOLI, Rodolfo Miranda. **ATPS – Circuitos Elétricos**, 2014. Relatório de atividade do curso de circuitos elétricos oferecido pela Faculdade Anhanguera de Sorocaba, Sorocaba, 2014.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1993.

SPERANDIO, Giuliano Salomão. **Fonte CA ressonante de alta tensão para ozonizadores**. 2007. Dissertação (Mestrado) – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2007.

TEXAS INSTRUMENTS. **UCC3895 Datasheet**. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/gpn/ucc3895>>. Acesso em: 19 jul. 2017.

WESTPHAL, Boris Hugo. **Desenvolvimento de um conversor CC-CC de 500 W com saída variável de até 300V**. 2015. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Curso Superior de Engenharia Eletrônica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campo Mourão, 2015.

WUIDART, L. **Topologies for switched mode power supplies**. STMicroelectronics, *Application note*, 1999.

ANEXOS

ANEXO A – Núcleos de ferrite

Figuras e tabelas relacionadas as propriedades do núcleo de ferrite.

Tabela 6 – Tipos de núcleo

Núcleo	Kj 20°C ≤ Δt ≤ 60°C	X
POTE	74,78. ΔT ^{0,054}	+ 0,17
EE	63,35. ΔT ^{0,054}	+ 0,12
X	56,72.ΔT ^{0,054}	+ 0,14
RM	71,70. ΔT ^{0,054}	+ 0,13
EC	71,70. ΔT ^{0,054}	+ 0,13
PQ	71,70. ΔT ^{0,054}	+ 0,13

Fonte: Adaptado de Mello(1990)

CÓDIGO PRODUTO	PRODUTO	AL [nH/esp ²]	A	B	C	D	E	F	Le [cm]	Ae [cm ²]	Aw [cm ²]	As [cm ²]	V [cm ³]	Peso [g]
9002.140020.050010	MMT140EE2005K	1480	20	13	10	6,3	5,2	5,3	4,3	0,31	0,479	13,11	0,827	3,25
9002.139025.070010	MMT139EE2507	1900	25	18	13	8,7	7,5	7,5	5,75	0,525	0,870	21,68	1,748	7,5
9002.140030.070010	MMT140EE3007	2080	30	20	15	9,7	7,2	7,3	6,7	0,6	1,193	28,97	2,458	10,5
9002.140040.120010	MMT140EE4012	4490	41	29	16	11	12	12	7,9	1,53	1,704	48,20	6,164	29,5
9002.140042.200010	MMT140EE4220	6350	42	30	21	15	12	20	9,7	2,4	2,560	72,83	12,69	54
9002.139055.250010	MMT139EE5525	7950	55	38	28	19	17	25	12	4,22	3,756	120,07	28,84	129
9002.140065.270010	MMT140EE6527	8870	67	44	33	22	20	27	14,7	5,32	5,372	164,49	44,5	192

* Outras dimensões estão disponíveis sob consulta.

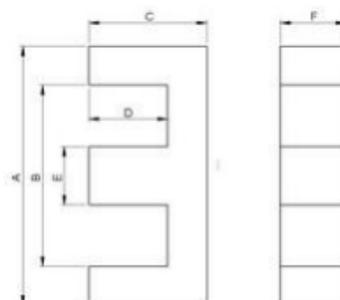


Figura 28 – Tabela Núcleos E de ferrite da Magmattec.
Fonte: MAGMATTEC Magnetic Materials Technology.

ANEXO B – Tabela de Fio de Cobre

Dados referentes as propriedades do fio de cobre no padrão AWG.

Tabela 7 – Tabela de fio de cobre esmaltado

(continua)

AWG	Diâmetro do cobre $\phi_{m\acute{a}x}$ (cm)	Área do cobre A_f (cm ²)	Diâmetro do isolamento (cm)	Área do isolamen to (cm ²)	Ohms/cm (20° C)	Ohms/cm (100° C)
08	0,303	0,084000				
09	0,290	0,066000				
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000088
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140
16	0,129	0,013088	0,139	0,105207	0,000132	0,000176
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,003530
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932

(conclusão)

AWG	Diâmetro do cobre $\phi_{m\acute{a}x}$ (cm)	Área do cobre A_f (cm ²)	Diâmetro do isolamento (cm)	Área do isolamento (cm ²)	Ohms/cm (20° C)	Ohms/cm (100° C)
39	0,009	0,000630	0,012	0,000106	0,027293	0,036464
40	0,008	0,000050	0,010	0,001671	0,034417	0,045981
41	0,007	0,000040	0,009	0,001344	0,043399	0,057982

Fonte: Adaptado de MELLO (1990)