

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

THAYLE DOUGLAS DE ANDRADE

**ESTUDO, REPRODUÇÃO E ANÁLISE DO CONVERSOR DUPLO
FORWARD DE UM NO-BREAK *ON-LINE* COM SAÍDA SENOIDAL
PURA, OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CAMPO MOURÃO

2016

THAYLE DOUGLAS DE ANDRADE

**ESTUDO, REPRODUÇÃO E ANÁLISE DO CONVERSOR DUPLO
FORWARD DE UM NO-BREAK *ON-LINE* COM SAÍDA SENOIDAL
PURA, OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN) como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico no curso superior de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Gilson Junior Schiavon

CAMPO MOURÃO

2016

TERMO DE APROVAÇÃO
DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO INTITULADO
ESTUDO, REPRODUÇÃO E ANÁLISE DO CONVERSOR DUPLO FORWARD DE UM
NO-BREAK ONLINE COM SAÍDA SENOIDAL PURA, OPERANDO EM ALTA
FREQUÊNCIA.

por

Thayle Douglas de Andrade

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no dia 21 de Novembro de 2016 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.

Prof. Jakson Paulo Bonaído
(UTFPR)

Prof. Leonardo Faria Costa
(UTFPR)

Prof. Gilson Junior Schiavon
(UTFPR)
Orientador

A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso

Dedico este trabalho

À minha família

AGRADECIMENTOS

“Diante a vastidão do tempo e da imensidão do espaço é um imenso prazer para mim dividir este planeta e esta época com vocês”

Paráfrase de Carl Sagan

Devo a muitos na realização desta pequena etapa de minha jornada, seja no conhecimento adquirido, seja no apoio emocional, ou na construção de amizades e no fortalecimento das antigas. Pessoas estás que estarão sempre na memória.

Agradeço primeiramente a toda minha família, em especial meus pais Angela e Élio, pelo apoio, incentivo, estrutura e todo o carinho.

Agradecer a todos os professores, sem eles possivelmente não teria chegado até aqui. Mas em especial ao Prof.^o Dr.^o Gilson Junior Schiavon, meu orientador, pela paciência, confiança, oportunidade e seus ensinamentos como um todo, o meu muito obrigado. Ao Prof.^o Dr.^o Jakson P. Bonaldo por todo seu conhecimento, pude aprender muito e fomentar um grande interesse pela ciência eletrônica, ao prof.^o Cezar V. Deimling pelas boas conversas sobre física, e aos bons conselhos e exemplo. Ao Prof.^o Dr.^o Adilandri pelo seu grande conhecimento em Matemática. Ao Prof.^o Me. Jeferson Rafael por demonstrar a importância da Mecânica dos sólidos na engenharia. Ao Prof.^o Me. Osmar Tormena, por todo seu conhecimento repassado na área de processamento de sinais e ao Prof.^o Me. Flávio, por demonstrar o poder da matemática na engenharia.

Agradecer em especial a Prof.^a Dr.^a Rafaelle Bonzanini Romero, pela grande oportunidade no projeto Laboratório Itinerante, por todo seu conhecimento, amizade e dedicação à ciência e aos alunos.

Agradecer enormemente a todos os meus colegas da Universidade em especial o Leonardo, Jean, Caike, Renato, Matheus Vidoti e Lucas Martinez que participaram ativamente nesta caminhada e compartilharam diversas histórias e experiências, e a todos os outros que de alguma forma participaram desta jornada.

A todos os colegas do laboratório de química a Mirele, Julia, Karin, Fabio de Lima, João, Roberta, Hellen, Leticia, Hugo, pessoas que sou grato por conversas interessantes e momentos de descontração.

Aos meus grandes amigos Carlos, John, José, Ian, Evilazio e Pedro, por todo o apoio, amizade, pela partilha de grandes histórias, grandes debates e por serem grandes exemplos.

À Universidade Tecnológica Federal do Paraná campus Campo Mourão, pela estrutura e apoio.

E a todos que de alguma maneira contribuíram para a realização deste trabalho.

EPIGRAFE

*“Eu não vim até aqui
Pra desistir agora
Entendo você
Se você quiser
Ir embora
Não vai ser a primeira vez
Nas últimas 24 horas
A ilha não se curva
Noite adentro
Vida afora”
Humberto Gessinger*

*“Descobrir a gota ocasional da verdade no meio de um grande oceano de confusão e incertezas, requer vigilância dedicação e coragem. Se não praticarmos esses hábitos rigorosos de pensar não podemos ter esperança de solucionar problemas verdadeiramente sérios com que nos defrontamos”
Carl Sagan*

RESUMO

ANDRADE, Thayle Douglas. ESTUDO, REPRODUÇÃO E ANÁLISE DO CONVERSOR DUPLO FORWARD DE UM NO-BREAK *ON-LINE* COM SAÍDA SENOIDAL PURA, OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA. Trabalho de conclusão de curso – Bacharelado de Engenharia Eletrônica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão. 2016.

Este trabalho apresenta o estudo, análise e reprodução de um conversor CC-CC, utilizado em um *no-break online* com saída senoidal, operando em alta frequência. O conversor é responsável por alimentar o inversor na falta da energia elétrica proveniente da rede de distribuição.

Primeiramente será apresentado o estudo teórico sobre conversores estáticos, as principais aplicações do uso de *no-break's*, características e metodologias para o projeto e sua construção. O conversor estudado é o duplo *forward*, operando como *push-pull* e possui uma potência de 1,2 kVA, que retira energia de um banco de baterias, elevando a tensão para alimentar um inversor com saída senoidal. Será analisado sua resposta em malha aberta, malha fechada e empiricamente seu comportamento dinâmico.

O projeto obteve bons resultados nos testes realizados e poderá ser utilizado como um módulo didático para estudos com eletrônica de potência e controle.

Palavras – Chaves: Conversores estáticos, conversor *forward*, conversor *push-pull* compensador de tensão, eletrônica de potência.

ABSTRACT

ANDRADE, Thayle Douglas. STUDY, REPRODUCTION AND ANALYSIS OF DOUBLE FORWARD CONVERTER A UPS ONLINE WITH PURE SINE OUTPUT OPERATING IN HIGH FREQUENCY. Final Paper – Electronic Engineering Bachelor. Federal Technological University of Paraná. Campo Mourão. 2016

This paper presents the study, analysis and reproduction of a DC-DC converter used in an online UPS with sinusoidal output, operating at high frequency. The converter is responsible for feeding an inverter in the absence of electricity from the distribution grids.

First will be present the theoretical study about static converters, the main applications of the use of UPS's, technical features and methodologies for the design and construction. The converter studied is the double forward, operating as push-pull and has a power of 1.2 kVA, whose removes energy of a battery bank, raising the voltage to an inverter with sinusoidal output. Will analyze your response in open loop, closed loop and empirically your dynamic behavior.

The project obtained well results in realized tests and can be used as a teaching module for studies of power electronics and control.

Key – Words: Static converters, forward converter, push-pull converter, compensator voltage, power electronics.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – No-Break online operando em alta frequência	16
Figura 2 – Diagrama de blocos no-break off-line.....	19
Figura 3 – Diagrama de blocos no-break linha interativa	20
Figura 4 – Diagrama de blocos no-break Online	20
Figura 5 – Ajuste do ciclo de trabalho de um sinal PWM	24
Figura 6 – Família de Conversores CC-CC.....	25
Figura 7 – Conversor forward convencional.....	26
Figura 8 – No-Break Online.....	27
Figura 9 – Conversor duplo forward	28
Figura 10 – Sinais de comando para os interruptores (DT período em que os interruptores estarão conduzindo).....	28
Figura 11 – Esquema simplificado do conversor forward	29
Figura 12 – Caminho da corrente instantânea [t_0 , t_1]	30
Figura 13 – Caminho da corrente instantânea [t_1 , t_2]	31
Figura 14 – Caminho da corrente instantânea [t_2 , t_0]	31
Figura 15 – Principais formas de onda conversor forward	32
Figura 16 – Defasagem entre os conversores e corrente na saída.....	33
Figura 17 – Circuito Snubber.....	41
Figura 18 – Diagrama de blocos SG3525	43
Figura 19 – Diagrama de bloco do sistema em MA.....	44
Figura 20 – Controle em Malha Aberta	44
Figura 21 – Diagrama de blocos sistema realimentado	45
Figura 22 – Compensador de tensão	46
Figura 23 – Circuito controle em Malha Fechada.....	46
Figura 24 – Conversor duplo-forward estudado	48
Figura 25 – Parte superior do conversor duplo <i>forward</i>	56
Figura 26 – Parte inferior do conversor duplo <i>forward</i>	57
Figura 27 – Placa de controle.....	58
Figura 28 – Protótipo do conversor duplo <i>forward</i>	58
Figura 29 – Protótipo placa de controle.....	59
Figura 30 – Bancada de testes para Malha aberta.....	61
Figura 31 – Sinal PWM acionamento dos interruptores dos conversores – Ciclo de trabalho 10%	62

Figura 32 – Imagem demonstrando o ajuste gradativo (entrada 15 V - saída 83) - PWM 10%	63
Figura 33 – Imagem demonstrando o ajuste gradativo (entrada 22 V - saída 123) - PWM 10%	63
Figura 34 – Imagem demonstrando o ajuste gradativo (entrada 24 V - saída 135) - PWM 10%	64
Figura 35 – Imagem demonstrando o ajuste gradativo (entrada 28 V saída - 158) - PWM 10%	64
Figura 36 – Forma de onda do PWM – Ciclo de trabalho de ~40%	65
Figura 37 – Imagem demonstrando o ajuste (entrada 15 V saída 190V) - PWM 40%	66
Figura 38 – Imagem demonstrando o ajuste (entrada 20, saída 258) - PWM 40%...	66
Figura 39 – Valores para avaliar as principais formas de onda do conversor em MA	68
Figura 40 – Tensão sobre o <i>drain</i> e <i>source</i> do primeiro conversor (Canal 2), comparado com o sinal PWM (Canal 1).....	68
Figura 41 – Tensão sobre o <i>drain</i> e <i>source</i> do segundo conversor (Canal 2), comparado com o sinal PWM (Canal 1).....	69
Figura 42 – Tensão na saída (Canal 2 – forma de onda azul) e sinal PWM (Canal 1 – forma de onda laranja)	69
Figura 43 – Divisor resistivo para correção da saída	70
Figura 44 – Bancada de testes para análise em MF	71
Figura 45 – Sinal PWM para 24 V na entrada	72
Figura 46 – Bancada de testes com os valores aferidos.....	72
Figura 47 – Ajuste do Sinal PWM para tensão na entrada em 22 V e bancada de testes	73
Figura 48 – Ajuste do Sinal PWM para tensão na entrada em 28 V e bancada de testes	74
Figura 49 – Sinal PWM e bancada de testes para 24 V na entrada.....	74
Figura 50 – Ajuste do Sinal PWM para tensão na entrada em 22 V e bancada de testes	75
Figura 51 – Tensão na saída (Canal 2 – forma de onda azul) e sinal PWM de um dos conversores (Canal 1 – forma de onda laranja) - tensão de entrada $V_{in} = 22V$	75

Figura 52 – Ajuste do Sinal PWM para tensão na entrada em 28 V e bancada de testes	76
Figura 53 – Sinal PWM e bancada de testes para conferir as principais formas de onda em MF	77
Figura 54 – Tensão entre source e drain (canal 2 – forma de onda azul) e sinal PWM acionamento dos interruptores (canal 1 – forma de onda laranja)	77
Figura 55 – Tensão no primário do transformador (Canal 2 – forma de onda azul) e sinal PWM (Canal 1 – forma de onda laranja).....	78
Figura 56 – Resposta do conversor ao elevar a potência da saída.....	79
Figura 57 – Resposta do conversor a entrada de carga a degrau	79
Figura 58 – Resposta do conversor a saída de carga a degrau.....	80

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Identificação dos símbolos.....	36
Tabela 2 – Valores de K_{je} x para alguns tipos de núcleo	37
Tabela 3 – Especificações do conversor	49
Tabela 4 – Parâmetros para o teste em malha aberta.....	60
Tabela 5 – Parâmetros para o teste em Malha Fechada.....	60
Tabela 6 – Lista de componentes do conversor	88
Tabela 7 – Lista de componentes circuito de controle.....	90

LISTA DE SIGLAS E ABREVIações

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
CIGRÉ	<i>Conseil International des Grands Réseaux Eletriques</i>
DHT	Distorção Harmônica Total
FB	Sinal de ajuste do controle
FET	<i>Field effect transistor</i>
<i>Flyback</i>	Topologia de conversor estático isolado
<i>Forward</i>	Topologia de conversor estático isolado
FP	Fator de Potência
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MDC	Modo descontinuo de condução
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
<i>Push-Pull</i>	Topologia de conversor estático isolado
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
UPS	<i>Uninterruptable Power Supply</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔI	Varição de corrente
ΔV	Varição de tensão
ΔT	Varição de temperatura
η	Rendimento do conversor
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
μ_e	Permeabilidade magnética efetiva
A	Ampere
A_{Cu}	Área de cobre dos fios
A_e	Área efetiva na seção do núcleo
A_l	Fator de indutância
A_p	Produto das áreas núcleo ferromagnético
A_w	Área da Janela, núcleo ferromagnético
B	Densidade do fluxo magnético
C	Capacitância
C_t	Capacitor do oscilador do SG3525
D	Ciclo de Trabalho
$D_{máx}$	Ciclo de trabalho Máximo
D_{min}	Ciclo de trabalho mínimo
E	Energia armazenada em um indutor
f	Frequência de comutação dos interruptores
Hz	Unidade de frequência
I	Corrente elétrica
I_{mg}	Corrente de magnetização
I_p	Corrente no primário
I_{RMS}	Nível de corrente em RMS

I_S	Corrente no secundário
J	Densidade de corrente nos fios
K_j	Coefficiente de densidade de corrente nos fios
K_u	Fator de utilização da janela
K_w	Fator de ocupação da janela de um núcleo
L	Indutância
l_g	Comprimento do entreferro
L_{ind}	Indutância do indutor saída
L_p	Indutância no primário
L_s	Indutância no secundário
N	Razão de transformação
N_1	Primário do transformador
N_2	Secundário do transformador
P_o	Potência de saída do conversor
P_i	Potência de entrada do conversor
Q	Transistor
R_t	Resistor do oscilador do SG3525
T	Período do sinal de frequência
t_r	Tempo de recuperação
V	Unidade de tensão volts
V_i	Tensão na entrada
$V_{imáx}$	Tensão na entrada máximo
V_{imin}	Tensão na entrada mínimo
V_o	Tensão na saída

SÚMARIO

1. INTRODUÇÃO.....	13
1.1 DELIMITAÇÃO DO TEMA.....	14
1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS	16
1.3 OBJETIVOS	18
1.3.1 Objetivo Geral	18
1.3.2 Objetivos Específicos.....	18
1.4 JUSTIFICATIVAS	18
1.5 PROCEDIMENTO METODOLÓGICO.....	21
1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO	22
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	23
2.1 INTRODUÇÃO	23
2.2 CONVERSORES ESTÁTICOS	23
2.5 CONVERSOR FORWARD.....	26
2.6 CONVERSOR DUPLO FORWARD OPERANDO COMO PUSH-PULL	27
2.6.1 Etapas de Funcionamento.....	29
2.6.2 Circuito Snubber.....	33
2.7 METODOLOGIA DE PROJETO.....	34
2.7.1 Dimensionamento dos transformadores.....	34
2.7.2 Dimensionamento do filtro de saída	38
2.7.3 Dimensionamento dos semicondutores.....	40
2.7.4 Dimensionamento circuito Snubber.....	41
2.8 ESTRATÉGIA DE CONTROLE	42
2.8.1 Malha aberta.....	43
2.8.2 Malha Fechada.....	45
2.8.2.1 Compensador de tensão	45
3. MATERIAIS E MÉTODOS	47
3.1 METODOLOGIA.....	47
3.2 ESTUDO E ANÁLISE DO CONVERSOR.....	48
3.2.1 Dimensionamento do Conversor	49
3.2.2 Dimensionamento do Transformador	49

3.2.3 Dimensionamento Filtro de Saída	53
3.2.4 Dimensionamento Semicondutores	55
3.3 PROJETO DOS CIRCUITOS	56
4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	60
4.1 INTRODUÇÃO	60
4.2 RESULTADOS EM MALHA ABERTA	61
4.3 RESULTADOS EM MALHA FECHADA	70
4.3.1 Variando a tensão da entrada	71
4.3.2 Variando a carga	78
5. CONCLUSÕES.....	81
6. REFERÊNCIAS	83
ANEXOS	86
ANEXO 1	87
ANEXO 2.....	88
ANEXO 3.....	89
ANEXO 4.....	90

1. INTRODUÇÃO

A eletrônica é uma das ciências que mais avança atualmente, boa parte deste desenvolvimento advém da praticidade e da técnica que a ciência ampliou. Nota-se que direta ou indiretamente todos os setores sociais, econômicos, ambientais e profissionais foram influenciados por essa evolução tecnológica que houve nos últimos cinquenta anos.

É a ciência que estuda a forma de controlar a energia elétrica através de propriedades físicas e teorias específicas do eletromagnetismo e engenharia dos materiais. É uma área de estudo recente, pois seus conceitos concretos datam de meados do século XX, iniciando com aparelhos úteis para o homem como radiolas, telégrafos, geradores e entre outros, originalmente eletromecânicos. Graças ao desenvolvimento do transistor pelos cientistas do Bell Labs em 1947, foi possível a evolução da eletrônica, e de modo especial, o surgimento de inúmeros dispositivos, teorias e aplicações que vão desde o acionamento de máquinas simples a supercomputadores. O transistor é, considerado por muitos, uma das maiores descobertas ou invenções da história moderna, tendo tornado possível a revolução dos computadores e de equipamentos eletrônicos em geral (SWART, 2008). A chave da importância do transistor é que é um dispositivo de estado sólido, não linear, composto por três terminais, que permite condicionar a corrente elétrica, quando aplicado um sinal de tensão, no caso do FET (*Field-effect transistor*) ou corrente no transistor bipolar, no gate ou na base respectivamente, para que haja energia fluindo em seus outros dois terminais.

Na eletrônica de potência, a atuação do transistor não difere, pois é um dos elementos principais de conversores e inversores. Normalmente é o dispositivo que controla as taxas de variações de tensão e de corrente, que é essencial para obter tensão sobre os indutores, condicionando e transferindo a energia de uma fonte de entrada para a carga, no caso dos conversores. São circuitos que transformam um nível de tensão em outro, ou seja processam potência. Pois na entrada pode haver tensão ou corrente e a potência na saída pode ser convertida em corrente ou tensão, atendendo assim as especificações da carga (MELLO, 2011).

1.1 DELIMITAÇÃO DO TEMA

O estudo de conversores estáticos de potência teve início, desde a era aeroespacial, tinham como objetivo diminuir significativamente o tamanho quando comparados com fontes lineares e aumentar consideravelmente a eficiência. Os conversores têm a finalidade de condicionar a energia elétrica de uma fonte elétrica, na maioria das vezes da rede de distribuição, e fazer a adequação da tensão e corrente que o equipamento necessita para a sua funcionalidade. Podendo ser aplicados desde fontes de alimentação de notebooks, a tração em veículos elétricos, *no-break's*, equipamentos médicos, carregadores de celulares a controle preciso de potência para equipamentos como fontes de alimentação para máquinas de raio X (BADIN, 2004) e na utilização de sistemas de geração distribuída de energia elétrica ou microrredes e *Smart Grids* (Redes inteligentes), que utilizam de fontes renováveis, como painéis fotovoltaicos, aerogeradores, células combustíveis entre outros, para serem integradas ao sistema de transmissão de energia elétrica (SAMPAIO, 2013).

Conversores chaveados trabalham na região de corte e saturação do transistor acarretando descontinuidades nos sinais de tensão e corrente, havendo a necessidade de considerar a qualidade da potência entregue à equipamento, para isso é preciso o projeto de retificadores, filtros, circuitos amaciadores de tensão (*snubber's*), malhas de controle, circuitos de proteção e limitadores, podendo assim diminuir a DHT (Distorção Harmônica Total), provendo perdas reduzidas ao projeto e garantindo um excelente fator de potência (FP) (HART, 2012).

Um *no-break* é um dispositivo de qualidade satisfatória que pode-se elencar as características empíricas e teóricas de conversores. Este dispositivo tem como função alimentar a carga com um nível de potência, de acordo com suas especificações, mesmo com a interrupção do fornecimento da rede elétrica, tendo como particularidade, eliminar imperfeições da rede, entregando energia de qualidade para carga. Isso significa que, sem refletir para saída distúrbios elétricos, como subtensão, sobretensão, interrupções, surtos, ruídos e harmônicos. *No-break* são utilizados para alimentar cargas críticas, que não podem sofrer interrupções por serem sensíveis ou terem funções importantíssimas, tais como equipamentos hospitalares, sistemas aéreos, bancos de dados, entre outros. (POMILIO, 2014). Vale ressaltar que a autonomia de um *no-break* depende diretamente de seu banco de baterias.

Tal dispositivo representa um amplo projeto de eletrônica de potência, que engloba uma vasta gama do conhecimento, tais como a própria eletrônica de potência, controle analógico ou digital, ciência dos materiais, análise de circuitos e de potência, além do sincronismo entre seus blocos. Por conseguinte é necessário uma abordagem que simplifique e demonstre a relevância de analisar cada subsistema de um projeto, de modo individual, facilitando assim a compreensão de um equipamento eletrônico, como o *no-break*, tornando possível utilizar o sistema como ferramenta didática.

O projeto apresentado na figura 1, é dividido em 4 grandes unidades funcionais que operam em paralelo, o bloco HB1 representa um circuito retificador CA-CC com seletor de tensão, ou seja, opera com 127 ou 220 Volts na entrada de modo automático, que enquanto houver energia da rede alimenta o inversor. O bloco HB2 é um circuito inversor que tem como finalidade converter uma tensão CC em CA, com saída senoidal igual a distribuída pela concessionária.

O bloco HB3 é um conversor CA-CC abaixador que opera em alta frequência (fonte chaveada), que tem como finalidade carregar um banco de baterias, quando o mesmo estiver descarregado, pois quando carregado o banco de baterias tem a função, na falta de energia elétrica, alimentar o bloco HB4. Este bloco é um conversor CC-CC que alimenta o inversor, operando como um circuito elevador de tensão chaveado em alta frequência, eliminando assim um elemento de baixo desempenho, o transformador de baixa frequência, proporcionando uma maior robustez ao projeto (SCHIAVON, 2007).

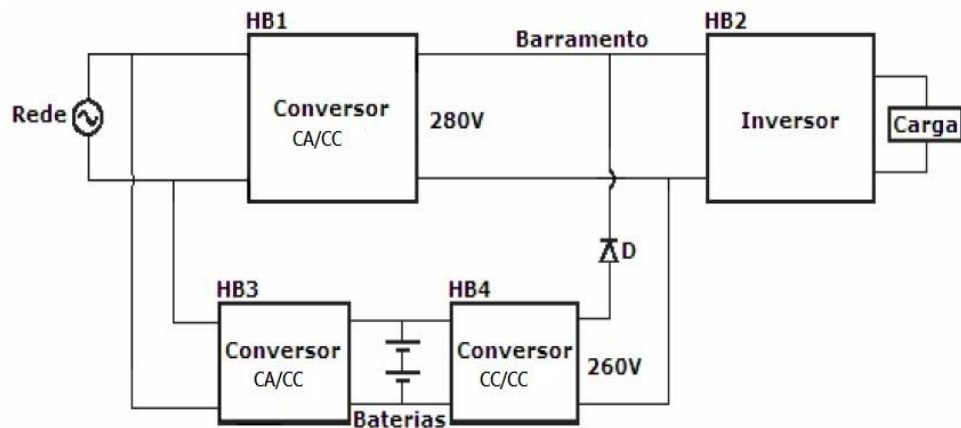


Figura 1 – No-Break online operando em alta frequência

Fonte: Adaptado de (SCHIAVON, 2007).

Portanto este trabalho realizará o estudo, análise e reprodução do conversor CC-CC utilizados neste *no-break* operando em alta frequência, ou seja, o bloco (HB4).

1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS

Muitos são os métodos para manter a continuidade e qualidade da transmissão da energia elétrica entregue aos usuários, observa-se normas e diretrizes mundiais e nacionais para formalizar, de modo eficiente e consciente o melhor aproveitamento da energia. Boa parte dessas normas e recomendações são regulamentadas por órgãos mundiais de padronização da QEE (Qualidade de Energia Elétrica), sendo eles IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), CIGRÉ (*Conseil International des Grands Réseaux Eletriques*) que delinham a importância de sua vigência. No mercado nacional as especificações referentes ao condicionamento da energia elétrica são gerenciadas pela ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica).

De fato a energia elétrica atingiu um *status* de bem comum e de extrema importância para manter a integridade e funcionamento nos mais diversos setores sociais e profissionais. Deve-se portanto tratar desse recurso tão essencial de modo que nenhuma atividade possa fazer uso, sem gerar interferências ou interrupções para com outros processos, sejam estes industriais, residenciais, médicos entre outros,

para isso deve se haver a regência e medidas que reduzam os problemas de compatibilidade eletromagnética (DECKMANN, 2010).

Um dos principais problemas elétricos, que possui relevância na QEE é a interrupção do fornecimento de energia, podendo ser caracterizada de três modos: momentânea, temporária e permanente. A interrupção é relevante para cargas críticas, como exemplo em hospitais, centros de banco de dados, sistemas aéreos, militares, entre outros. Quaisquer sistemas em que não possam haver interrupções necessitam de meios de fornecimento alternativo de energia, sendo usual mecanismos para suprir essa demanda temporária. Uma das alternativas é a utilização de Unidades Ininterruptas de Energia (UPS - *Uninterruptable Power Supply*), conhecido comumente por *no-breaks*. Existem três principais topologias disponíveis em mercado, são eles *stand-by*, interativo e *on-line*.

Tais dispositivos implicam uma grande gama de conhecimento em eletrônica de potência que conduzem há um enorme entendimento e compreensão, podendo servir como ferramenta didática, e além de ser necessário entender metodologias, técnicas e projetos que visem melhorar a QEE. Assim como a conscientização ambiental é possível estabelecer em um futuro próximo, uma conscientização voltada para melhorar a eficiência da rede elétrica e nesse contexto em questão, reduzir a incidência de interrupções em cargas, onde é relevante a queda do fornecimento de energia, considerando o projeto de filtros de linha, circuitos que limitem valores de corrente na partida e a dinâmica desses projetos para manter a integridade da potência para a carga.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem como objetivo estudar, analisar e reproduzir o conversor CC-CC chaveado utilizado em um *no-break* online senoidal operando em alta frequência – conversor duplo *forward* operando com defasagem de 180°. Considerando circuitos adicionais.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Analisar o funcionamento do conversor CC-CC do *no-break* em questão;
- Estudar os procedimentos de projetos de conversores estáticos;
- Reproduzir o projeto do conversor *forward*;
- Montar o módulo do conversor;
- Realizar medições e comparações de desempenho;
- Realizar os testes com sistema em controle - malha aberta;
- Realizar os testes com sistema em controle - malha fechada;
- Analisar os resultados finais;
- Disponibilizar o conversor como ferramenta didática à Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

1.4 JUSTIFICATIVAS

Como visto anteriormente *no-breaks* são dispositivos que suprem temporariamente sistemas que não podem ser submetidos a queda do fornecimento de energia, equipamentos estes, que além de serem sensíveis a interrupção de energia, precisam de um confiabilidade na qualidade entregue à carga. Por isso existe três configurações básicas, são elas *stand-by*, interativo e *online*. Comumente cada topologia é aplicada para atender certas necessidades e suas aplicações, sendo em voga que certas topologias evoluíram em outras para aperfeiçoar e garantir uma melhor qualidade.

Stand-by (off-line): São utilizados onde necessariamente a carga não é tão sensível a variações, pois os sistemas de potência só entram em ação quando há falta de energia elétrica, ou seja, todo distúrbio da rede é percebido na saída, quando os níveis de tensão, estiverem bem abaixo de dez por cento (10%) de seu valor nominal, de acordo com as normas da ANEEL, o circuito de potência entra em ação, conforme mencionado no relatório técnico da LOGMASTER (PERIUS, 2011). Tal topologia demanda do uso constante das baterias, caso a energia da rede, oscile entre sub tensões e sobre tensões. A interpretação do circuito é nítida como se observa na figura 2.

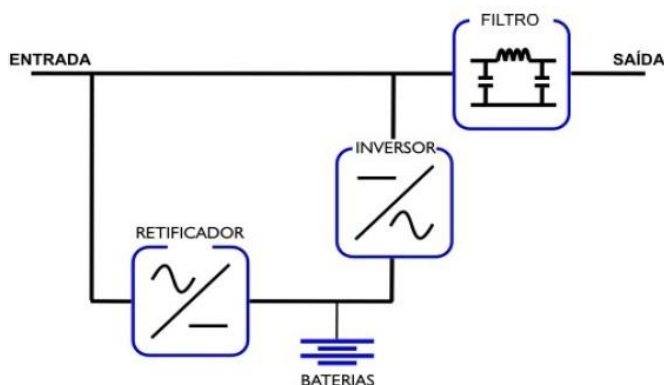


Figura 2 – Diagrama de blocos no-break off-line

Fonte: (PERIUS, 2011).

Linha interativa: nessa topologia um único bloco pode desempenhar a função de conversor e inversor (inversor bidirecional), sendo capaz de funcionar como um retificador CA/CC no modo rede e inversor no modo bateria (FERREIRA, 2009). Fornecendo energia ininterrupta e estável para carga, na presença da rede o equipamento apenas ajusta a saída, devido a ação do filtro de linha e um estabilizador, reduzindo o uso constante do banco de baterias, caso haja algum distúrbio na rede. Na ausência do fornecimento, o inversor é acionado, pelo banco de baterias e passa alimentar a carga, conforme figura 3.

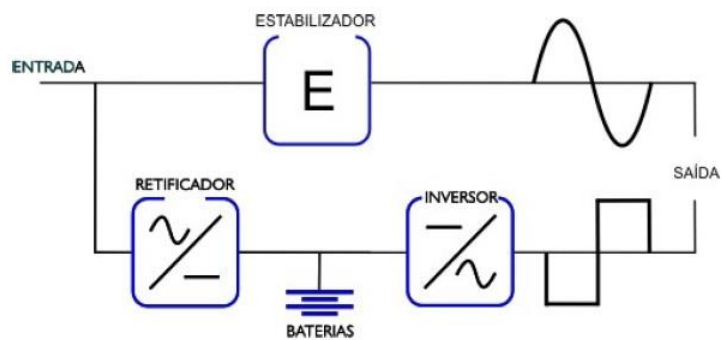


Figura 3 – Diagrama de blocos no-break linha interativa

Fonte: (PERIUS, 2011).

Online: Em termos de confiabilidade e ajuste de parâmetros em conformidade com a QEE, a topologia online (figura 4) garante o melhor resultado em comparação entre as anteriores. Deve-se ao fato do inversor atuar a todo o momento, mesmo com o fornecimento de energia elétrica, não refletindo as imperfeições da rede na saída, diferindo em que, quando há ausência de energia, quem alimenta o inversor é o banco de baterias, isso se deve ao retificador com correção do fator de potência (PFC) e a sincronização dos blocos funcionais. Sendo recomendado para cargas extremamente críticas, como equipamentos hospitalares, controle de tráfego aéreo, equipamentos de medição ultra sensíveis e afins. Entretanto boa parte desses dispositivos operam em baixas frequências, sendo custosos e volumosos (SCHIAVON, 2007), sendo necessário meios de reduzir e prover confiabilidade ao projeto.

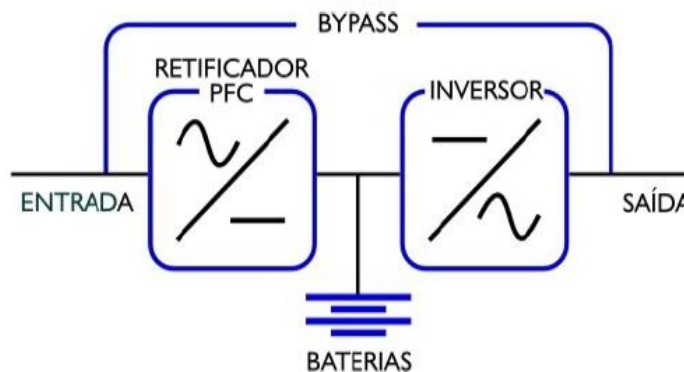


Figura 4 – Diagrama de blocos no-break Online

Fonte: (PERIUS, 2011).

Assim, diante dos modelos de UPS e de sua importância, torna-se interessante o estudo de tais equipamentos, podendo ser possível demonstrar esquemas de assimilação através da fragmentação de projetos complexos, no caso, estudos dos conversores CC-CC de um *no-break online* operando em alta frequência como o da figura 1. Um dos interesses deste trabalho é desenvolver o circuito de forma modular de um de seus conversores, do *no-break* apresentado, para que seja possível aplicar este projeto em aulas de eletrônica de potência, de modo a facilitar o entendimento do discente frente a um amplo projeto, facilitando assim a visualização de dispositivos e elementos constituintes.

1.5 PROCEDIMENTO METODOLÓGICO

Tendo como busca a elaboração do estudo e análise do conversor CC-CC chaveado de um *no-break online* e sua reprodução de forma modular, inicialmente foi elaborada uma revisão bibliográfica, para uma melhor compreensão do tema, averiguar valores teóricos com resultados práticos com a intenção de reunir um grande conhecimento acerca do tema e compreender a dinâmica do projeto como um todo, analisar sucintamente as topologias de conversores existentes, tendo como foco o conversor *forward* sendo assim possível elaborar o projeto e conferir sua finalidade.

Inicialmente será demonstrado o modelamento estático do circuito do conversor, em questão, suas particularidades para o funcionamento do dispositivo e as principais formas de onda.

Seguindo a diretiva será demonstrado procedimentos de projeto, dimensionamentos, técnicas de controle utilizada para análise dos resultados, conferindo funcionamento, análises e posterior a reprodução dos circuitos.

Posteriormente, elencar dificuldades de projeto e realizar a reprodução dos protótipos há serem estudados, sendo assim possível levantar os resultados, discussões e as conclusões esperadas.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

Busca-se com o desenvolvimento deste trabalho obter embasamento teórico e prático, para que possibilite ao leitor compreender a importância de estudar os conversores chaveados, e simultaneamente entender os procedimentos de projeto referentes ao objetivo geral citado acima. Por isso o trabalho estará disposto em cinco capítulos.

O primeiro tem como finalidade introduzir o tema a ser estudado e suas pertinências, sendo elas objetivos, justificativa, procedimentos metodológicos e como será desenrolado o trabalho.

No segundo capítulo trará a fundamentação teórica necessária para explicar os o funcionamento do circuito, as metodologias utilizadas para realizar o projeto. Uma abordagem inicial seguida de um explanação detalhada das fases de funcionamento, conferindo a análise dos circuitos e suas diretrizes.

O terceiro capítulo trará os métodos e materiais utilizados no projeto, conferindo a metodologia utilizada, os esquemáticos dos circuitos, algumas dificuldades encontradas na realização do projeto, demonstrando assim algumas diretrizes para ser aplicado de forma didática. Serão apresentados os dados e valores medidos no protótipo bem como uma avaliação preliminar.

O quarto capítulo levantará os resultados obtidos no protótipo em questão, salientando assim a verificação dos valores do equacionamento estático do conversor.

E o quinto capítulo, demonstrará as conclusões gerais de todas as fases deste trabalho, para conferir assim o conhecimento e a técnica adquirida.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 INTRODUÇÃO

A eletrônica de potência se caracteriza por estudos da alocação e dinâmica entre componentes magnéticos (indutores e transformadores), componentes passivos (resistores e capacitores) e dispositivos do estado sólido que buscam condicionar a energia elétrica de modo eficiente, reduzindo perdas, interferências, aumentando assim a eficiência.

Desde o início da era espacial a tecnologia dos conversores chaveados vem sendo implementada e pesquisada, pois tendo como propósito obter conversores com elevada densidade de potência, operar em alta frequência, para substituir os volumosos conversores lineares (que operam em baixas frequências 50/60 Hz) e obter um melhor rendimento quando o comparado. Atualmente há inúmeras topologias, que abaixam a tensão (abaixadores), que elevam valores de tensão (elevadores) que utilizam de diversas técnicas para condicionar o fluxo de energia.

2.2 CONVERSORES ESTÁTICOS

São sistemas que controlam níveis de tensão e corrente para um certo propósito, para isto estuda-se dois estados de atuação, quando o interruptor está ligado e desligado. Define-se uma variável, denominada, ciclo de trabalho (D), que nada mais é do que a porcentagem de tempo em que os interruptores estarão em estado ligado. Na análise considera-se a operação do sistema, no Modo de Condução Contínua (MCC), quando a corrente de magnetização do componente de transferência de energia não chega a zero e o Modo Descontínuo de Condução (MDC), quando a corrente de magnetização chega a zero.

Possuem a finalidade de manter constante o valor médio da tensão na saída, sem ondulações, diferente de uma fonte linear onde a saída é a diferença entre a tensão de entrada e de saída (um simples divisor de tensão), que notoriamente parte da energia do sistema será dissipada em algum elemento, de maneira usual resistivo,

de modo que, a energia dissipada em um regulador é igual a potência entregue a um resistor (transistor operando na região ativa), ou seja há uma enorme perda da potência líquida. Em um conversor estático, considerando uma chave ideal a perda é nula, pois é necessário apenas controlar o interruptor (transistor - cortado ou conduzindo) usualmente com um sinal modulado por largura de pulso PWM (*Pulse Width Modulation*), figura 5, isso significa que o transistor, estará conduzindo no tempo em que o pulso estiver em sinal alto. Sendo assim, em teoria, 100% da potência de entrada poderá ser entregue à carga (BARBI,2008).

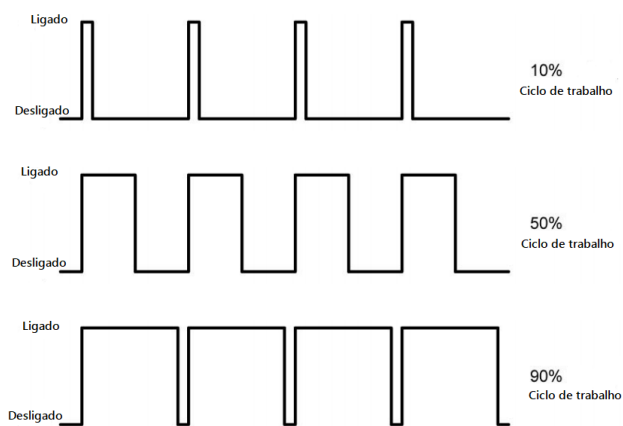


Figura 5 – Ajuste do ciclo de trabalho de um sinal PWM

Fonte: Autoria própria.

Há inúmeras topologias de conversores estáticos chaveados, com diversas características, mas para fins práticos pode-se dividi-los em dois grandes grupos clássicos, os não isolados e isolados (RASHID, 2011), como segue na figura 6. No primeiro não há isolamento galvânica entre a entrada e a saída, possuem o mesmo referencial utilizado normalmente para baixos valores de potência. No segundo há isolamento elétrica entre a entrada e saída, há um elemento transformador que auxilia a reduzir o estresse sobre os componentes quando há níveis altos de tensão, ou para não utilizar porcentagens de ciclo de trabalho muito altas ou muito baixas (POMILIO, 2014; PADILHA, 2011).

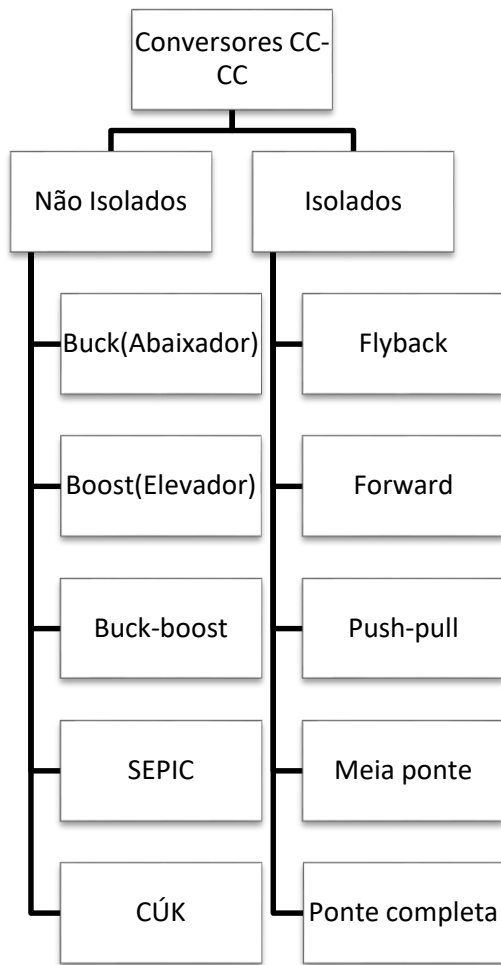


Figura 6 – Família de Conversores CC-CC

Fonte: Adaptado de (RASHID, 2011).

2.5 CONVERSOR FORWARD

O conversor *forward* tem esse nome devido sua característica de transferir a energia da entrada direto para a saída quando o interruptor está em estado ligado, é um conversor isolado, que diferentemente do conversor do tipo *flyback*, não armazena a energia no indutor bifilar, quando neste estado, tendo como característica a transferência direta do fluxo de potência da entrada para a carga, contudo necessita de um enrolamento para desmagnetização quando a chave está desligada, e normalmente opera em MCC.

O conversor permite o ajuste do ciclo de trabalho através da relação de transformação, pode operar como abaixador, a corrente de saída é de boa qualidade (PETRY, 2011), e conforme a figura 6, é um conversor com isolação galvânica, sendo um excelente conversor para se trabalhar com valores médio de potência, até 500 W (HART, 2012). Também é conhecido como *buck* isolado, devido suas estruturas serem semelhantes.

A análise do funcionamento do conversor *forward*, figura 7, é análoga aos demais conversores chaveados, estuda-se o comportamento com o interruptor em estado ligado ou desligado, podendo operar em MCC ou MDC.

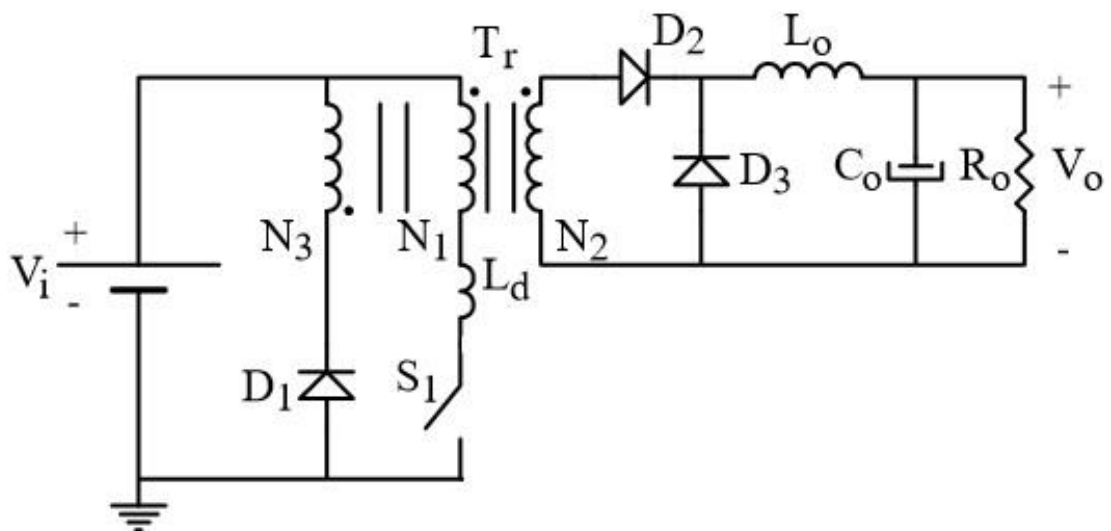


Figura 7 – Conversor forward convencional

Fonte: Adaptado (BARBI, 2012).

2.6 CONVERSOR DUPLO FORWARD OPERANDO COMO PUSH-PULL

Grande parte dos *no-breaks on-line* atualmente comercializados, possuem apenas, dois ou três blocos de potência, conforme figura 8, e normalmente operam em baixas frequências (PERIUS, 2011), porém busca-se reduzir o tamanho dos componentes trabalhando com comutações em altas frequências (MEHL, 2012). Uma alternativa para solução desta problemática é a alocação de um quarto bloco de potência, um conversor CC-CC chaveado. O projeto estudado utiliza esta técnica, que como já mencionado, vai de encontro com o objetivo do trabalho.

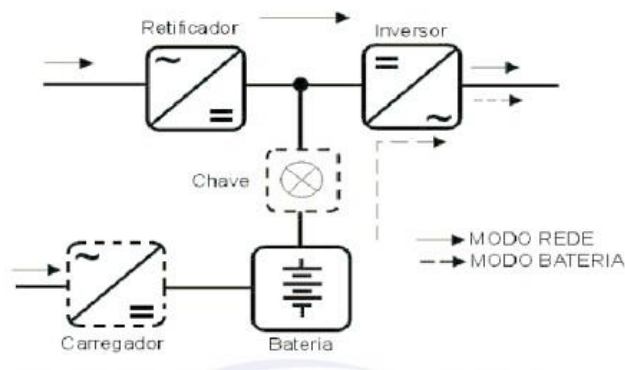


Figura 8 – No-Break Online

Fonte: NBR 15014.

O conversor utilizado para processar a potência a ser entregue ao inversor é um duplo *forward* operando como *push-pull*, ou seja, a comutação entre os conversores ocorre com uma defasagem de 180° , que compartilham a mesma saída, e seu principal emprego é alimentar o inversor na falta de energia elétrica, retirando energia armazenada em um banco de baterias (SCHIAVON, 2007).

Assim como o conversor *forward* convencional, este, leva em consideração a desmagnetização do núcleo, reduzindo assim a dispersão do campo magnético no período em que o transistor está cortado, transferindo a energia armazenada no núcleo para a fonte, aproveitando a excursão da curva de histerese do núcleo ferromagnético. Possui um filtro LC (indutor e capacitor alocados em paralelo) para reduzir ondulações de corrente e tensão, reduzindo assim eventuais perdas de condução. O circuito do conversor, simplificado, está representado na figura 9.

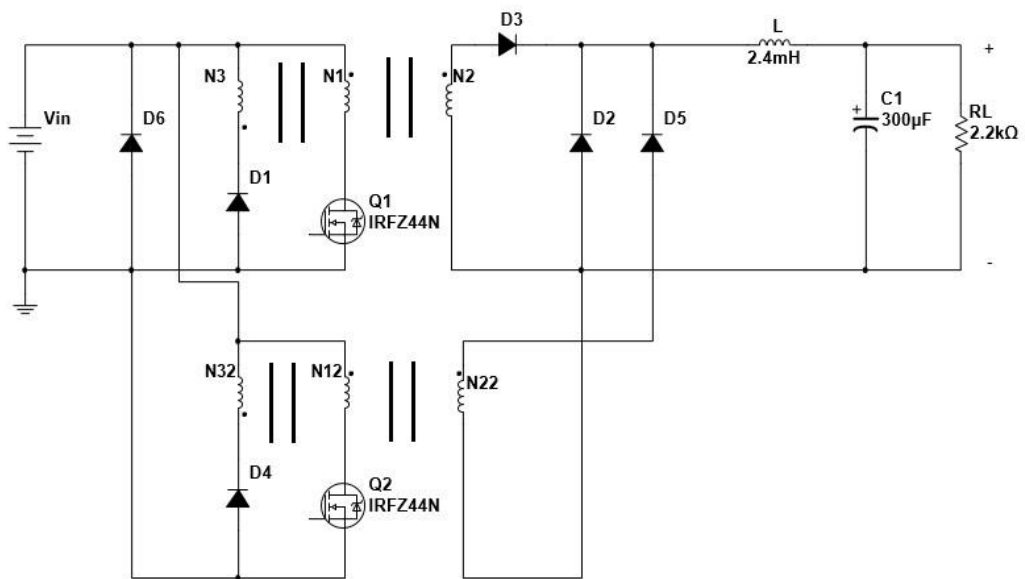


Figura 9 – Conversor duplo forward

Fonte: Autoria própria.

Conforme já mencionado, o acionamento dos interruptores Q1 e Q2, análogo a figura 10, devem ser complementares e o ciclo de trabalho definirá o quanto de potência será entregue a carga R_L .

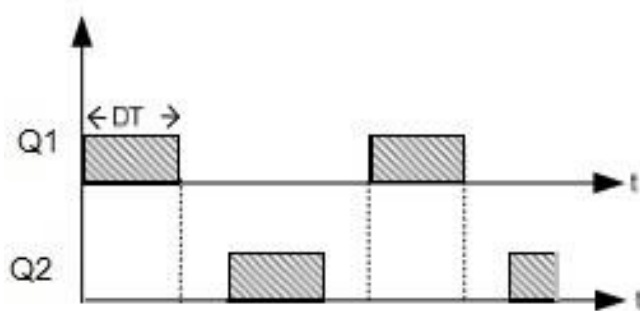


Figura 10 – Sinais de comando para os interruptores (DT período em que os interruptores estarão conduzindo)

Fonte: Adaptado de (FERREIRA, 2010).

2.6.1 Etapas de Funcionamento

O conversor *forward* possui um enrolamento para a desmagnetização, anulando assim a corrente de magnetização. O modo de operação é o MCC, pois os picos de corrente no primário e secundário são menores, assim como a variação de tensão na saída. Como o modo de operação é similar ao conversor *push-pull* é necessário um ciclo de trabalho menor que 50% (FERREIRA, 2010), pois pode coincidir a condução dos transistores, levando a saturação do núcleo ferromagnético. Por isso o projeto estudado levou em consideração a porcentagem de 45% para o ciclo de trabalho máximo de cada interruptor, que será observado na prática na próxima etapa do trabalho.

Na realização da análise estática leva-se em conta a atuação dos interruptores e os valores de tensão e corrente sobre os indutores que realizam a transferência de energia. Entretanto para simplificar a análise, será demonstrado o funcionamento do conversor *forward* convencional, visto que, são dois conversores intercalados, ou seja, são dois conversores em paralelo, somando – se a atuação dos mesmos. A figura 11 representa o esquema simplificado do conversor.

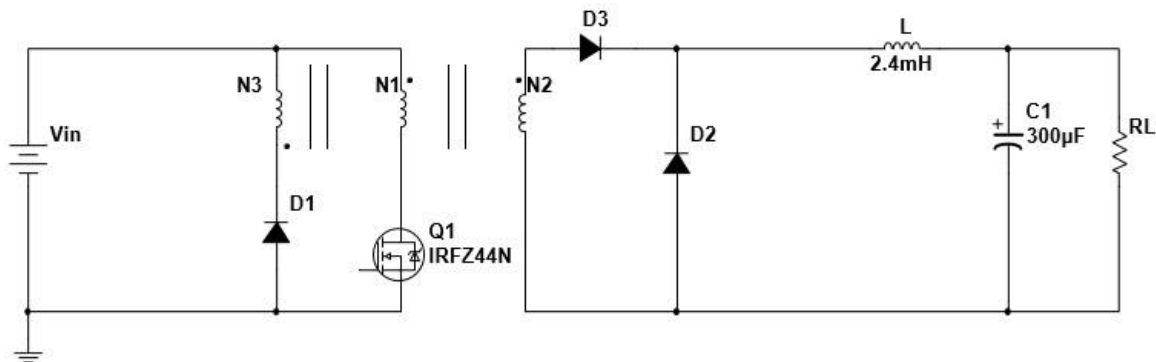


Figura 11 – Esquema simplificado do conversor forward

Fonte: Autoria própria.

Interruptor conduzindo $[t_0, t_1]$: Considerando o sistema em estado inicial, quando o interruptor é acionado, iniciando a condução de corrente sobre o primário N_1 e conseqüente sobre o indutor L (no secundário), de modo linear crescente. No conversor *forward*, há um elemento magnético ($N_1 : N_2$) que se comporta como um transformador, que reflete para carga a tensão e corrente multiplicado pela razão de transformação. Levando o D_3 ficar diretamente polarizado, transferindo assim a potência da entrada para a carga. Os diodos D_1 e D_2 neste instante estaram reversamente polarizados. Uma descrição gráfica do que ocorre neste instante pode-se perceber na figura 12, conferindo os sentidos da corrente, representado pelas setas:

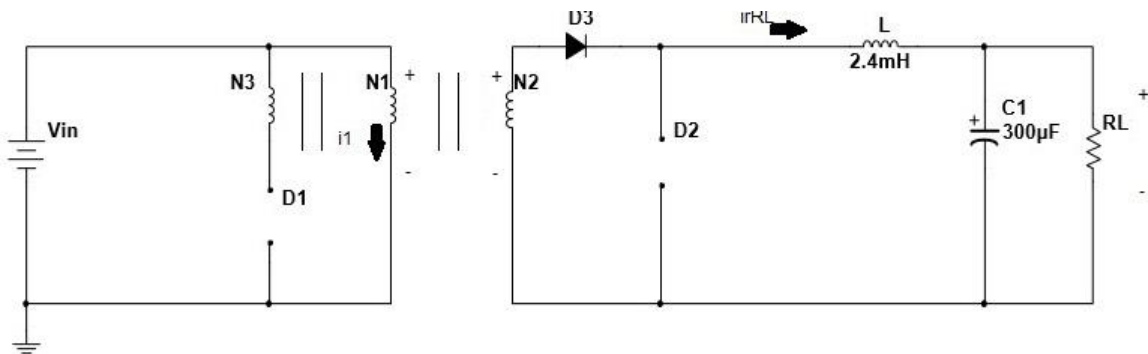


Figura 12 – Caminho da corrente instantânea $[t_0, t_1]$

Fonte: Adaptado de (HART, 2012).

Interruptor cortado $[t_1, t_2]$: Quando o interruptor está desligado não há corrente circulando no primário, contudo é preciso manter a continuidade do fluxo magnético, portanto D_1 , fica diretamente polarizado, devolvendo energia para a fonte e desmagnetizando assim o núcleo. Como não há corrente no primário, conseqüentemente não há no secundário, então o indutor da saída L , mantém o fluxo de energia sobre a carga, descarregando-o, polarizando diretamente D_2 e inversamente D_3 . Nesse período, figura 13, é necessário garantir que a corrente magnetizante se anule. Desmagnetizando assim o transformador, antes de iniciar o ciclo.

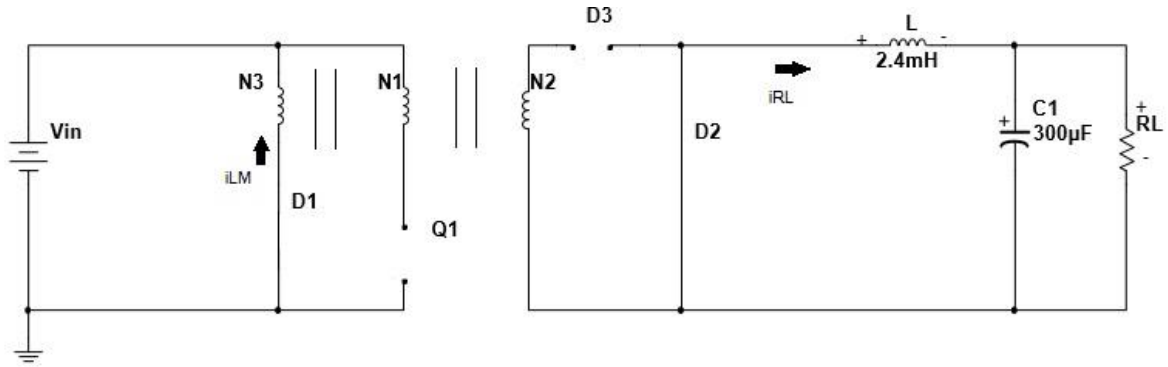


Figura 13 – Caminho da corrente instantânea $[t_1, t_2]$

Fonte: Adaptado de (HART, 2012).

Instante transitório $[t_2, t_0]$: O diodo D_1 permanece bloqueado, ao anular a corrente de desmagnetização, como o modo de condução é contínua, o indutor de saída continua se descarregando na carga até que o ciclo se inicie, servindo como fonte neste período, conforme figura 14.

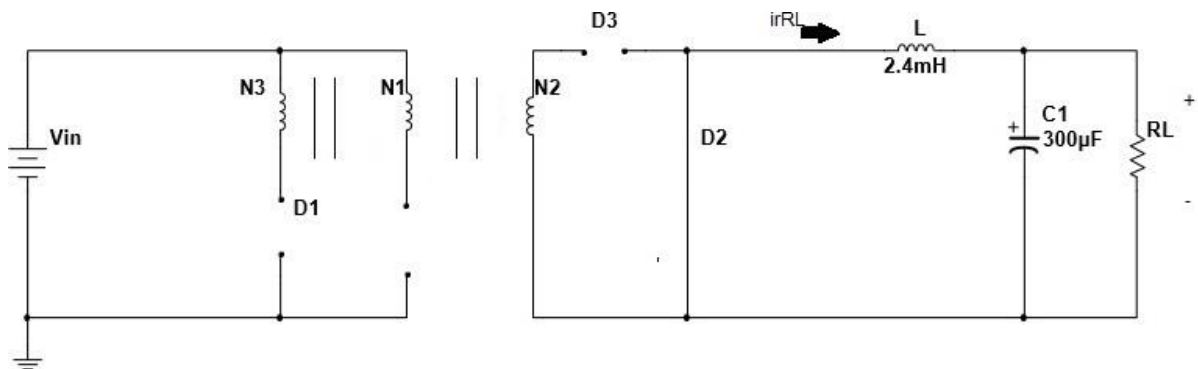


Figura 14 – Caminho da corrente instantânea $[t_2, t_0]$

Fonte: Adaptado de (HART, 2012).

A figura 15 apresenta as principais formas de onda do conversor:

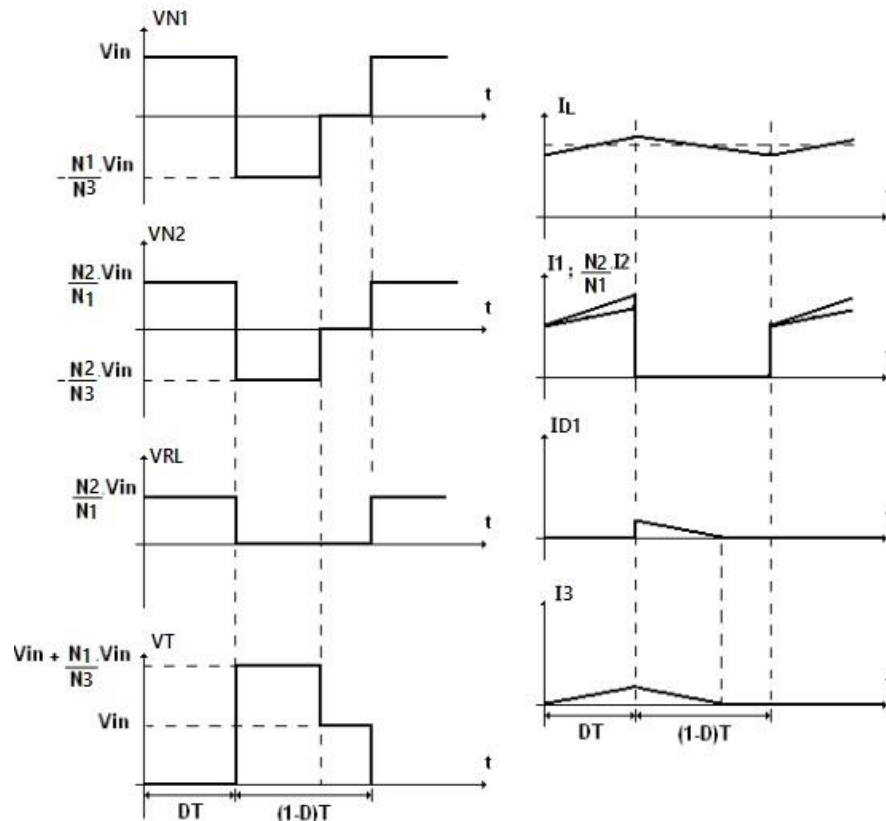


Figura 15 – Principais formas de onda conversor forward

Fonte: Adaptado de (BARBI, 2006).

Da figura 15 de baixo para cima, lado esquerdo, tensão sobre o enrolamento do primário, tensão sobre o enrolamento secundário, tensão na saída, tensão sobre o interruptor. Na direita, corrente no indutor da saída, corrente no indutor do primário e do secundário, corrente sobre o diodo D_1 e corrente de magnetização. Na figura 16, o chaveamento dos transistores, como são dois *forward's* complementares uma única análise é válida. Entretanto como a saída é compartilhada a corrente volta a crescer cada vez que um transistor entra em condução. Ao iniciar a condução pelo MOSFET, pode-se perceber que a tensão sobre o primário é o nível da entrada, quando os interruptores cortam, há a desmagnetização do núcleo, e o nível de tensão é negativo, devido a polarização do diodo de roda livre D_1 , com a razão de espiras do primário e do enrolamento de desmagnetização.

A figura 16 mostra a comutação dos interruptores e a corrente na saída do conversor.

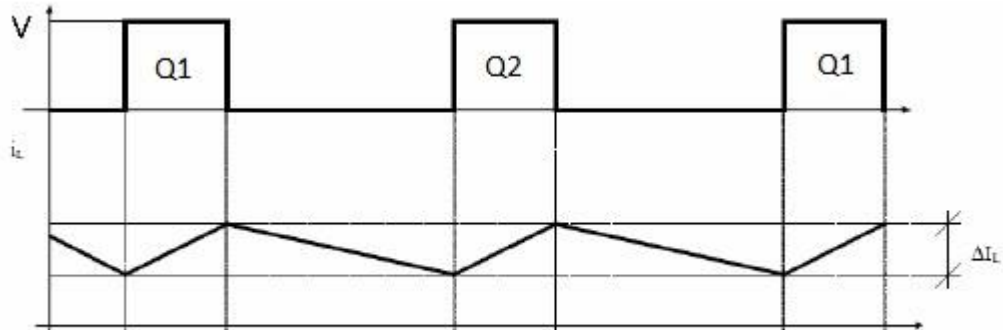


Figura 16 – Defasagem entre os conversores e corrente na saída

Fonte: Autoria própria

A título de praticidade a análise dinâmica não será levada totalmente em conta, será apenas levantada as equações do modelo médio. Do modelo médio o ganho estático do conversor *forward* é (HART, 2012):

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot D \cdot V_{in} \quad (2.1)$$

2.6.2 Circuito Snubber

Os estudos em eletrônica de potência visam reduzir as perdas, durante o funcionamento do circuito. Estuda-se muito conversores ressonantes, técnicas de chaveamento suave dos interruptores ZVS (*Zero Voltage Switching*), ZCS (*Zero Current Switching*), associação de conversores e entre outras metodologias (ANDRADE, 2012). Entretanto o controle dessas técnicas, anteriormente citadas, são sofisticadas e ou complexas, pois envolvem um intrincado modelamento matemático e inúmeras variáveis.

Uma boa forma de amortecer os níveis de tensão e corrente sobre o transistor em um conversor chaveado é o projeto de circuitos amaciadores de tensão, pois como os semicondutores possuem um tempo de atraso entre o sinal de controle e seu acionamento efetivo, parte das perdas está associada a este tempo, pois o transistor opera normalmente na região ativa. Ao adicionar o circuito reduz transientes da comutação, garantindo assim uma operação segura dos componentes (HART, 2012).

2.7 METODOLOGIA DE PROJETO

Para o projeto de um conversor de potência estuda-se a atuação dos elementos que transferem a energia da entrada para carga, os filtros para manter constante os valores de tensão e corrente e os estados dos semicondutores que atuam como interruptores. O conversor a ser estudado e reproduzido é mostrado na figura 9. As equações para realização da reprodução do protótipo foram retiradas de (MELLO, 2011; SCHIAVON, 2007).

2.7.1 Dimensionamento dos transformadores

A atuação dos transformadores em um conversor é de extrema importância, como visto anteriormente, como operam em alta frequência possuem um tamanho reduzido quando comparados com transformadores que operam em baixas frequências (TORRES, 2006), seu dimensionamento é proveniente da análise da transferência de energia, portanto a porcentagem de tempo em que o interruptor permanecerá em estado ligado é um fator determinante. Inicialmente é preciso analisar a atuação do ciclo de trabalho máximo $D_{máx}$ e mínimo $D_{mín}$ e os valores máximos $V_{máx}$ e mínimos $V_{mín}$ de entrada, sendo assim possível correlacioná-los, conforme equação 2.2:

$$\frac{D_{máx}}{D_{mín}} = \frac{V_{imáx}}{V_{imín}} \quad (2.2)$$

Encontrado o valores de atuação dos interruptores é preciso estabelecer o valor da razão de transformação N que pode ser obtida da função de transferência, a partir do máximo valor do ciclo de trabalho (equação 2.5):

$$V_o = \frac{D \cdot V_i}{N} - V_D \cdot D \quad (2.3)$$

$$V_o + V_D \cdot D = \frac{D \cdot V_i}{N} \quad (2.4)$$

$$N = \frac{D_{máx} \cdot V_{imin}}{V_o + V_D \cdot D_{máx}} \quad (2.5)$$

Outro fator importante é a densidade do fluxo magnético B que irá atravessar o núcleo do transformador, analisado através da curva de histerese. Determinado pela equação (2.6) abaixo:

$$B = \frac{V_{imin}}{V_{imáx}} \cdot B_{máx} \quad (2.6)$$

Definindo o valor do fluxo máximo, é possível encontrar parâmetros construtivos do transformador, conforme tabela 1, através da energia máxima armazenada no núcleo ferromagnético E , é possível encontrar o produto das áreas $A_e \cdot A_w$. A área efetiva da seção transversal do núcleo pela área da janela.

Tabela 1 – Identificação dos símbolos

Símbolo	Parâmetro	Unidade
A_e	Área efetiva da seção do núcleo	cm^2
A_w	Área da janela	cm^2
E	Energia de entrada máxima	j
$B_{máx}$	Densidade de fluxo magnética máxima	T
K_w	Fator de ocupação da janela	
K_j	Coefficiente de densidade de corrente nos fios	
J	Densidade de corrente	A/m^2
f	Frequência de comutação	Hz

Fonte: Adaptado de (BONALDO, 2014)

$$A_e \cdot A_w = \left(\frac{2.E.10^4}{k_w k_j B_{máx}} \right)^z \quad (2.7)$$

Os valores de z de podem ser encontrado através da seguinte relação:

$$z = \frac{1}{1-x} \quad (2.8)$$

Onde x é um parâmetro de cada tipo de núcleo.

Após a determinação do núcleo, encontra-se o número de espiras de cada enrolamento do transformador, através das seguintes equações:

$$N_1 \geq \frac{V_{imin} \cdot D_{máx}}{A_e \cdot B \cdot f} \quad (2.9)$$

$$N = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.10)$$

Observado o número de espiras determina-se a densidade de corrente J , que percorrerá os fios, para assim definir a bitola dos mesmos:

$$J = k_j(A_e \cdot A_w)^{-x} \quad (2.11)$$

Onde o coeficiente de densidade de corrente k_j está relacionado com características físicas de cada tipo de núcleo, conforme tabela 2:

Tabela 2 – Valores de k_j e x para alguns tipos de núcleo

Tipo de núcleo	$k_j \quad 20^\circ\text{C} < \Delta T < 60^\circ$	x
Pote	$74,78 \cdot \Delta T^{0,54}$	0,17
EE	$63,35 \cdot \Delta T^{0,54}$	0,12
X	$56,72 \cdot \Delta T^{0,54}$	0,14
RM	$71,7 \cdot \Delta T^{0,54}$	0,13
EC	$71,7 \cdot \Delta T^{0,54}$	0,13
PQ	$71,7 \cdot \Delta T^{0,54}$	0,13

Fonte: Adaptado de (BONALDO, 2014)

Para encontrar a área de cobre necessária, primeiro define a corrente que fluirá nos fios e a indutância. E se necessário a correção do efeito *skin*, fenômeno elétrico que tem como característica, a tendência da corrente elétrica fluir na superfície dos condutores, acarretando perdas, o efeito é mais notável em altas frequências e para solução utiliza-se de diversos fios para compor o diâmetro exigido. A indutância conforme equação 2.11 e a corrente de acordo com a equação 2.12:

$$L_p = A_l \cdot N_1^2 \quad (2.12)$$

A corrente para o cálculo é a corrente de magnetização I_{mg} do núcleo ferromagnético:

$$I_{mg} = \frac{D_{m\acute{a}x} \cdot V_{imin}}{L_P \cdot f} \quad (2.13)$$

E a corrente de valor *RMS* (*Root mean Square*), equação 2.14:

$$I_{mgRMS} = I_{mg} \cdot \sqrt{\frac{D_{m\acute{a}x}}{3}} \quad (2.14)$$

No qual a área de cobre A_{Cu} dos fios, conforme equação 2.15:

$$A_{Cu} = \frac{I_{RMS}}{J} \quad (2.15)$$

2.7.2 Dimensionamento do filtro de saıda

Boa parte dos conversores chaveados possuem um filtro de segunda ordem, passa baixa LC, reduzindo assim oscilações de tensão e corrente, produzindo assim uma saıda puramente CC (HART, 2012). Para isto é preciso definir os valores do indutor e do capacitor da saıda.

Dimensionamento do Indutor

Para o cáculo do indutor  possıvel encontrar o valor de sua indutância através da equação 2.16 abaixo:

$$L_{ind} \geq \frac{D_{min} \cdot (1 - 2 \cdot D_{min}) \cdot V_{im\acute{a}x}}{2 \cdot N \cdot I_{2min} \cdot (2f)} \quad (2.16)$$

Para realizar a escolha do núcleo do indutor é preciso do cáculo da máxima energia armazenada no indutor E . Conforme equação 2.17:

$$E = \frac{1}{2} \cdot L_{ind} \cdot (I_S \cdot I_{Smin})^2 \quad (2.17)$$

A determinação do núcleo é possıvel através da equação 2.7 utilizada na seção anterior.

Uma outra equação, equação 2.18, útil para o projeto de um indutor é a do fator de indutância A_l , parâmetro necessário para o cálculo do largura do entreferro:

$$A_l = \frac{A_e^2 B_{m\acute{a}x}^2}{2E} \quad (2.18)$$

E a largura do entreferro, técnica que permite que o indutor opere com um valor maior de corrente, sem que ocorra a saturação do núcleo, pois sua a relutância é maior, conforme equação 2.19:

$$l_g = \frac{\mu_0 \cdot A_e}{A_l} \quad (2.19)$$

O fator de indutância também é essencial no cálculo do número de espiras, dado pela equação:

$$N = \sqrt{\frac{L_{ind}}{A_l}} \quad (2.20)$$

Para a construção do indutor é necessário o cálculo da densidade de corrente e a área de cobre dos fios, conforme equações 2.13, 2.14, 2.15 descritas anteriormente.

Dimensionamento do capacitor

Ao realizar a análise da corrente que circula no circuito é possível encontrar o valor de capacitância. Na prática o valor do capacitor está relacionado com o valor de ondulação de tensão na saída, podendo ser definido através da equação 2.21:

$$C = \frac{L \cdot \Delta I_2^2}{2 \cdot \Delta V_o \cdot V_o} \quad (2.21)$$

Onde:

C – Capacitância;

L – Indutor da saída;

ΔI_2 – Variação de corrente no secundário;

ΔV_o – Variação de tensão na saída;

V_o – Valor de tensão na saída

2.7.3 Dimensionamento dos semicondutores

Muito do que foi inicialmente compilado dá-se pelo aperfeiçoamento de elementos que armazenam temporariamente a energia, indutores, capacitores indutores acoplados magneticamente e dos semicondutores de potência, transistores e diodos, que atuam como elementos que controlam e direcionam a energia. Pois tais componentes agem como chaves ativas, no caso do transistor e passiva, no caso do diodo, sendo indispensável em conversores CC-CC, porque esses componentes são os quais a energia é processada (direcionada), permitindo assim um controle eficiente.

Os transistores de potência devem atuar como interruptores controlados, operando nas regiões de corte e saturação, ou seja, quando não há energia fluindo entre seus terminais e quando há. Atualmente a taxa de chaveamento desses dispositivos é elevado, onde o tempo de recuperação (t_r) do estado do componente, está na ordem de nano segundos (RASHID, 2011). Características essenciais para serem empregadas em projetos de chaveamento de média potência.

Além de terem um t_r pequeno os semicondutores precisam suportar níveis de tensão e corrente, quando estão em operação, normalmente em projeto de fontes chaveadas utiliza-se de MOSFET's ou IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e utiliza-se diodos ultra rápidos. Portanto tais dispositivos são escolhidos conforme valores de corrente e tensão do projeto e frequência de chaveamento. Para projeto utiliza-se da ficha técnica de cada componente (DATASHEET) e de técnicas para redução do estresse sobre o componente.

2.7.4 Dimensionamento circuito Snubber

O circuito *snubber* é essencial para reduzir as taxas de variação sobre o interruptor, atuando quando o mesmo se encontra desligado, fornecendo meios de reduzir as perdas durante a comutação, e auxiliando na redução do estresse do componente. O circuito *snubber* é projetado conforme figura 17.

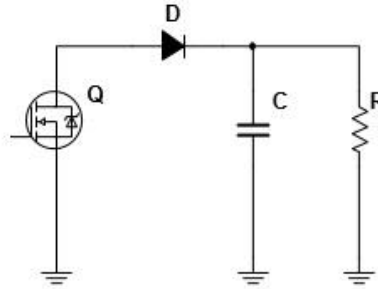


Figura 17 – Circuito Snubber

Fonte: Autorial própria.

Para dar caminho a corrente, para a descarga do capacitor, que se carrega com o diodo no período de corte do interruptor, calcula-se o valor de uma resistência, através da equação 2.22:

$$R = \frac{(2 \cdot V_{iRMS})^2}{P} \quad (2.22)$$

Da equação da tensão do capacitor, equação 2.23:

$$V_C = V_{Co} \cdot e^{-\frac{1}{RC}t} \quad (2.23)$$

Então calcula-se o valor do capacitor (equação 2.24):

$$C = \frac{-T}{R \cdot \ln\left(\frac{V_C}{V_{Co}}\right)} \quad (2.24)$$

2.8 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Para realizar o estudo do funcionamento do conversor é preciso definir uma estratégia de controle, como o foco do estudo é o comportamento do conversor como um todo, o controle implementado será de caráter comparativo e empírico. Foi elaborado e estudado duas técnicas de controle, análise do sistema em malha aberta, sem realimentação e em malha fechada, onde o sistema é realimentado, ou seja o próprio sistema estabelece uma comparação entre a entrada e a saída e corrige o erro da saída (OGATA, 2008).

No estudo em malha fechada será analisado o compensador de tensão. E a técnica de controle dos interruptores será pela modulação por largura de pulso PWM. Como já discutido esta técnica consiste em ajustar a largura de pulso do sinal de comando com frequência constante, ajustando assim o ciclo de trabalho D (POMILIO, 2014). Tal técnica pode ser realizada de forma digital ou analógica, através da comparação de um sinal de controle, comumente conhecido como sinal modulante com uma sinal periódico, conhecido como onda portadora, normalmente este sinal tem frequência dez vezes superior para facilitar a filtragem do sinal modulado.

Como são dois conversores atuando, é preciso de um componente que gere dois sinais de controle, defasados em 180° . Um componente de fácil implementação e de grande difusão é o SG3525. É um circuito integrado (CI) que possui diversas funções para o controle de conversores e inversores, entre eles a emissão de dois sinais de comando defasados 180° , sendo prático, pois é possível ajustar sua frequência de operação de 100 Hz a 400 kHz (MOTOROLA, 1996), dependendo de valores de capacitor e resistor. Possui sistemas de proteção contra curto, sistema *soft-start*, realiza comparações com um amplificador de erro para poder atuar no sinal de controle e corrigir a variável manipulada.

Conforme a figura 18 é possível observar e realizar algumas configurações para poder utiliza-lo como malha fechada e ou aberta. Os pinos 1 e 2 são as entradas do amplificador de erro, entrada inversora e não-inversora respectivamente, os pinos 3 e 4 são respectivamente sincronismo e o oscilador interno, estes pinos não serão utilizados no projeto. Os pinos 5 e 6 são para o ajuste da frequência dos sinais de comando. O pino 7 responsável pela descarga do capacitor que gera a frequência, tornando constante os pulsos, o pino 8 é o pino que gera a partida progressiva (*soft-*

start) tempo de carga de um capacitor. O pino 9 é o que gera a compensação do sistema de controle, de acordo com as disposições e características dos sub-circuitos do compensador. O pino 10 serve para reiniciar as funções do CI os pinos 11 e 14 são as saídas do sinal de comando, ajustadas de acordo com a compensação, respectivamente saída A e B. O pino 16 é a saída da tensão de referência. O pino 12, 13 e 15 são referentes a alimentação do CI.

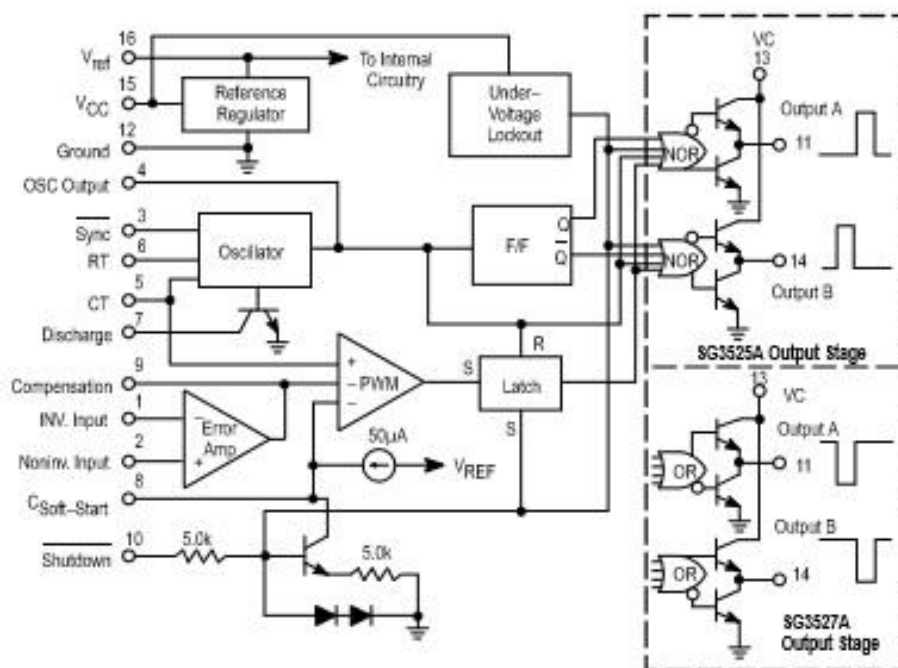


Figura 18 – Diagrama de blocos SG3525

Fonte: (MOTOROLA, 1996).

2.8.1 Malha aberta

O controle em malha aberta (MA), nada mais é do que uma forma manual de controlar a tensão da saída, neste método a saída não é aferida para que, de alguma forma seja ajustada automaticamente. A representação por diagrama de blocos na figura 19 exemplifica o conceito.

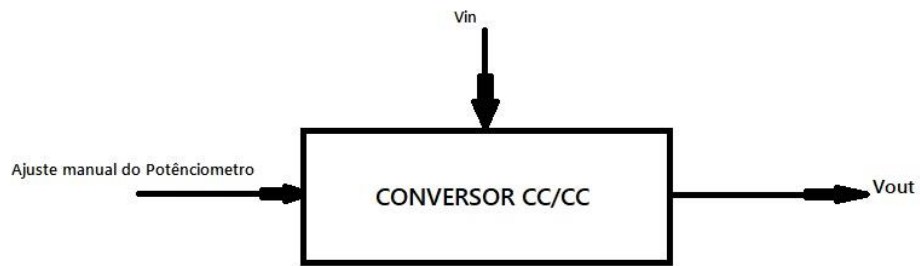


Figura 19 – Diagrama de bloco do sistema em MA

Fonte: Autoria própria.

Contudo para a geração dos sinais defasados, utilizou-se do CI SG3524, para realizar o ajuste do ciclo de trabalho manualmente. Circuito do SG3524 é análogo ao do SG3535, possuem diferenças insignificantes para o propósito deste trabalho. O controle do ciclo de trabalho, acontece com ajuste de um potenciômetro entre a referência e a compensação do sistema, conforme figura 20.

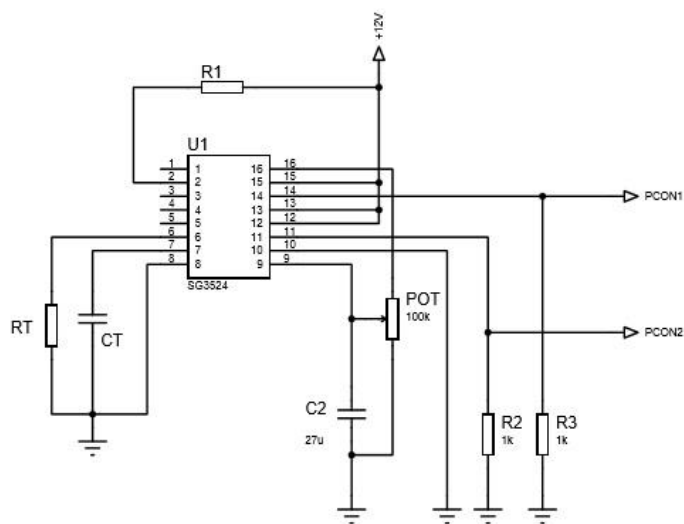


Figura 20 – Controle em Malha Aberta

Fonte: Autoria própria.

2.8.2 Malha Fechada

O controle em malha fechada ou realimentado, acontece quando o sistema, compara valores da entrada com a saída, corrigindo o erro inerente de forma dinâmica, conforme representação da figura 21. O sistema de controle faz uma amostragem dos valores de corrente e ou tensão da saída e compara com valores de referência.

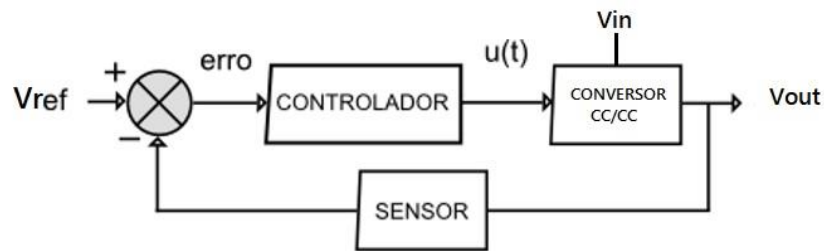


Figura 21 – Diagrama de blocos sistema realimentado

Fonte: Adaptado de (BROLIN, 2014).

2.8.2.1 Compensador de tensão

O compensador de tensão, figura 22, nada mais é do que um sistema de controle proporcional integrador (PI) que tende a corrigir a saída com a referência, sua implementação é facilmente encontrada na literatura convencional. Tem como finalidade garantir o ajuste de tensão da saída, bem como a rápida atuação de ajustes de transitórios (POMILIO, 2014). Caso a tensão FB seja menor que a tensão de referência V_{ref} , o amplificador de erro sinalizará um nível lógico baixo nos blocos internos do integrado, aumentará o ciclo de trabalho do sinal PWM, resultando um aumento da tensão FB e conseqüentemente, mantendo o nível de tensão fixo na saída do conversor.

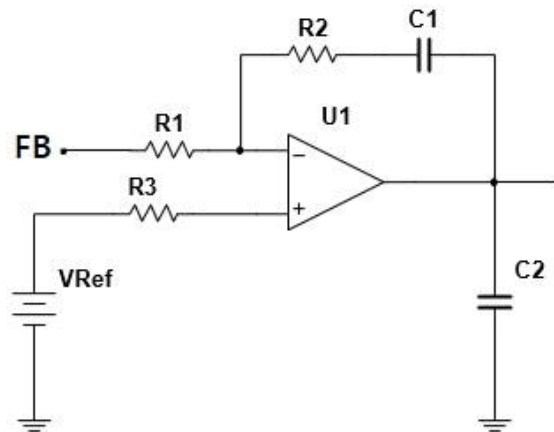


Figura 22 – Compensador de tensão

Fonte: Autoria própria.

A ação PI, conforme figura 22 é ajustada alterando os valores de C1, R2 E R1 e no circuito da figura 23, os componentes R2, R3 e C1. RT e CT definem a frequência do sinal PWM. Como demonstrado anteriormente é possível utilizar o CI SG3525 para implementar o compensador de tensão para atuar como controle do conversor estudado.

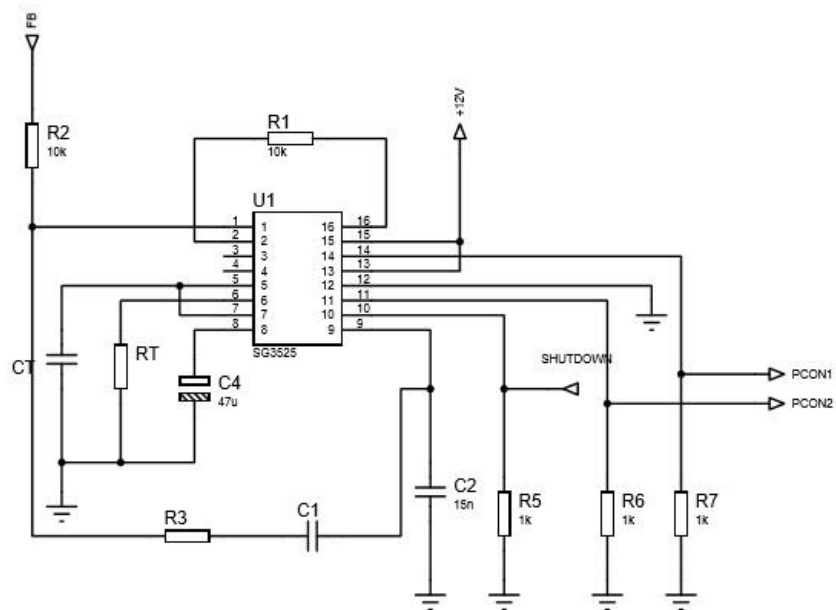


Figura 23 – Circuito controle em Malha Fechada

Fonte: Autoria própria.

3. MATERIAIS E MÉTODOS

3.1 METODOLOGIA

Este capítulo trará informações acerca do projeto como um todo, deste modo será possível conhecer especificações acerca do conversor, para então realizar sua reprodução. Primeiramente será apresentado alguns dados do *no-break* e por conseguinte o estudo e dimensionamento do conversor.

Para a realização do estudo foi realizado a conferência do projeto para isto, analisou-se os parâmetros utilizados no projeto referência, posterior a verificação dos cálculos, finalizando com a reprodução do protótipo.

No desenvolvimento do layout da placa foi utilizado o *software* específico para desenvolvimento e simulação.

E na realização da montagem e testes do protótipo foi utilizado os seguintes equipamentos:

- Fonte de bancada *Instrutherm*® FA30330 para simular a alimentação do protótipo;
- Osciloscópio Tektronix® 2002B de dois canais com leitura de 2 Giga *sample* de amostras por segundo a 60 MHz
- Multímetro da Minipa® ET2042D
- Ponte LCR Minipa® MX-1010.

O circuito a ser estudado, está demonstrado conforme figura 24 abaixo. Como pode-se observar os capacitores que auxiliam nas filtragem de imperfeições no acionamento dos *drivers* e no barramento da tensão de entrada do primário. Assim como na saída para evitar pequenas flutuações no valor da tensão. O esquemático do conversor também se encontra em anexo.

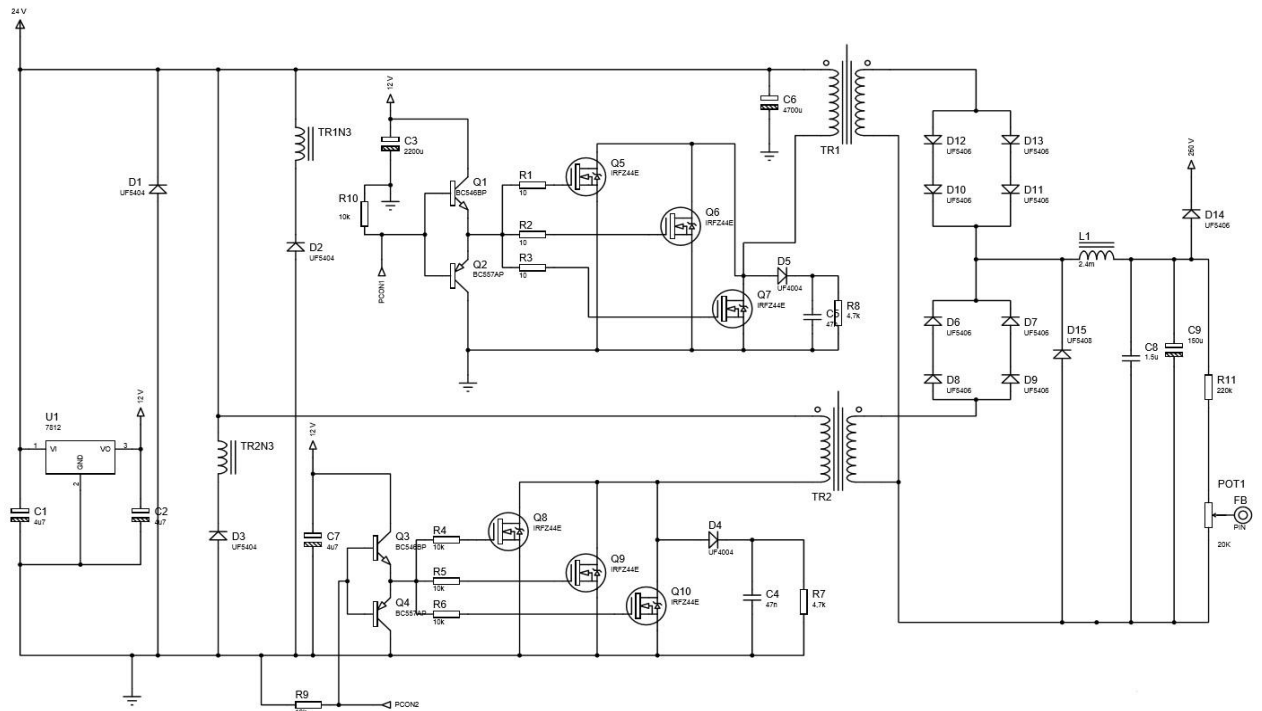


Figura 24 – Conversor duplo-forward estudado

Fonte: Autoria própria

3.2 ESTUDO E ANÁLISE DO CONVERSOR

O *no-break* estudado possui uma potência relativamente alta (1,2 kVA), quando comparados com os modelos usualmente vendidos, na faixa de 500, 600 VA (PERIUS, 2011), por tanto, a título de projeto acadêmico possui um alto valor de potência processado, isto requer um estudo aprofundado de componentes e técnicas que visem dividir e reduzir os esforços, sejam através da associação de conversores, de semicondutores e medidas de chaveamento (BASCOPÉ, 2000), pois a tensão de da saída deste conversor é de 260 V, sendo necessário garantir a funcionalidade dos interruptores (MOSFET's) e a estabilidade da tensão de saída. A redução do estresse sobre os interruptores, será minimizada através do paralelismo de interruptores e com o uso do circuito *snubber*, tal problemática advém das indutâncias de dispersão do elemento magnético e dos elevadas taxas de variação de corrente e tensão (di/dt , dV/dt), ocasionados pela comutação do transistor. A interpretação e análise

dessas variáveis conduzem a entendimento da dinâmica dos conversores, e entender alguns fenômenos inerentes a QEE.

3.2.1 Dimensionamento do Conversor

Conforme mencionado anteriormente, o conversor duplo *forward* tem a finalidade de elevar a tensão nominal de um banco de baterias para 260 V do barramento que alimenta o inversor. Então para o projeto foram definidos as tensões de entrada (V_{in}) entre 22 e 28 V. Lembrando que são dois conversores *forward's* operados com uma defasagem de 180° (característica *push-pull*) um do outro, dividindo assim o processamento de potência, ou seja, cada conversor irá processar metade da potência de projeto. Dividindo assim os esforços sobre os componentes, sendo uma técnica que eleve o tempo de vida do projeto. Na tabela 3 são mostrados os parâmetros para a realização do projeto e conseqüentemente do dimensionamento dos componentes utilizados.

Tabela 3 – Especificações do conversor

Símbolo	Parâmetro	Valor
V_{imin}	Tensão mínima na entrada	22 [V]
V_{imax}	Tensão máxima na entrada	28 [V]
f	Frequência de comutação dos interruptores	20 [kHz]
V_o	Tensão de saída	260 [V]
P_o	Potência da saída	1,2 [kVA]

Fonte: Adaptado de (SCHIAVON, 2007).

3.2.2 Dimensionamento do Transformador

A partir dos valores especificados na tabela 2 é possível realizar o estudo do projeto do dimensionamento dos transformadores. Os parâmetros do projeto foram retirados de (SCHIAVON, 2007) e comparados com (MELLO, 2011). Primeiro define-

se o ciclo de trabalho mínimo D_{min} , através da equação, a título de segurança, o ciclo de trabalho máximo D_{max} do projeto foi de 0,45 (45%).

$$\frac{D_{máx}}{D_{min}} = \frac{V_{máx}}{V_{min}} \rightarrow \frac{0,45}{D_{min}} = \frac{28}{22} \quad (3.1)$$

$$D_{min} = 0,353 \quad (3.2)$$

Um outro fator importante é o fator de transformação que está relacionado com a razão entre os valores de entrada e saída, assim como com o ciclo de trabalho, dado pela equação a seguir:

$$V_o = \frac{D \cdot V_i}{N} - V_D \cdot D \quad (3.3)$$

$$V_o + V_D \cdot D = \frac{D \cdot V_i}{N} \quad (3.4)$$

$$N = \frac{D_{máx} \cdot V_{imin}}{V_o + V_D \cdot D_{máx}} = \frac{0,45 \cdot 22}{260 + 1,5 \cdot 0,45} = 0,0757 \quad (3.5)$$

Portando a razão de transformação entre do primário para o secundário é:

$$n = N^{-1} = 13,21 \quad (3.6)$$

Para definir as dimensões do transformador é preciso conhecer a densidade do fluxo magnético, de acordo com os autores, utiliza-se como densidade de fluxo magnético de 0,35 T:

$$B = \frac{V_{min}}{V_{máx}} \cdot B_{máx} = \frac{22}{28} \cdot 0,35 = 0,275 \text{ T} \quad (3.7)$$

De acordo com (SCHIAVON, 2007) o produto das áreas A_p é:

$$A_p = \left(\frac{2,65 \cdot P_S \cdot 10^4}{k_j B f} \right)^2 \quad (3.8)$$

Pela Tabela 3 é possível encontrar o coeficiente da densidade de corrente k_j , definido pelos seguintes parâmetros, para o núcleo tipo EE, núcleo utilizado no projeto

- Variação de temperatura do núcleo $\Delta T = 40 \text{ }^\circ\text{C}$;
- $k_u = 0,4$ de acordo com (MELLO, 2011).

$$k_j = 63,35 \cdot 40^{0,54} = 464,36 \quad (3.9)$$

E o z , com $x = 0,12$ é igual a:

$$z = 1,136 \quad (3.10)$$

Portanto:

$$A_p = \left(\frac{2,65 \cdot 350 \cdot 10^4}{464,36 \cdot 0,40 \cdot 0,275 \cdot 20k} \right)^{1,136} = 6 \text{ cm}^4 \quad (3.11)$$

Conforme as especificações dos núcleos comercialmente vendidos (MELLO, 2011) o mais indicado é o EE 42/21/20 com $A_p = 6,14 \text{ cm}^4$, $A_e = 2,4 \text{ cm}^4$.

E número de espiras no primário:

$$N_1 \geq \frac{V_{imin} \cdot D_{máx}}{A_e \cdot B \cdot f} = \frac{22 \cdot 0,45}{2,4 \cdot 10^{-4} \cdot 0,275 \cdot 20k} = 5 \text{ esp} \quad (3.12)$$

No secundário:

$$N = \frac{N_1}{N_2} \rightarrow N_2 = \frac{N_1}{N} = \frac{5}{0,0757} \cong 66 \text{ esp} \quad (3.13)$$

E a densidade de corrente:

$$J = k_j A_p^{-x} = 464,36 \cdot 6,24^{-0,12} = 373,48 \text{ A/cm}^2 \quad (3.14)$$

Fator de indutância dado pelo fabricante, valores tabelados, encontra-se a indutância no primário L_p , conforme a equação 3.15 :

$$A_l = 4000 \text{ nH} / \text{esp}^2$$

$$L_p = A_l \cdot N_1^2 = 4\mu \cdot 5^2 = 100 \mu\text{H} \quad (3.15)$$

Para determinar a dimensão dos fios é preciso analisar a corrente que os percorrerá:

$$I_{mg} = \frac{D_{m\acute{a}x} \cdot V_{imin}}{L_p \cdot f} = \frac{0,45 \cdot 22}{L_p \cdot f} = 6,6 \text{ A} \quad (3.16)$$

$$I_{mgRMS} = I_{mg} \cdot \sqrt{\frac{D_{m\acute{a}x}}{3}} = 6,6 \cdot \sqrt{\frac{0,45}{3}} = 2,556 \text{ A} \quad (3.17)$$

$$A_{Cu} = \frac{I_{RMS}}{J} = \frac{2,556}{373,48} = 0,006843 \text{ cm}^2 \quad (3.18)$$

Solucionando o efeito *skin*, utilizou-se de 3 fios 24 AWG

No secundário:

$$I_{SRMS} = (I_o + I_{omin}) \cdot \sqrt{D_{m\acute{a}x}} = (2,69 + 0,269) \cdot \sqrt{0,45} = 1,985 \text{ A} \quad (3.19)$$

Área de cobre secundário:

$$A_{Cu} = \frac{I_{SRMS}}{J} = \frac{1,985}{373,48} = 0,005314 \text{ cm}^2 \quad (3.20)$$

Solucionando o efeito *skin*, utilizou-se de 3 fios 25 AWG.

E no primário:

$$I_{PRMS} = \frac{I_{SRMS}}{N} + I_{mgRMS} = \frac{1,985}{0,0757} + 2,56 = 28,78 \text{ A} \quad (3.21)$$

$$A_{Cu} = \frac{I_{PRMS}}{J} = \frac{28,78}{373,48} = 0,07706 \text{ cm}^2 \quad (3.22)$$

Com 5 espiras fios 22 AWG.

Portanto os transformadores possuem as seguintes características físicas, núcleo tipo EE 42/21/20 enrolamento primário 5 espiras fio 22 AWG, secundário 3 fios 25 AWG, enrolamento magnetizante 3 fios 24 AWG. Sendo confeccionados pela empresa Magmattec – Tecnologia em Materiais Magnéticos Ltda.

3.2.3 Dimensionamento Filtro de Saída

Como descrito no capítulo anterior o filtro LC serve para manter constante, portanto no cálculo de seus componentes estuda-se a atuação da corrente na saída e da variação da tensão na saída.

Para o indutor, considera-se o pior caso, os valores mínimos de corrente, tensão de entrada e ciclo de trabalho mínimo:

$$L_{ind} \geq \frac{D_{min} \cdot (1 - 2 \cdot D_{min}) \cdot V_{imáx}}{2 \cdot N \cdot I_{Smin} \cdot (2f)} = \frac{0,353 \cdot (1 - 2 \cdot 0,353) \cdot 28}{2 \cdot 0,757 \cdot 0,269 \cdot (2 \cdot 20k)} = 2,378 \text{ mH} \quad (3.23)$$

Define-se a energia armazenada, para poder definir as dimensões do núcleo utilizado:

$$E = \frac{1}{2} \cdot L_{ind} \cdot (I_S \cdot I_{Smin})^2 = 2,378m \cdot (2,69 + 0,269)^2 = 10,41 \text{ mJ} \quad (3.24)$$

Parâmetros para calcular o produto das áreas A_P :

- $\Delta T = 30 \text{ }^\circ\text{C}$;
- $k_j = 397,55$, de acordo com a Tabela 2;
- $k_\mu = 0,4$ de acordo com (MELLO, 2011);
- $B_{máx} = 0,35 \text{ T}$.

$$A_P = \left(\frac{2 \cdot E \cdot 10^4}{k_\mu k_j B_{máx}} \right)^z = \left(\frac{2 \cdot 10,41m \cdot 10^4}{0,4 \cdot 397,55 \cdot 0,35} \right)^{1,136} = 4,48 \text{ cm}^4 \quad (3.25)$$

Definido o núcleo EE 42/21/20 $A_p = 4,66\text{cm}^4$; $A_e = 2,4\text{cm}^2$; $l_e = 9,7\text{cm}$

Outro parâmetro útil para o projeto do indutor é o fator de indutância A_l , encontrado.

$$A_l = \frac{A_e^2 B_{\max}^2}{2E} = \frac{(1,82 \cdot 10^{-4})^2 0,35^2}{2 \cdot 10,41\text{m}} = 194,89 \text{ nH/esp}^2 \quad (3.26)$$

No projeto de indutores considera-se a atuação do entreferro que auxilia que o indutor opere com uma corrente maior, sem que ocorra a saturação do núcleo, devido ao aumento da relutância total e ajuda na robustez da indutância, pois como a permeabilidade específica μ_e do núcleo depende da temperatura, o entreferro auxilia em qualquer possível variação.

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_0 \cdot A_e} = \frac{194,89\text{n} \cdot 9,7 \cdot 10^{-2}}{4\pi 10^{-7} \cdot 1,82 \cdot 10^{-4}} = 82,65 \quad (3.27)$$

Onde a largura do entreferro é:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} = \frac{9,7\text{cm}}{82,65} = 1,17 \text{ mm} \quad (3.28)$$

Após os cálculos pertinentes ao dimensionamento do núcleo, encontra-se a quantidade necessária de espiras:

$$N = \sqrt{\frac{L_{\text{ind}}}{A_l}} = \sqrt{\frac{2,378\text{m}}{194,89\text{n}}} = 110,46 \quad (3.29)$$

E para os condutores define-se a densidade de corrente:

$$J = k_j A_p^{-j} = 397,55 \cdot 4,48^{-0,12} = 332,1 \text{ A/cm}^2$$

Área de cobre dos condutores:

$$A_{Cu} = \frac{1,985}{332,1} = 0,00897 \text{ cm}^2 \quad (3.30)$$

O que resultou em 3 fios AWG 22. Resultando em um indutor com núcleo tipo EE 42/21/20 com 110 espiras como 3 fios 22 AWG com entreferro de 1,17 mm, também confeccionados pela empresa Magmattec®.

No cálculo do capacitor leva-se em consideração da variação de tensão na saída, definido em 2% da tensão da saída:

$$\Delta V_S = 260.2\% \rightarrow 5,2 V \quad (3.31)$$

Portanto:

$$C = \frac{L \cdot \Delta I_S^2}{2 \cdot \Delta V_S \cdot V_S} = \frac{2,4m \cdot 2,69^2}{2 \cdot 5,2 \cdot 260} = 25,45 \mu F \quad (3.32)$$

Uma parâmetro importante para o estudo dinâmico do conversor é a resistência do capacitor, expresso pela equação:

$$\Delta V_{ESR} = 2 \cdot I_S \cdot ESR \quad (3.33)$$

$$ESR = \frac{\Delta V_{ESR}}{2 \cdot I_S} = \frac{1,3}{2 \cdot 2,69} = 0,24 \Omega \quad (3.34)$$

Foram utilizados dois capacitores de $150 \mu F / 400V$ $ESR = 0,25 \Omega$ para manter constante os níveis de tensão na saída.

3.2.4 Dimensionamento Semicondutores

Os semicondutores da entrada (primário), precisam bloquear níveis de tensão na ordem de 56 volts, relativos a atuação dos dois conversores, como devem permitir a passagem de correntes, atuando na máxima potência de até 35,53 amperes.

No secundário devem suportar níveis de tensão:

$$V = \frac{2 \cdot V_{imáx}}{N} = \frac{2 \cdot 28}{0,0757} = 740 V \quad (3.35)$$

Para dividir o estresse sobre os componentes optou-se por manter o uso de diodos e transistores em paralelo, técnica que reduz a resistência dos MOSFET's, conseqüentemente reduz as perdas, e a corrente que passa por cada componente.

E valores de pico no secundário na ordem de 3 A. Preferiu-se manter os componentes utilizados, conforme DATASHEET UF4004, UF4008, IRFZ44 (VISHAY, 2016), que suportam os níveis de tensão e corrente.

3.3 PROJETO DOS CIRCUITOS

Conforme já mencionado, o software utilizado para o desenvolvimento das placas de circuito impresso PCI, foi um específico, que possui interface para o projeto de PCI's, realização de simulações, esquemáticos, montagem do *layout*, e visualização do circuito em três dimensões 3D, podendo assim fazer uma prévia de como ficará o projeto.

Neste trabalho foi realizado a montagem de duas placas, o circuito de potência e o circuito de controle. A placa de potência teve como base o Anexo 1 e seus componentes se encontram no Anexo 2, para a realização do projeto, resultando no *layout* conforme as figuras 25 e 26:

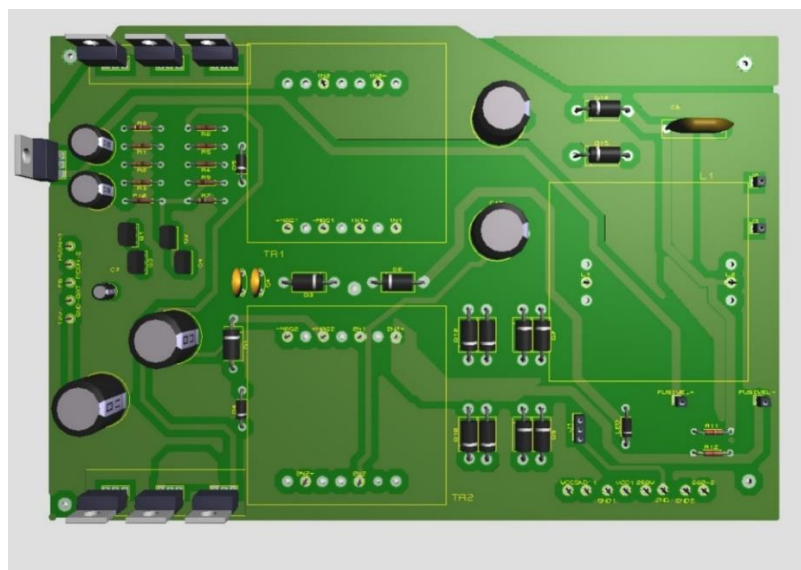


Figura 25 – Parte superior do conversor duplo *forward*

Fonte: Autoria própria.

Os espaços representados pelo quadrado amarelo, referem-se aos transformadores de do indutor da saída. E a parte inferior da placa, conforme figura 26:

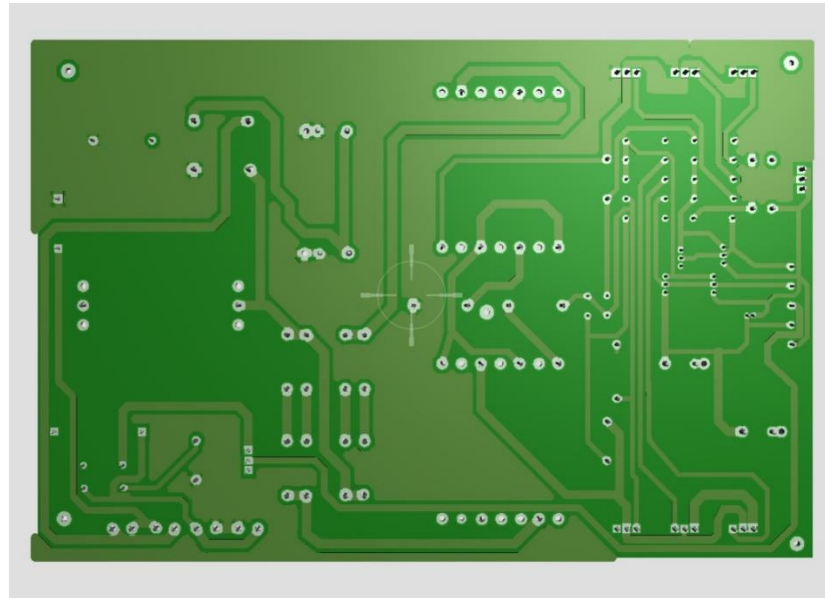


Figura 26 – Parte inferior do conversor duplo *forward*

Fonte: Autoria própria.

Devido as diversas conexões e complexidade, a placa, figura 27, foi desenvolvida em dupla face, facilitando assim a conexão entre os componentes e permitindo a distribuição dos níveis de corrente pela placa. Adotou-se também o uso do plano terra para reduzir a possibilidade de interferência eletromagnética.

o circuito de controle, baseado no Anexo 3 e seus componentes se encontram no Anexo 4:

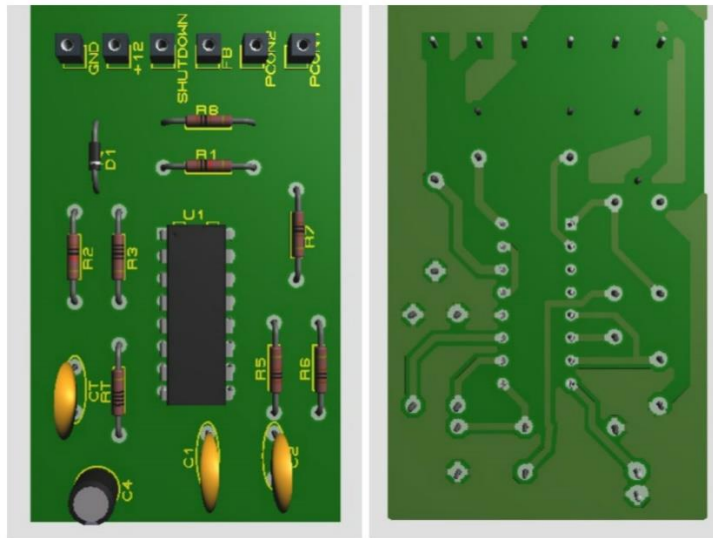


Figura 27 – Placa de controle

Fonte: Autoria própria.

Após o projeto ser desenhado no software, foi montado um protótipo, conforme figura 28.

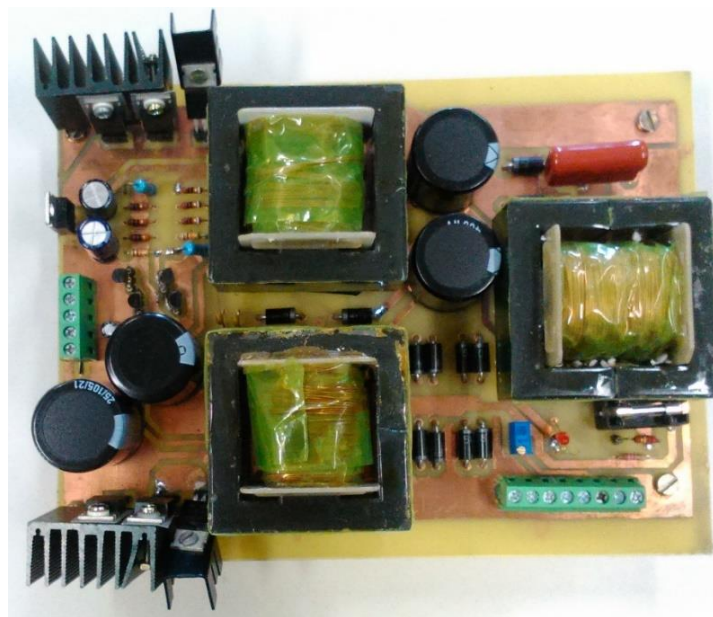


Figura 28 – Protótipo do conversor duplo *forward*

Fonte: Autoria própria.

Inicialmente pensou-se em alocar os MOSFET's em uma base de alumínio ou material condutor térmico, para que pudessem dissipar o calor, entretanto não foi encontrado um material com as características desejadas, por isso não houve muito espaço para poder coloca-los verticalmente no protótipo. Como é notório os capacitores (eletrolíticos) do protótipo também são maiores, evitando como já

observado possíveis flutuações de tensão para alimentar os *drivers* que amplificam o sinal PWM para chavear os MOSFET's e correções da tensão na saída. Como pode-se observar no Anexo 1 o *driver* de acionamento dos interruptores, consiste em dois transistores bipolares, um NPN e ou PNP, complementares. Para o projeto foi utilizado os transistores BC338 (NPN) e o BC328 (PNP), também optou-se utilizar soquetes torneados para eventuais danos. E após o desenho também, foi-se confeccionado a placa de controle, figura 29.

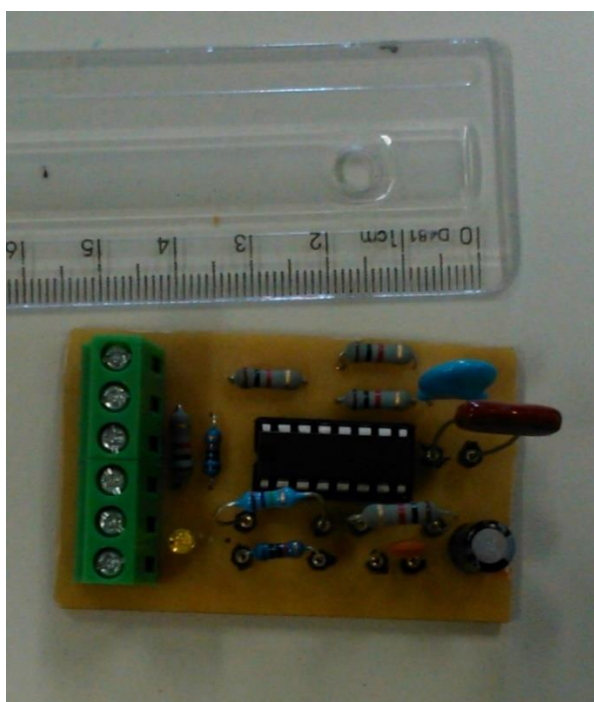


Figura 29 – Protótipo placa de controle

Fonte: Autoria própria.

A montagem dos protótipos foi baseada nos cálculos do capítulo anterior, porém houve alguns ajustes para facilitar o estudo e a substituição de alguns componentes que poderiam vir a ser danificados devido ao estresse, foi utilizado soquetes torneados para os MOSFET's e para os transistores do *driver*. E no circuito de controle, utilizou-se de soquetes torneados para substituir componentes responsáveis pela ação proporcional integral e do ajuste da frequência. Facilitando também possíveis estudos futuros.

4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta os resultados experimentais, as especificações para a realização dos testes, conforme as tabelas 4 e 5. O protótipo foi testado apenas com carga puramente resistiva de até 60 W, devido a características construtivas e limitação de equipamentos.

Tabela 4 – Parâmetros para o teste em malha aberta

Símbolo	Parâmetro	Valor
V_{imin}	Tensão mínima na entrada	15 [V]
$V_{imáx}$	Tensão máxima na entrada	28 [V]
f	Frequência de comutação dos interruptores	24 [kHz]
D_{min}	Ciclo de trabalho mínimo	~10%
$D_{máx}$	Ciclo de trabalho máximo	~40%

Fonte: Autoria própria

A análise em malha fechada consiste em verificar o ajuste automático da tensão de saída, ou seja, o ciclo de trabalho se corrige, caso haja variação na tensão na entrada ou da carga, mantendo a tensão de saída ajustada.

Tabela 5 – Parâmetros para o teste em Malha Fechada

Símbolo	Parâmetro	Valor
V_{imin}	Tensão mínima na entrada	22 [V]
$V_{imáx}$	Tensão máxima na entrada	28 [V]
f	Frequência de comutação dos interruptores	20 [kHz]
R_{L1}	Resistência da carga	30 [W]
R_{L2}	Resistência da carga	60 [W]

Fonte: Autoria Própria

4.2 RESULTADOS EM MALHA ABERTA

O teste em malha aberta consistiu em variar o ciclo de trabalho, manualmente, através de um potenciômetro no circuito de controle em MA, ajustando o valor da tensão de referência para o SG 3524, tendo como prerrogativa a observação dos níveis de tensão da saída proporcionais ao ciclo de trabalho. Assim como realizar as primeiras impressões da análise do protótipo e conferir sua funcionalidade.

A figura 30 apresenta a bancada de testes assim como os equipamentos utilizados na confecção e obtenção dos resultados do protótipo.

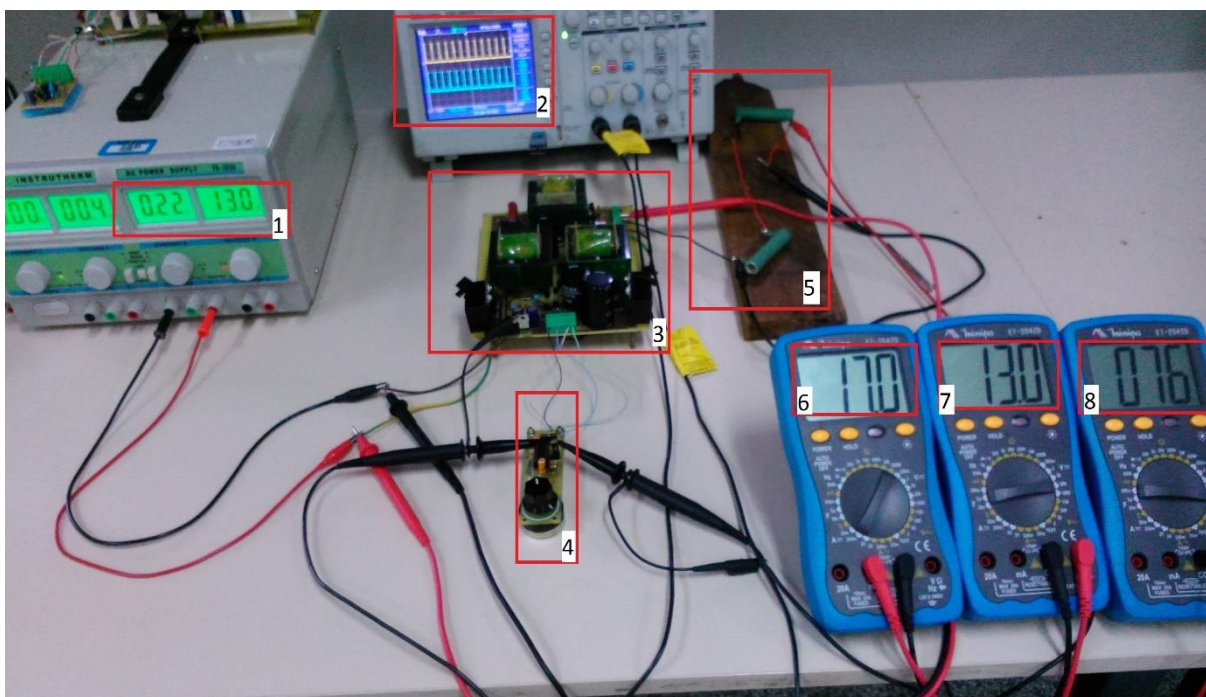


Figura 30 – Bancada de testes para Malha aberta

Fonte: Autoria própria.

Onde:

- 1 – Display que representa a tensão de entrada (direita) e corrente (esquerda) da fonte;
- 2 – Display gráfico do osciloscópio, representando sinais de tensão aferidos no protótipo;
- 3 – Protótipo, conversor CC-CC duplo forward;

- 4 – Placa de controle;
- 5 – Carga resistiva;
- 6 – Nível de corrente na saída do conversor [mA];
- 7 – Nível de tensão na entrada do conversor [V];
- 8 – Nível de tensão na saída [V].

Em um primeiro instante ajustou-se o ciclo de trabalho em aproximadamente 10%, conforme figura 31, sinal laranja (Canal 1) representa o PWM que aciona os interruptores do primeiro conversor e o sinal azul (Canal 2) os interruptores do segundo conversor, e gradativamente aumentando os níveis de tensão de entrada de 15 V até 28 V.

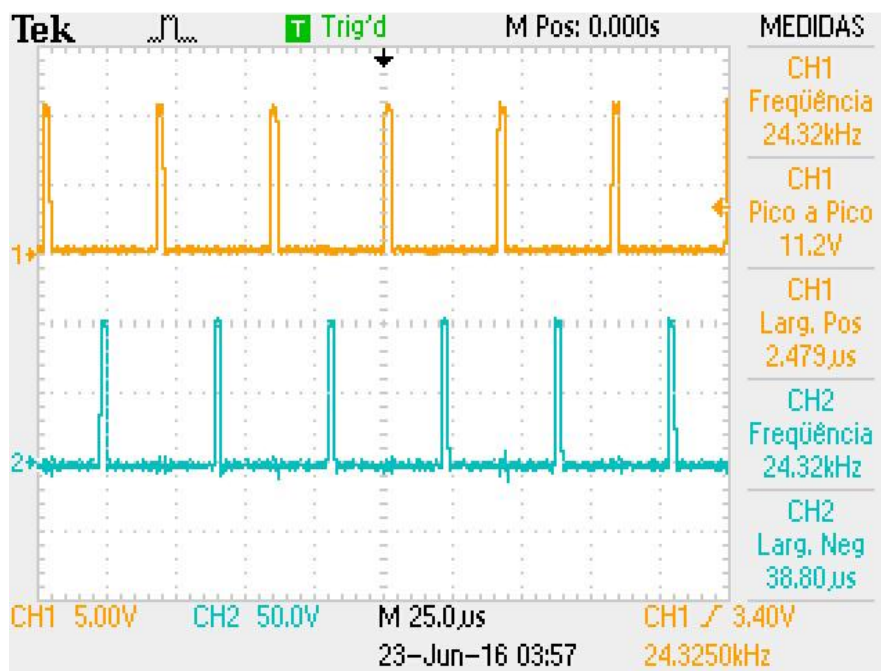


Figura 31 – Sinal PWM acionamento dos interruptores dos conversores – Ciclo de trabalho 10%

Autoria própria.

Para validar a funcionalidade do conversor, inicialmente, com o ciclo de trabalho em aproximadamente 10%, preferiu-se iniciar como uma tensão na entrada de 15 V, obtendo 83 V e 18,7 mA na saída, conforme figura 32.

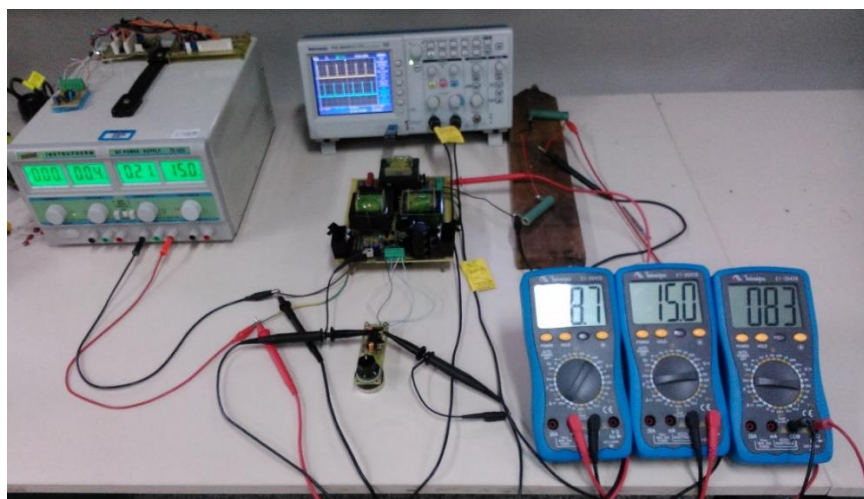


Figura 32 – Imagem demonstrando o ajuste gradativo (entrada 15 V - saída 83) - PWM 10%

Fonte: Autoria própria.

Observado a relação inicial, elevou-se a tensão para 22 V obtendo 123 V e 27,7 mA na saída, figura 33.

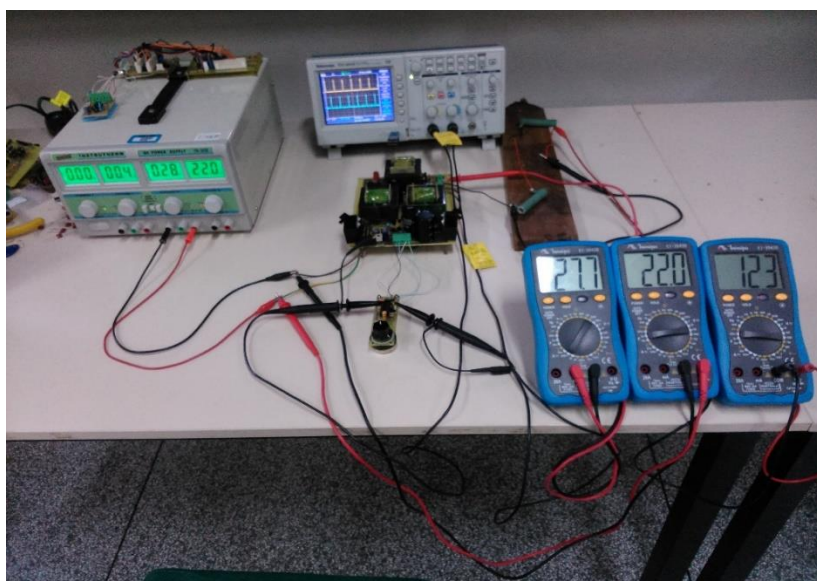


Figura 33 – Imagem demonstrando o ajuste gradativo (entrada 22 V - saída 123) - PWM 10%

Fonte: Autoria própria.

Com 24 V e 300 mA na entrada, obtive 135 V e 32,7 mA na saída, conforme figura 34.

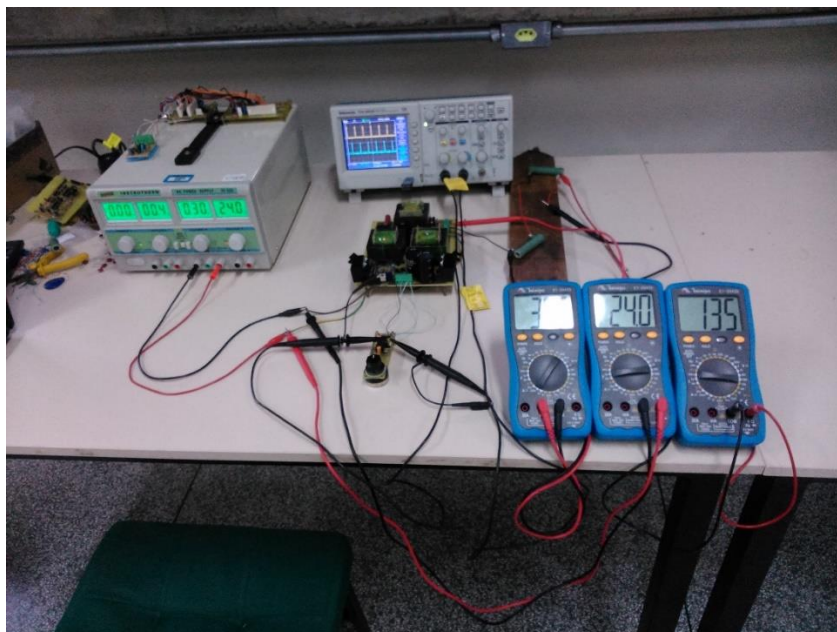


Figura 34 – Imagem demonstrando o ajuste gradativo (entrada 24 V - saída 135) - PWM 10%

Fonte: Autoria própria.

E para finalizar com 28 V e 340mA na entrada, obteve 158 V e 35,3 mA na saída, figura 35.

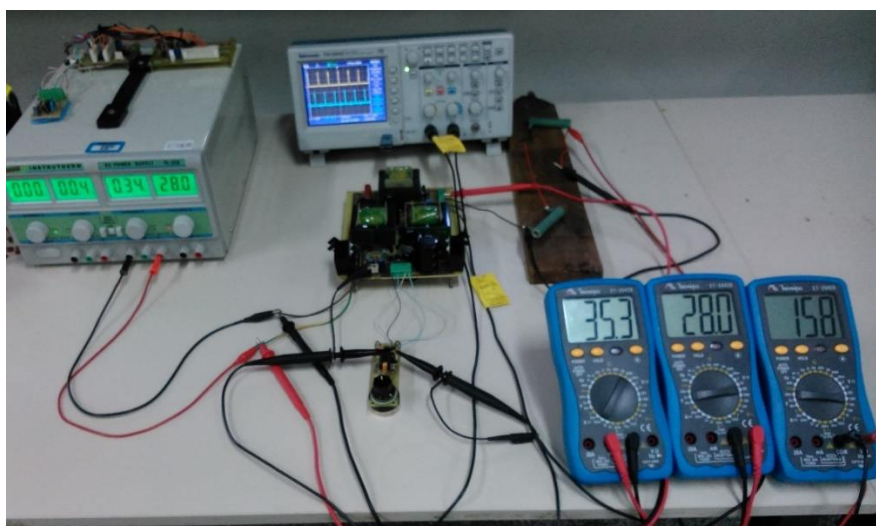


Figura 35 – Imagem demonstrando o ajuste gradativo (entrada 28 V saída - 158) - PWM 10%

Fonte: Autoria própria.

Como esperado ao elevar a tensão na entrada aumentava-se a tensão na saída, mesmo para um ciclo de trabalho fixo em aproximadamente 10%. Vale ressaltar a validade da relação de transformação do transformador, ajustando níveis de corrente e tensão, validando a correção do fluxo magnético – Lei da Indução de Faraday.

Variando para aproximadamente 40% do ciclo de trabalho, representado na figura 36, percebe-se que os níveis de tensão da saída elevaram-se, conforme a figura 37, com a entrada de 15 V e 850 mA e 190 V e 42,4 mA na saída, e a figura 38, com 20 V e 1,06 A na entrada e 258 V e 57,1 mA na saída. Confirmando, a relação de transformador e a ação do ciclo de trabalho, ou seja, do ganho estático do conversor.

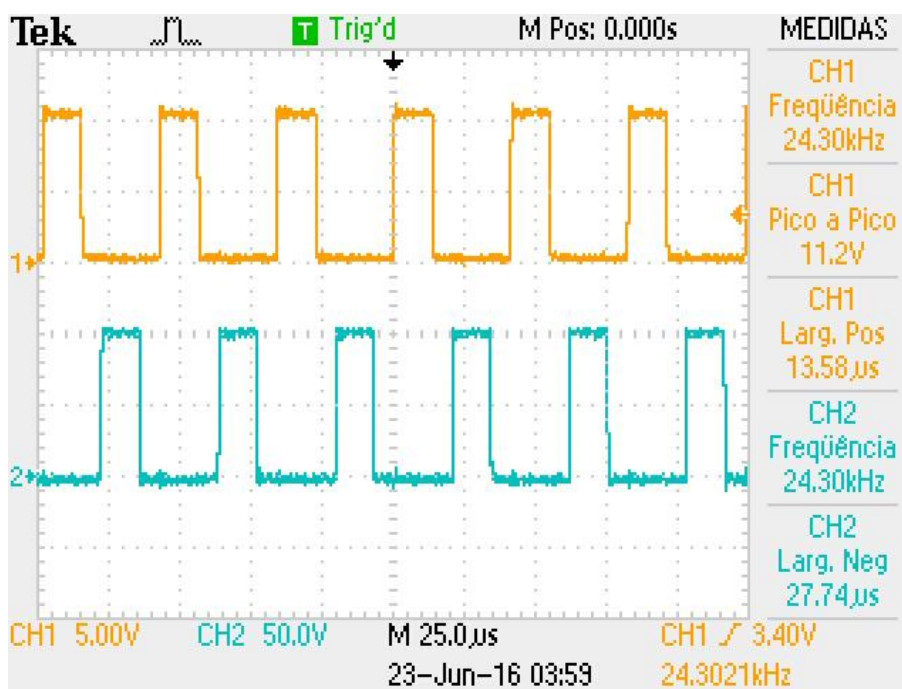


Figura 36 – Forma de onda do PWM – Ciclo de trabalho de ~40%

Fonte: Autoria própria.

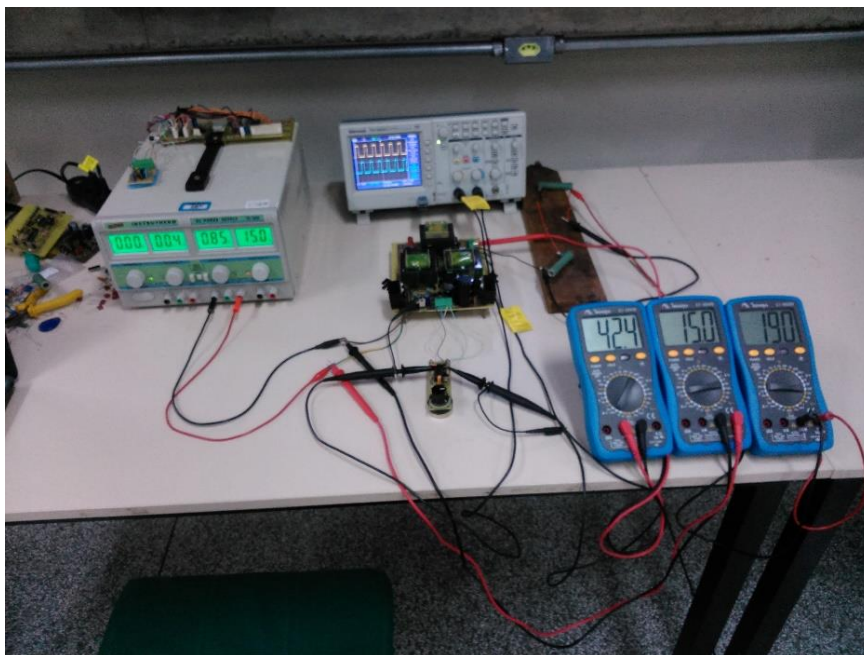


Figura 37 – Imagem demonstrando o ajuste (entrada 15 V saída 190V) - PWM 40%

Fonte: Autoria Própria.

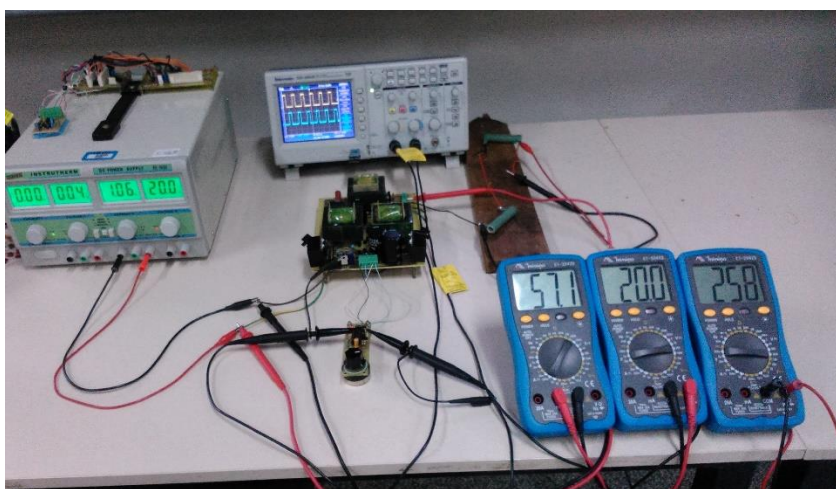


Figura 38 – Imagem demonstrando o ajuste (entrada 20, saída 258) - PWM 40%

Fonte: Autoria própria.

Devido a parâmetros construtivos, observou-se a atuação de 15 V a 20V na entrada, pois com aproximadamente 40% do ciclo de trabalho e com 20 V na entrada, obteve 258 V.

Observou-se também a eficiência do conversor utilizando das equações 4.1, 4.2 e 4.3. Em (4.1), observa-se a relação entre a potência de saída (líquida) pela potência de entrada. Em (4.2) a potência elétrica, produto entre níveis de tensão e corrente na entrada e na terceira a potência líquida de uma carga resistiva.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad 4.1$$

Sendo que:

$$P_i = V_i \cdot I_i \quad 4.2$$

E:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad 4.3$$

Para uma tensão na entrada de 28 V e corrente de 1,06 A, tendo como saída, 258 V e 57,1 mA, com o ciclo de trabalho de 40% obteve-se um rendimento (η) de 0,71, ou seja, 71%.

Para observar os principais sinais de tensão durante o funcionamento do conversor, em malha aberta, optou-se por selecionar uma tensão fixa na entrada de aproximadamente 14,5 V, com o ciclo de trabalho próximo de 40%, figura 39, e com auxílio do osciloscópio realizar algumas medições, demonstrando sinal de tensão entre *drain* e *source*, dos interruptores do primeiro conversor, figura 40.

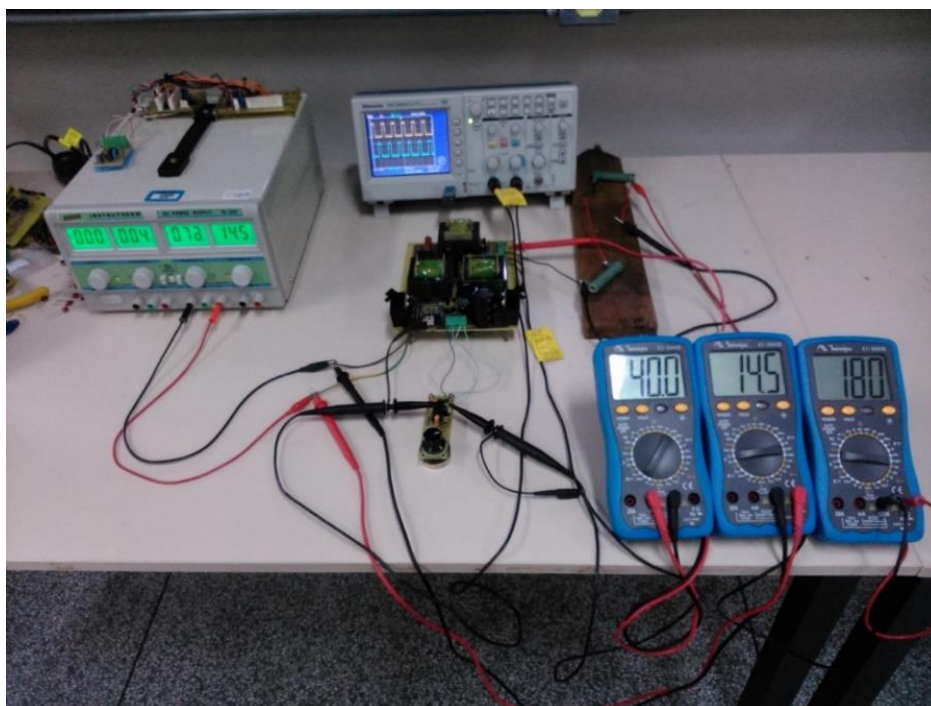


Figura 39 – Valores para avaliar as principais formas de onda do conversor em MA

Fonte: A autoria própria.

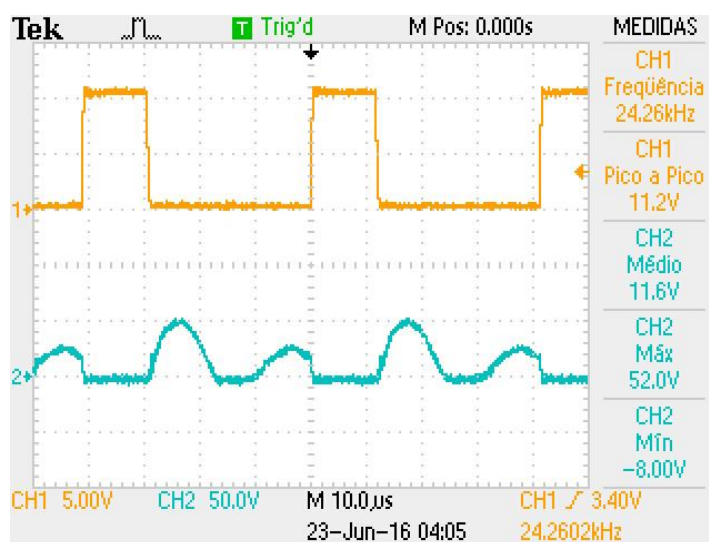


Figura 40 – Tensão sobre o *drain* e *source* do primeiro conversor (Canal 2), comparado com o sinal PWM (Canal 1).

Fonte: A autoria própria.

A figura 41 mostra os sinais medidos entre o *drain* e *source* do segundo conversor (Canal 2), comparado com o sinal PWM (Canal 1).

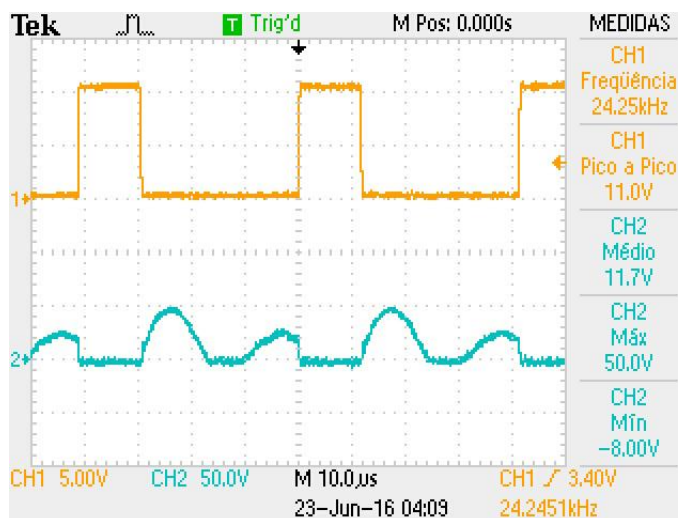


Figura 41 – Tensão sobre o *drain* e *source* do segundo conversor (Canal 2), comparado com o sinal PWM (Canal 1).

Fonte: Autoria própria.

E a tensão na saída, figura 42, sinal PWM (Canal 1 – forma de onda laranja) e tensão na saída (Canal 2 – forma de onda azul).

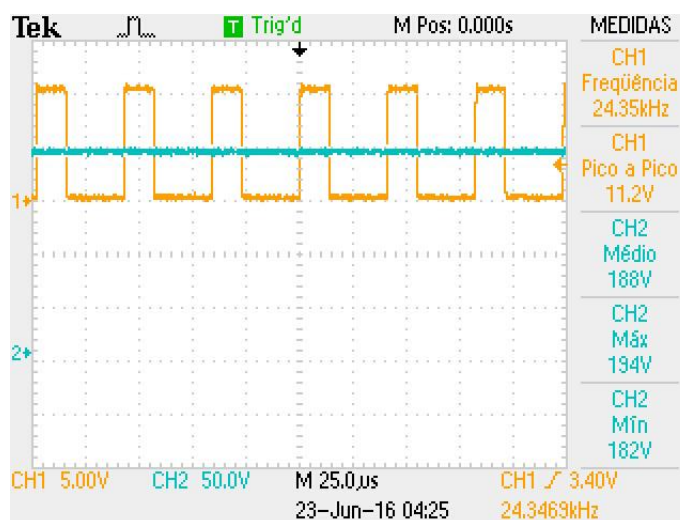


Figura 42 – Tensão na saída (Canal 2 – forma de onda azul) e sinal PWM (Canal 1 – forma de onda laranja)

Fonte: Autoria própria.

Como pode-se perceber há um pequeno *ripple* na saída, variação de apenas 6 V dentro da faixa de projeto.

4.3 RESULTADOS EM MALHA FECHADA

A operação em malha fechada, consistiu em fixar a tensão de saída em 260 V, tensão o qual foi projetado, com entrada em 24 V, e verificar sua resposta ao variar os níveis de tensão na entrada. O ajuste na saída, foi possível utilizando um divisor resistivo (na saída do conversor), com auxílio de um potenciômetro multivoltas, figura 43, em que foi possível corrigir a tensão para entrada do compensador no CI SG3525, caso a tensão fosse menor que o valor de referência a malha de controle atua e mantém o nível de tensão na saída, compensando eventuais variações.

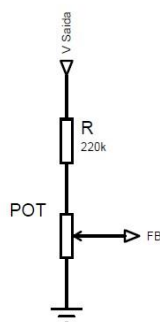


Figura 43 – Divisor resistivo para correção da saída

Fonte: Autoria própria.

E para finalizar foi realizado uma análise variando a carga, elevando-a de 30 W para 60 W e posteriormente, reduzindo de 60 W para novamente os 30 W, observando assim a resposta dinâmica do conversor.

4.3.1 Variando a tensão da entrada

A bancada de testes para realizar a retirada dos resultados em malha fechada, conforme a figura 44.

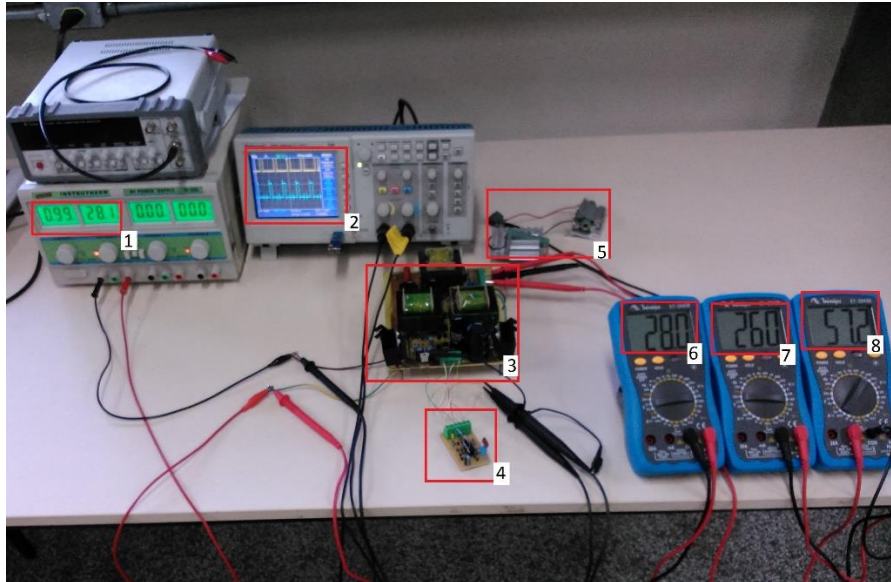


Figura 44 – Bancada de testes para análise em MF

Fonte: autoria própria.

Onde:

- 1 – Display que representa a tensão de entrada (direita) e corrente (esquerda) da fonte;
- 2 – Display gráfico do osciloscópio, representando sinais de tensão aferidos no protótipo;
- 3 – Protótipo, conversor CC-CC duplo forward;
- 4 – Placa de controle;
- 5 – Carga resistiva;
- 6 – Nível de tensão na entrada do conversor [V];
- 7 – Nível de tensão na saída [V];
- 8 – Nível de corrente na saída do conversor [mA].

Primeiro observou-se a resposta do conversor com uma carga resistiva de até 30 W, a figura 45 demonstra os sinais de comutação (PWM), dos MOSFET's do primeiro conversor (Canal 1) e do segundo conversor (Canal 2) com a saída em 260 V com 24 V na entrada.

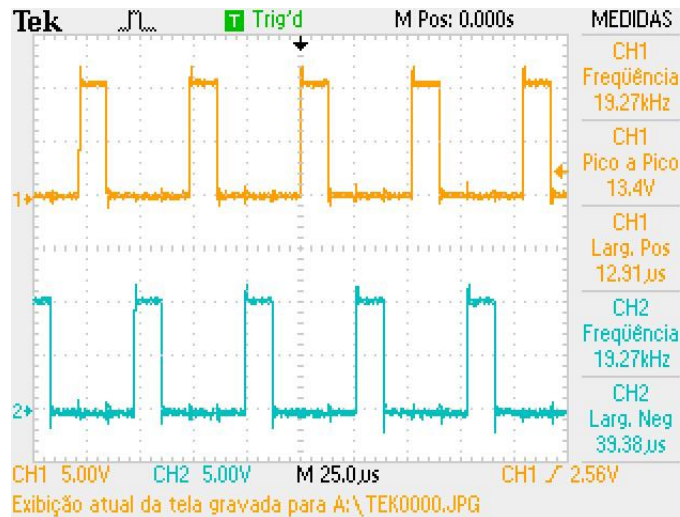


Figura 45 – Sinal PWM para 24 V na entrada

Fonte: Autoria própria.

Na figura 46 uma fotografia da bancada de testes com os valores obtidos, com parâmetros discutidos anteriormente, 24 V e 920 mA na entrada e 260 V e 57,4 mA na saída.

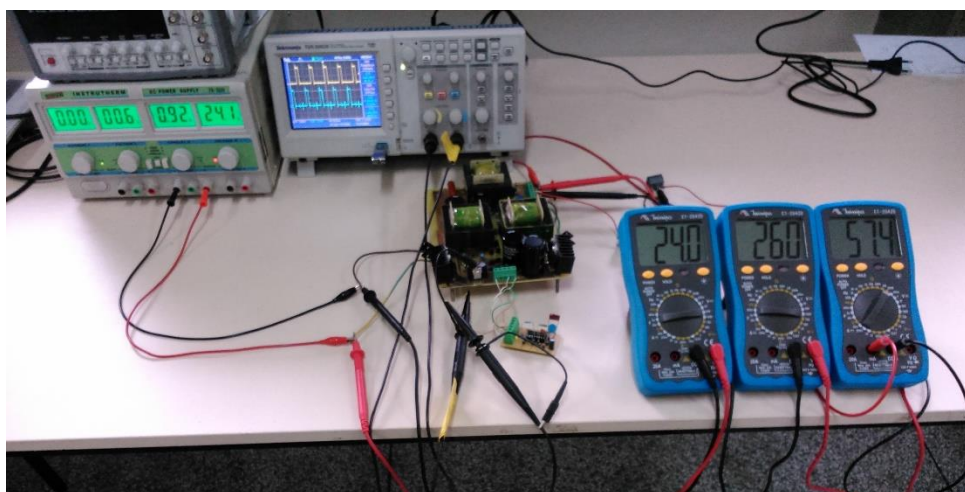


Figura 46 – Bancada de testes com os valores aferidos

Fonte: Autoria própria.

Reduzindo a tensão para 22 V, observou-se, o ajuste do ciclo de trabalho conforme figura 47. Com 22 V e 1,1 A na entrada teve como resultado 259 V e 57,1 mA na saída.

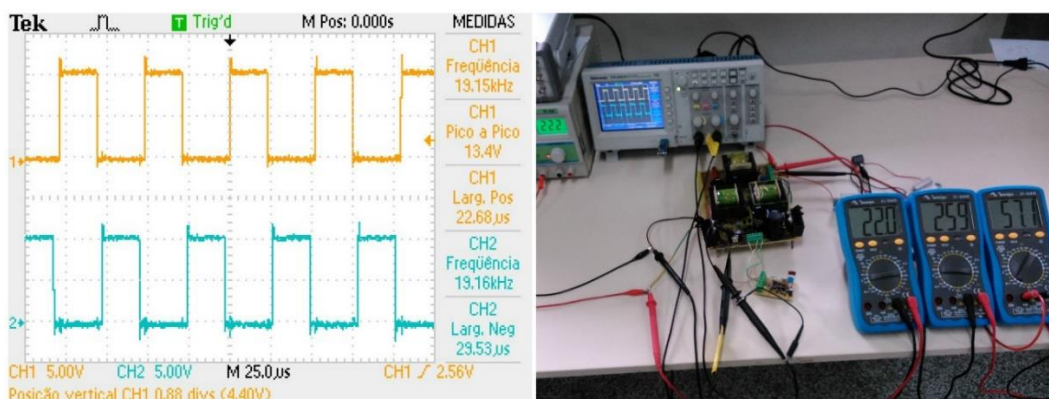


Figura 47 – Ajuste do Sinal PWM para tensão na entrada em 22 V e bancada de testes

Fonte: Autoria própria.

A figura 47 representa a atuação do compensador, ao reduzir a tensão de entrada de 24 V para 22 V, houve a correção do ciclo de trabalho, para manter o nível de tensão da saída próximo de 260 V. Ou seja, o ciclo de trabalho de aproximadamente 23% foi para 44%. O cálculo pode ser realizado através das medidas de largura positiva (*Larg. Pos.* – Canal 1) e ou da largura negativa (*Larg. Neg.* – Canal 2), juntamente com a frequência de chaveamento.

Ajustado a tensão de entrada em 28 V, para validar o ajuste do ciclo de trabalho e verificar os valores estipulados para projeto, conforme figura 48, obteve na entrada 990 mA e na saída 260 V e 57,2 mA. Com este nível de tensão na entrada, houve uma redução do ciclo de trabalho, como esperado, dos 23 % (do nível de tensão entrada de 24 V *Larg. Pos.* – Canal 1, de 12,91 μs, figura 46) para 18 % (*Larg. Pos.* – Canal 1 de 9,8 μs, figura 48).

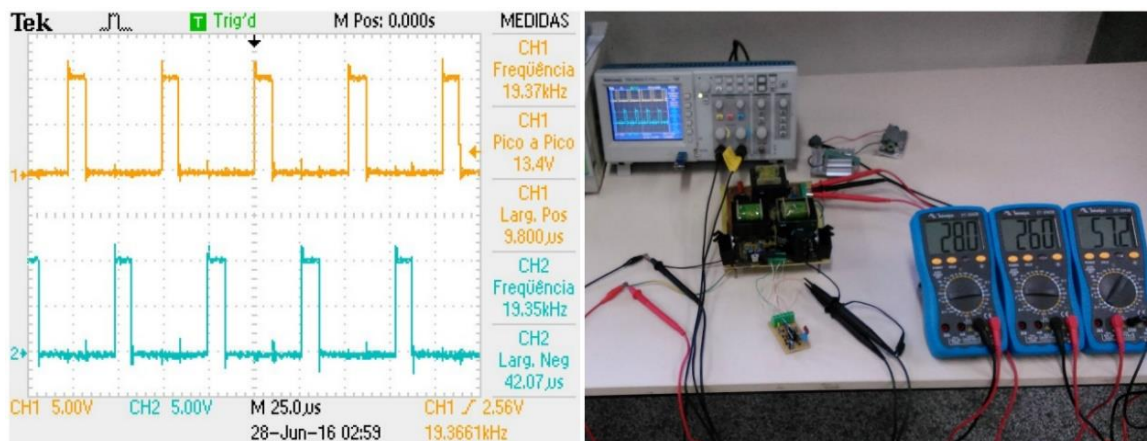


Figura 48 – Ajuste do Sinal PWM para tensão na entrada em 28 V e bancada de testes

Fonte: Autoria própria.

Para a segunda observação, utilizou-se de uma carga resistiva de 60 W, com a mesma configuração da malha de controle, ajustado em 24 V e 2,42 A na entrada, obteve 260 V e 111,6 mA na saída, conforme figura 49.

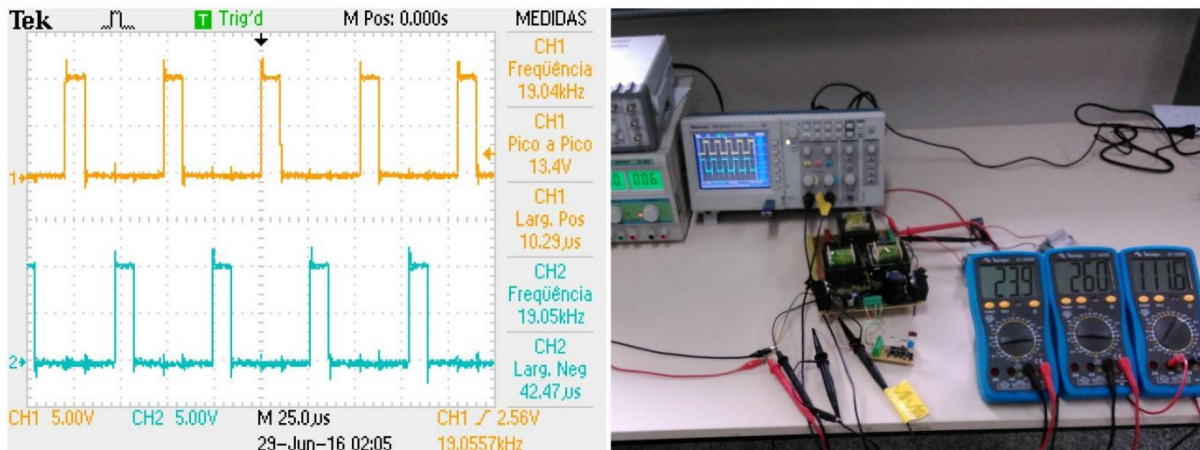


Figura 49 – Sinal PWM e bancada de testes para 24 V na entrada

Fonte: Autoria própria.

Reduzindo para 22 V e 2,51 A na entrada, figura 50, observou-se o incremento do ciclo de trabalho, obtendo 258 V e 117,5 mA na saída.

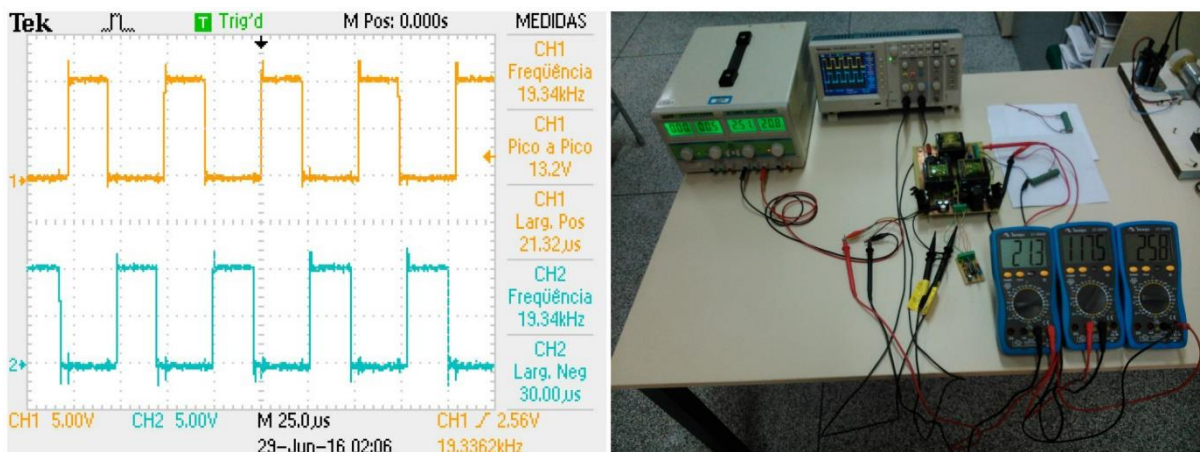


Figura 50 – Ajuste do Sinal PWM para tensão na entrada em 22 V e bancada de testes

Fonte: Autoria própria.

Conforme a figura 50, é possível verificar a atuação da malha de controle, análogo a verificação anterior, o ciclo de trabalho de aproximadamente 10,29 μs (25%) foi para 21,32 μs (41%), ao reduzir a tensão de entrada.

E com o auxílio do osciloscópio aferiu o nível de tensão na saída, figura 51, verificando o valor constante na saída, nível médio de 260V, tendo como *ripple* menor do que 3% do sinal. Conforme a escala do osciloscópio.

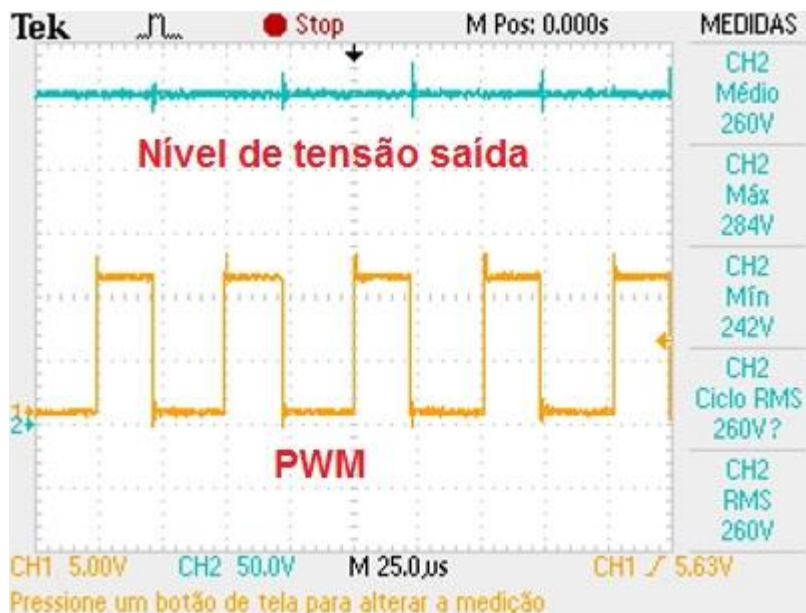


Figura 51 – Tensão na saída (Canal 2 – forma de onda azul) e sinal PWM de um dos conversores (Canal 1 – forma de onda laranja) - tensão de entrada $V_{in}=22\text{V}$

Fonte: Autoria própria.

E elevando a tensão para 28 V e 2,82 A na entrada, obteve 260 V e 111,2 mA na saída, segue figura 52. Como pode-se verificar o ciclo de trabalho é ajustado conforme ocorre a variação da tensão, compensando eventuais quedas de tensão e mantendo a relação de transformação da entrada para a saída, no caso em questão reduzindo o ciclo de trabalho.

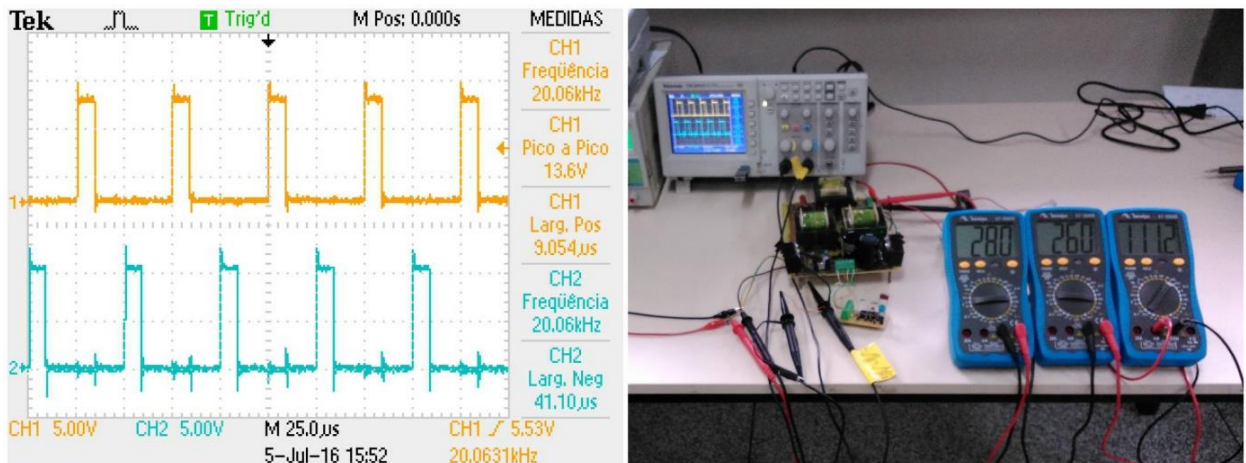


Figura 52 – Ajuste do Sinal PWM para tensão na entrada em 28 V e bancada de testes

Fonte: Autoria própria.

O conversor com uma carga de 60 W obteve um rendimento de 72 %, com 24 V e 2,41 A na entrada, saída com 260 V e 117,8 mA, utilizando das equações do tópico anterior.

Devido as características elétricas da carga, preferiu-se realizar o levantamento das principais formas de onda do conversor. Com os níveis de entrada de 24 V e 57,4 mA, figura 53.

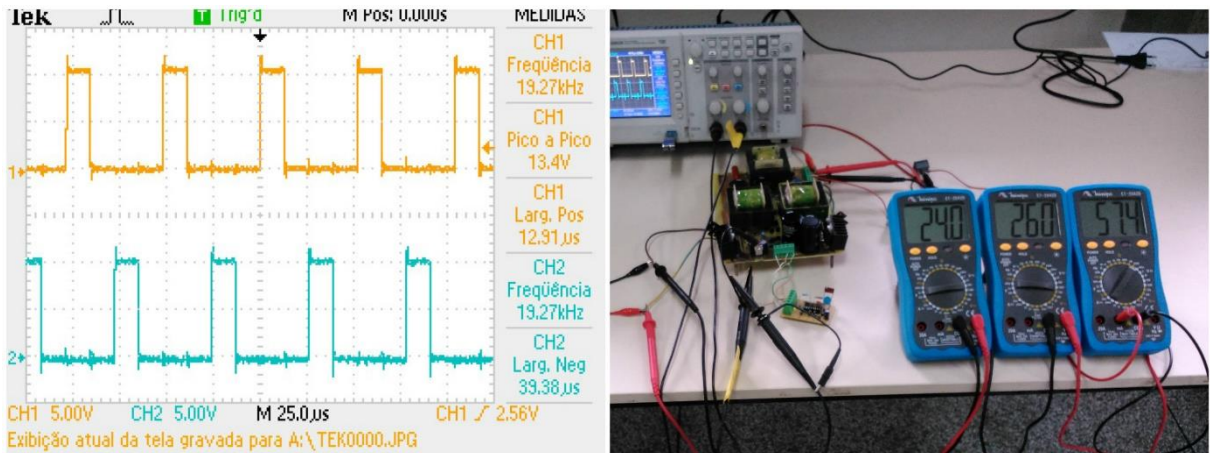


Figura 53 – Sinal PWM e bancada de testes para conferir as principais formas de onda em MF

Fonte: Autoria própria.

Como são dois conversores em paralelo e com as mesmas características, optou-se por verificar formas de onda de apenas um dos conversores, a tensão entre *source* e *drain* (Canal 2) e o sinal PWM (Canal 1), conforme figura 54.

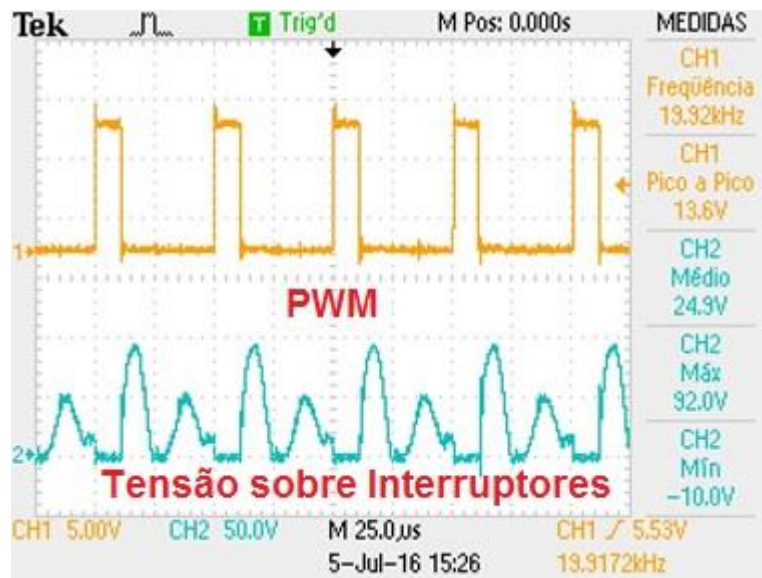


Figura 54 – Tensão entre *source* e *drain* (canal 2 – forma de onda azul) e sinal PWM acionamento dos interruptores (canal 1 – forma de onda laranja)

Fonte: Autoria própria;

E a tensão sobre o primário do transformador, figura 55.

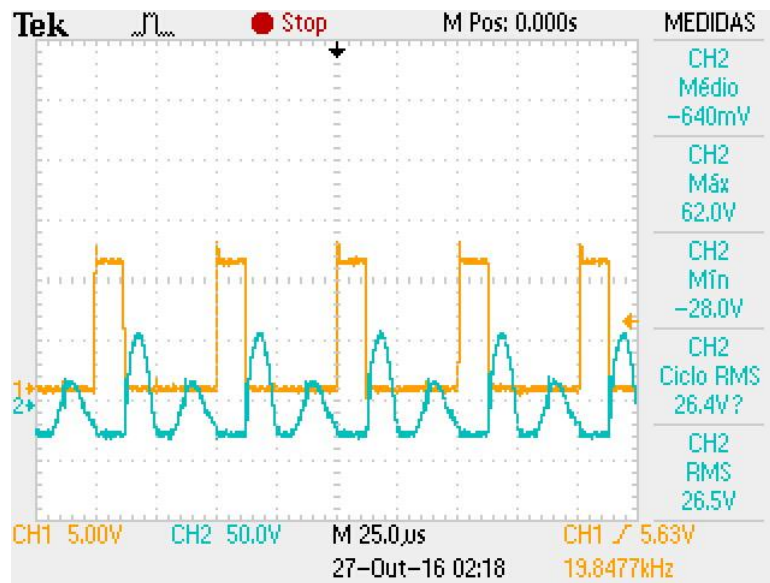


Figura 55 – Tensão no primário do transformador (Canal 2 – forma de onda azul) e sinal PWM (Canal 1 – forma de onda laranja)

Fonte: Autoria própria.

Pode-se verificar que devido a ação da indutância tanto do transformador, quanto do indutor da saída, houve distorções nas formas de onda observadas, figura 54 e 55, e para a tensão sobre o primário do transformador, podemos observar os níveis de tensão esperados, conforme os valor máximo, mínimo e o valor médio.

4.3.2 Variando a carga

Após a validação da resposta com a variação da tensão na entrada, estudou-se o comportamento dinâmico do conversor simulando uma variação na carga, no caso em questão, uma elevação de 30 W para 60 W e depois de 60 W para 30 W. Para o teste manteve o conversor com 24 V na entrada e observou-se sua resposta, o nível de tensão na saída (Canal 2) e o ajuste do sinal PWM (Canal 1). Como pode-se perceber na figura 56, para compensar o aumento da carga, houve o ajuste do ciclo de trabalho, de 11,39 µs (22%) para 22,64 µs (43,8%). Ou seja o ciclo de trabalho teve um acréscimo de aproximadamente 50 % para correção da saída.

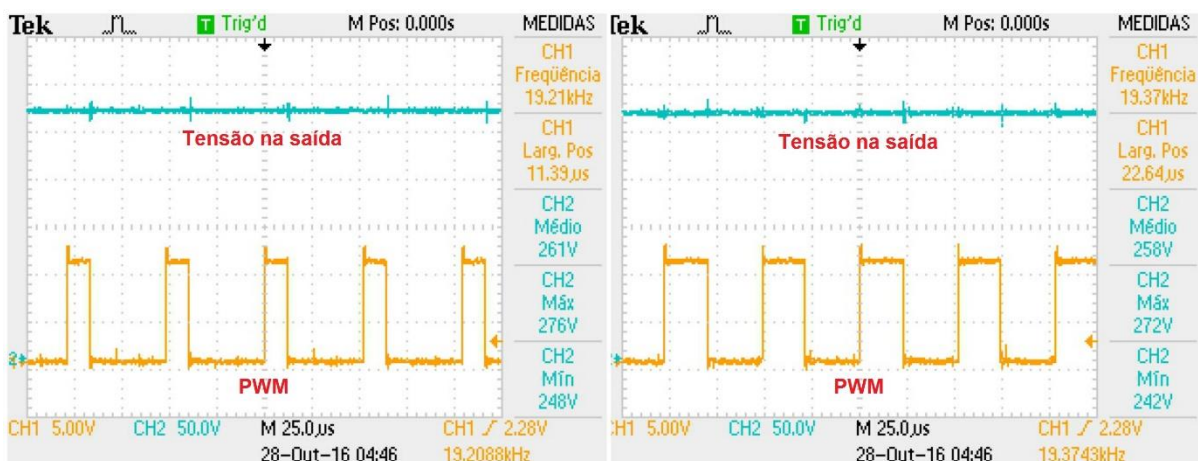


Figura 56 – Resposta do conversor ao elevar a potência da saída

Fonte: Autoria própria.

E como última análise, observou-se a correção do controle, após uma entrada em degrau, acréscimo da carga para 60 W e saída em degrau, redução da carga novamente para 30 W.

Para o acréscimo espera-se que haja uma pequena redução no nível de tensão e correção até a estabilização, em controle, esta estabilização a variação da carga é conhecida como *overshoot*, e há um tempo para estabilização até retornar ao valor nominal, como pode-se observar, na figura 57, houve uma pequena variação que durou quase 50 ms, e uma queda de tensão de aproximadamente 6 V.



Figura 57 – Resposta do conversor a entrada de carga a degrau

Fonte: Autoria própria.

Na redução da carga, de 60 W para 30 W, observou-se um pico de tensão de aproximadamente 7 V (6,3 % do valor médio) e um tempo de estabilização de aproximadamente 25 ms, conforme figura 58.



Figura 58 – Resposta do conversor a saída de carga a degrau

Fonte: Autoria própria.

As figuras 57 e 58, demonstraram que houve uma boa resposta do controle para correção de transientes, obtendo um tempo de estabilização relativamente curto para os níveis de potência estudados, com valores em milissegundos e picos de tensão pequenos quando comparados com o valor nominal do conversor, mantendo o nível de tensão em 260 V na saída.

5. CONCLUSÃO

Durante o desenvolvimento do trabalho observou-se a variedade de campos de atuação da eletrônica de potência, assim como sua importância, com o aumento do uso de fontes alternativas, como painéis fotovoltaicos, aerogeradores e novos dispositivos elétricos, cresce também o uso de conversores CC-CC para o processamento de potência, sendo portanto um estudo relevante, busca-se alto rendimento, confiabilidade, corrente de saída estável, entre outras características. Técnicas que são adquiridas ao estudar a dinâmica de conversores estáticos.

Este trabalho demonstrou o estudo, reprodução e análise de um conversor duplo-*forward* aplicado em um *no-break*, tendo como função substituir um transformador atuando em baixas frequências (frequência da rede 60 Hz). Devido alguns empecilhos, e características construtivas não foi possível conferir a atuação do conversor na potência que foi projetado, porém foi possível conferir sua funcionalidade e sua resposta em malha aberta e em malha fechada e sua resposta a variação da carga, obtendo um tempo pequeno para reestabelecer o valor da saída e com uma pequena variação de tensão. Tendo uma boa resposta diante dos valores de entrada e saída. Conforme conferido com a literatura, para média e alta potência, o uso do conversor *forward* é o mais indicado, utilizando de técnicas que visam a redução de estresse como o uso do paralelismo de semicondutores e de conversores, foi essencial para manter a integridade do projeto em questão e realizar o processamento de potência para aplicação do conversor. Como pode-se observar conversores são dispositivos não lineares que drenam correntes distorcidas, sendo necessário, estudos posteriores para melhorar a QEE.

Vale ressaltar que a tensão de 24 V (na entrada) simula o nível de tensão de duas baterias dispostas em série, mesmo com níveis de potência abaixo do valor de projeto, obteve-se um bom rendimento, podendo ser considerado como sugestão para posterioridade o estudo com níveis maiores de potência.

O conversor e os componentes comprados durante a realização do trabalho serão disponibilizados para a UTFPR campus Campo Mourão, o conversor na forma de unidade didática para a disciplina de eletrônica de potência e os componentes para os discentes utilizarem nas diversas disciplinas do curso.

Sugestões para trabalhos futuros:

- Teste com carga maior até o valor nominal;
- Estudo com controle com compensação em corrente e tensão;
- Estudar o comportamento do conversor com os diversos módulos do *no-break* estudado, demais unidades funcionais;
- Implementar no projeto, conexões para estudar as formas de onda de corrente do conversor;
- Realizar o estudo com controle digital.

6. REFERÊNCIAS

ANDRADE, Alexandre M. **Análise, desenvolvimento e projeto de um conversor duplo forward ZCS com ressonância dupla para aplicação em fontes chaveadas isoladas**. 2012. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Uberlândia (UFU). Uberlândia.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 15014**: Conversor a Semicondutor – Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (no-break) – Terminologia. Rio de Janeiro, 2004.

BADIN, Alceu André. **Fonte de Alimentação de um tubo de raios X para diagnósticos odontológicos**. 2004. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Florianópolis.

BARBI, Ivo. **Analysis and Design of a forward converter**. Relatório Final de Projeto – École Navale. 2006. Universidade Federal de Santa Catarina. (UFSC). Florianópolis

BARBI, Ivo. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 3ª edição. Florianópolis, Edição do Autor, 2008.

BASCOPE, René P. T. **Conversor CC-CC ZVS-PWM Duplo Forward com Acoplamento Magnético**. 2000. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Florianópolis.

BONALDO, Jakson P. **Eletrônica de Potência**. Notas de Aula UTFPR. Campo Mourão.

BROLIN, Leandro C. **Controle I**. Notas de Aula UTFPR. Campo Mourão.

DECKMANN, Sigmar Maurer; POMILIO, José Antenor. **Avaliação da Qualidade da Energia Elétrica**. Notas de Aula Unicamp. Disponível em:
< <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/qualidade/a1.pdf> > Acesso em 16 de abril de 2015.

FERREIRA, André L. B. **UPS de 5 kVA, tipo *Passive Stand-by* com integração de painéis solares**. 2009. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual de Londrina (UEL). Londrina.

FERREIRA, Daniel L. **Conversor Push-Pull modificado baseado na célula de comutação de três estados**. 2010. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Ceará (UFC). Fortaleza.

HART, Daniel W.; **Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre. AMGH editora, 2012.

MELLO, Luiz Fernando Pereira. **Projeto de fontes chaveadas: Teoria e prática**. São Paulo. Editora Érica. 2011.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**. São Paulo. Pearson Prentice Hall. 2003

PADILHA, Felipe J. C. **Topologias de conversores CC-CC não isolados com saídas simétricas para sistemas fotovoltaicos**. 2011. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ). Rio de Janeiro

PERIUS, Felipe. **Topologia de Nobreak**. Artigo técnico LogMaster. Disponível em: <http://logmaster.com.br/novo/Downloads/Artigo_TOPOLOGIAS_DE_NOBREAK.pdf> Acesso em 04 de junho de 2015.

MOTOROLA, Inc. **SG3525 Datasheet**. Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/motorola/SG3525AN.pdf>> Acesso em: 8 maio de 2016.

POMILIO, José Antenor. **Eletrônica de Potência Cap. 6 – Conversores CC-CA como fontes de alimentação com frequência fixa**. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdffiles/eltpot/cap6.pdf>>

POMILIO, José Antenor. **Fontes Chaveadas Cap. 1 – Topologias Básicas de conversores CC-CC não isolados**. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdffiles/CAP1.pdf>>

POMILIO, José Antenor. **Fontes Chaveadas Cap. 2 – Topologias Básicas de conversores CC-CC com isolação**. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdffiles/CAP2.pdf>>

RASHID, Muhammed H. **Power Eletronics Handbook**. Butterworth-Heinemann, 2011.

SAMPAIO, Leonardo P. **Controle da injeção de potências ativas e reativas em inversor de Geração Distribuída conectado à rede distribuição em corrente alternada em baixa tensão, empregando LMI's com realimentação de estados e critérios de D-estabilidade**. 2013. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual Paulista (UNESP). Ilha Solteira.

SCHIAVON, Gilson J. **No-Break 1.2 kVA, Senoidal Operando em Malha Fechada: Circuito de Potência, Circuito de Controle Analógico e Circuito de Controle digital com DSC**. 2007. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual de Londrina (UEL-Pr). Londrina, Paraná.

SWART, Jacobus W. **Semicondutores – Fundamentos, técnicas e aplicações**. Campinas, São Paulo. Editora Unicamp, 2008.

TORRES, Carla Gondim. **Conexão de transformadores de alta frequência para conversores CC-CC PWM de alta potência**. 2006. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Ceará (UFC). Fortaleza.

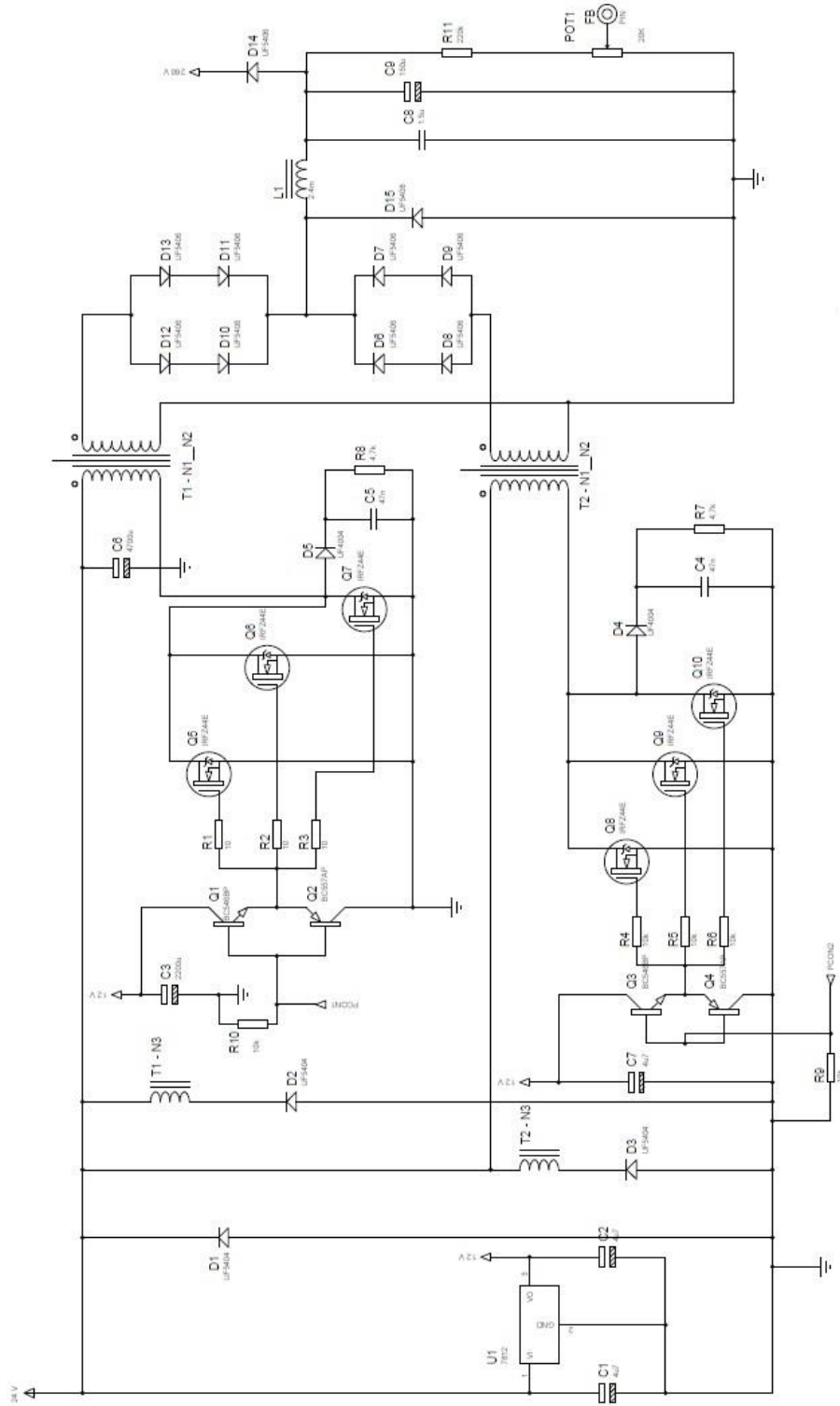
VISHAY, Inc. **Ultra Fast Plastic Rectifier – Datasheet**. Disponível em: <<http://www.vishay.com/docs/88755/uf4001.pdf>>. Acesso em 29 de junho de 2016.

VISHAY, Inc. **Power MOSFET IRFZ44 – Datasheet**. Disponível em: <<http://www.vishay.com/docs/88755/uf4001.pdf>>. Acesso em 29 de junho de 2016.

ANEXOS

ANEXO 1

ESQUEMÁTICO CONVERTOR DUPLO FORWARD



ANEXO 2

LISTA DE MATERIAL DO CONVERSOR

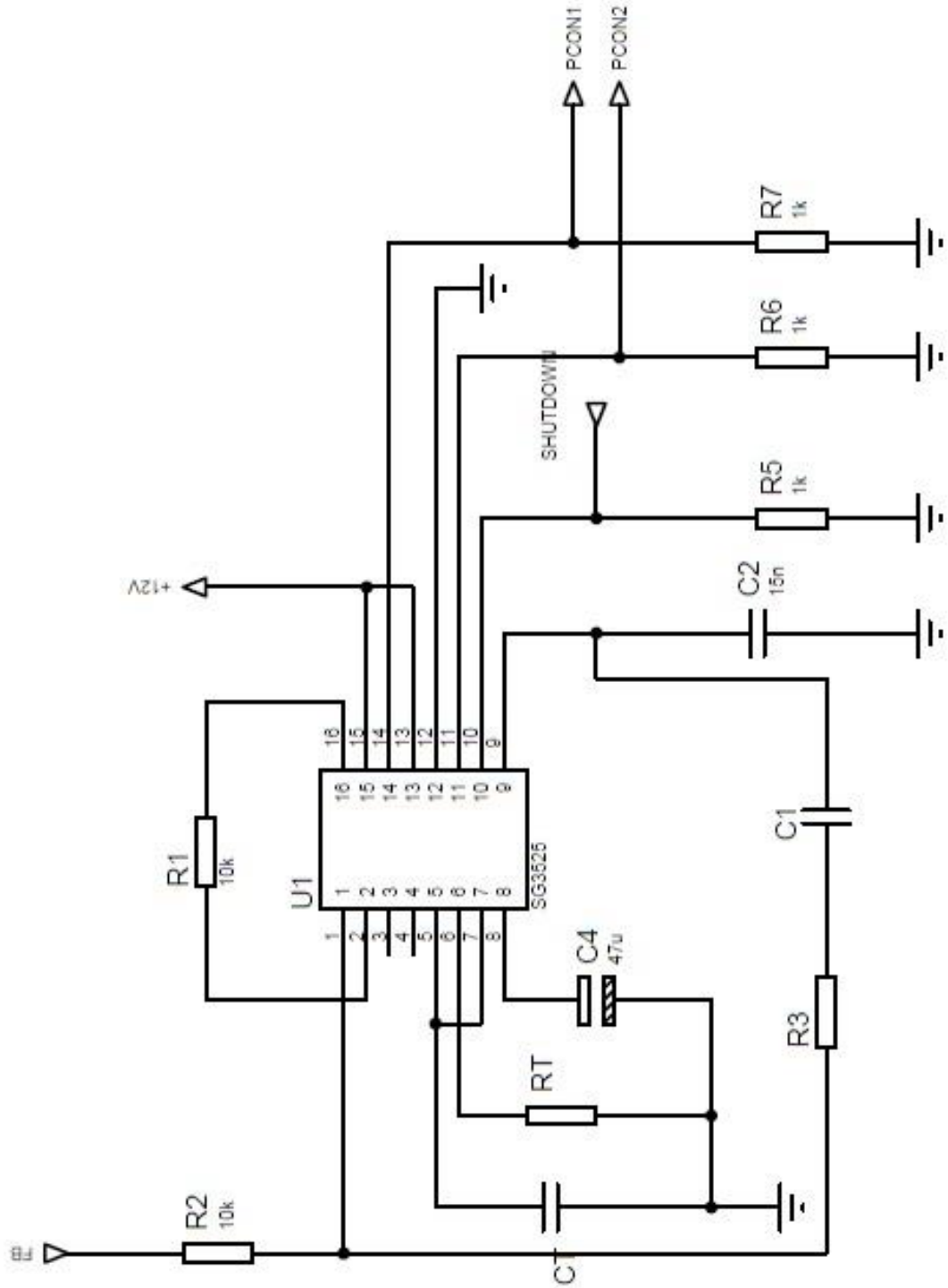
Tabela 6 – Lista de componentes do conversor

Quantidade	Componente	Descrição
Componentes Passivos		
2	C1-C2	Capacitor 47uF/35V
1	C3	Capacitor eletr. 2200uF/63V
2	C4 -C5	Capacitor cer. 47nF/400V
1	C6	Capacitor eletr. 4700uF/63V
1	C7	Capacitor eletr. 4,7uF/50V
1	C8	Capacitor polie. 1.5uF/400V
2	C9-C10	Capacitor eletr. 150uF/400V
3	R1-R3	Resistor 10Ω
5	R4-R6, R9-R10	Resistor 10kΩ
2	R7-R8	Resistor 4,7kΩ
1	R11	Resistor 220kΩ
1	POT1	Potenciômetro 20kΩ
Elementos magnéticos		
1	L1	Indutor 2,4mH
2	T1-T2	Transformador
Semicondutores		
3	D1-D3	Diodo UF5404
2	D4-D5	Diodo UF4004
10	D6-D15	UF5408
2	Q1 e Q3	Transistor BC546BP
2	Q2 e Q4	Transistor BC557AP
6	Q5-Q10	Transistor IRFZ44E
1	U1	LM 7812

Fonte: Autoria própria

ANEXO 3

ESQUEMÁTICO CIRCUITO DE CONTROLE – COMPENSADOR DE TENSÃO



ANEXO 4

LISTA DE MATERIAL DO CIRCUITO DE CONTROLE – COMPENSADOR DE TENSÃO

Tabela 7 – Lista de componentes circuito de controle

Quantidade	Componente	Descrição
1	C1	Capacitor pol. 200nF
1	C2	Capacitor pol. 15nF
1	C4	Capacitor elet 47uF
1	CT	Capacitor pol. 33nF
1	RT	Resistor 1k Ω
2	R1-R2	Resistor 10k Ω
1	R3	Resistor 100k Ω
3	R5-R7	Resistor 1k Ω
1	U1	Circuito integrado SG

3525

Fonte: Autoria própria