

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**GUSTAVO NELSON GAWLAK PEREIRA
HUESLEN FELIPE DA SILVEIRA DA FONSECA**

**PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UMA SONDA DE CORRENTE MONOFÁSICA
CA/CC, COMPATÍVEL COM OS MODELOS DE OSCILOSCÓPIOS DISPONÍVEIS
NOS LABORATÓRIOS DA UTFPR – CAMPUS CURITIBA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA

2020

**GUSTAVO NELSON GAWLAK PEREIRA
HUESLEN FELIPE DA SILVEIRA DA FONSECA**

**PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UMA SONDA DE CORRENTE MONOFÁSICA
CA/CC, COMPATÍVEL COM OS MODELOS DE OSCILOSCÓPIOS DISPONÍVEIS
NOS LABORATÓRIOS DA UTFPR – CAMPUS CURITIBA**

Trabalho de conclusão do curso de Graduação em Engenharia Elétrica apresentado à disciplina de Trabalho de conclusão de curso 2, do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) como requisito para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Bruno Akihiro Tanno
Iamamura
Co-orientador: Prof. Me. Daniel Gustavo
Castellain

CURITIBA

2020

**Gustavo Nelson Gawlak Pereira
Hueslen Felipe da Silveira da Fonseca**

**PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UMA SONDA DE CORRENTE MONOFÁSICA CA/CC,
COMPATÍVEL COM OS MODELOS DE OSCILOSCÓPIOS DISPONÍVEIS NOS
LABORATÓRIOS DA UTFPR – CAMPUS CURITIBA**

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro Eletricista, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 01 de dezembro de 2020.

Prof. Antonio Carlos Pinho, Dr.
Coordenador de Curso
Engenharia Elétrica

Profa. Annemarle Gehrke Castagna, Mestre
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

Bruno Akihiro Tanno Iamamura, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

Daniel Gustavo Castellain, Me.
Universidade do Estado de Santa Catarina
Co-orientador

BANCA EXAMINADORA

Bruno Akihiro Tanno Iamamura, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

Daniel Gustavo Castellain, Me.
Universidade do Estado de Santa Catarina
Co-orientador

Amauri Amorin Assef
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Fabiano Magrin
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica.

AGRADECIMENTOS

Com o presente trabalho é encerrado um importante ciclo de aprendizagem e desenvolvimento pessoal que foi o curso de Engenharia Elétrica, temos muito a agradecer a todos que fizeram parte dessa jornada. Gostaríamos de agradecer a família, amigos, colegas e professores por todo o apoio e aprendizado adquirido nesse período. Foram muitos momentos de felicidade, companheirismo, dedicação e trabalho duro que resultaram em muitas conquistas, a todos que fizeram partes desses momentos fica a nossa eterna gratidão.

RESUMO

PEREIRA, Gustavo Nelson Gawlak e DA FONSECA, Hueslen Felipe da Silveira. **Projeto e construção de uma sonda de corrente monofásica CA/CC, compatível com os modelos de osciloscópios disponíveis nos laboratórios da UTFPR – campus Curitiba.** 2020. 115 f. Trabalho de conclusão de Curso (Graduação – Curso de Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2020.

Este trabalho trata sobre os aspectos construtivos de uma sonda de corrente monofásica CA/CC compatível com os modelos de osciloscópios disponíveis nos laboratórios da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, no campus Curitiba. O trabalho é fruto da necessidade do equipamento em aulas laboratoriais, que em virtude do alto custo de aquisição não estava disponível para uso nos laboratórios da UTFPR. Inicialmente o trabalho acadêmico aborda os aspectos teóricos para desenvolvimento de cada etapa do projeto da sonda de corrente, que é composta dos seguintes circuitos: Retificador, Conversor *Flyback*, Medição, Controle e Condicionamento do Sinal. Na etapa de projeto foram dimensionados os componentes do circuito e, em seguida, realizadas as simulações com objetivo de validar o circuito projetado. Posteriormente foi executada a etapa de construção e teste do protótipo, na qual foi verificada alguns erros de projeto que necessitaram de ações corretivas. Após verificar o correto funcionamento do protótipo, seguiu-se para a etapa de ensaio, que consistiu em comparar as formas de onda da corrente obtidas pela sonda construída com sonda comercial. Apesar do resultado não estar totalmente de acordo com o esperado, devido ao alto grau de ruído e baixa qualidade do sinal, o protótipo construído mostrou-se promissor e viável, uma vez que o custo de construção foi significativamente inferior ao custo de aquisição da sonda comercial.

Palavra-chave: Conversores, *Flyback*, *Snubber*, Retificador Onda Completa, Unidade de Controle, Efeito Hall, Transdutor de corrente, Sonda de Corrente.

ABSTRACT

PEREIRA, Gustavo Nelson Gawlak e DA FONSECA, Hueslen Felipe da Silveira. **Design and construction of a single-phase AC/DC current probe, compatible with the oscilloscope models available in UTFPR laboratories - campus Curitiba.** 2020. 115 f. Trabalho de conclusão de Curso (Graduação – Curso de Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2020.

This work deals with the constructive aspects of a single-phase AC/DC current probe compatible with the oscilloscope models available in the laboratories of the Federal Technological University of Paraná, on Curitiba campus. The work is the result of the need to use equipment in laboratory classes, which due to the high cost of acquisition is not available for use in UTFPR laboratories. Initially, the academic work addresses the theoretical aspects for the development of each stage of the current probe design, which is composed of the following circuits: Rectifier, Flyback Converter, Measurement, Control and Signal Conditioning. In the design stage, the circuit components were dimensioned and then simulated in order to validate the designed circuit. Subsequently, the prototype construction and test stage were accomplished, in which some design errors were verified and required corrective actions. To verify the correct functioning of the prototype, proceed to the test step, which consisted of comparing the current waveforms of the current obtained by the probe built and the commercial probe. Although the result is not entirely in line with expectations, due to the high degree of noise and low signal quality, the prototype built was promising and viable, since the construction cost was lower than the cost of acquiring a commercial probe.

Keywords: Converter, *Flyback*, *Snubber*, Full Wave Rectifier, Control Unit, Hall Effect, Current Transducer, Current Probe.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Representação dos circuitos que compõem a sonda de corrente em diagrama de blocos....	20
Figura 2 – Topologia circuito retificador monofásico de onda completa.	21
Figura 3 – Forma de onda de tensão (V_c) no capacitor.....	21
Figura 4 – Circuito de chaveamento.	22
Figura 5 – Formato de onda da tensão de chaveamento.....	23
Figura 6 – Estratégia de modulação PWM para conversores estáticos CC-CC.	24
Figura 7 – Modulação por largura de pulsos (PWM).....	24
Figura 8 – Topologia circuito Conversor <i>Buck-Boost</i> 1ª etapa de funcionamento.....	25
Figura 9 – Topologia circuito Conversor <i>Buck-Boost</i> 2ª etapa de funcionamento.....	26
Figura 10 – Formas de onda conversor <i>Buck-Boost</i> modo descontínuo.....	26
Figura 11 – Topologia conversor <i>Flyback</i>	28
Figura 12 – 1ª etapa de funcionamento do conversor <i>Flyback</i> no modo de condução descontínua.	28
Figura 13 – Formas de onda para a primeira 1ª etapa de funcionamento.....	29
Figura 14 – 2ª etapa de funcionamento do conversor <i>Flyback</i> no modo de condução descontínua.	30
Figura 15 – Formas de onda para a primeira 2ª etapa de funcionamento.....	30
Figura 16 – 3ª etapa de funcionamento do conversor <i>Flyback</i> no modo de condução descontínua.	31
Figura 17 – Formas de onda para a primeira 3ª etapa de funcionamento.....	31
Figura 18 – Efeito Hall.....	33
Figura 19 – Amplificador Operacional Padrão.	34
Figura 20 – Amplificador Operacional de Ganho não inversor.	34
Figura 21 – Corrente de polarização.	35
Figura 22 – Topologia Padrão <i>Flyback</i>	36
Figura 23 – Topologia <i>Flyback</i> com Circuito Snubber paralelo a chave.	37
Figura 24 – Comparação do transitório com o circuito snubber.	37
Figura 25 – Topologia <i>Flyback</i> com Circuito Grampeador RCD paralelo com o primário.....	38
Figura 26 – Atenuação da sobretensão.....	38
Figura 27 – Gráfico de Perdas x Frequência para IP6.....	50
Figura 28 – Gráfico de Perdas x Frequência para IP12R.....	50
Figura 29 – Esquemático do Transdutor de Corrente.....	51
Figura 30 – Amplificador operacional do tipo buffer.	52
Figura 31 – Esquemático do Circuito de controle.....	53
Figura 32 – Diagrama do controle.....	54
Figura 33 – Arranjo dos Resistores de Ganho Circuito de Controle.....	55
Figura 34 – Diagrama de Bode.	56
Figura 35 – Parâmetros para determinação de C_t e R_t	57
Figura 36 – Projeto do Circuito <i>Flyback</i>	59
Figura 37 – Razão Cíclica Projeto <i>Flyback</i>	60
Figura 38 – Formas de onda Retificador de Onda Completa.	61
Figura 39 – Formas de onda Razão Cíclica.....	62
Figura 40 – Formas de onda nas saídas do conversor.	63
Figura 41 – Formas de onda Retificador de Onda Completa simulação 2.....	63
Figura 42 – Formas de onda nas saídas do conversor simulação 2.....	64
Figura 43 – Formas de onda nas saídas do conversor simulação 2.....	64
Figura 44 – Variação na tensão de saída.	65
Figura 45 – Simulação variação na tensão de entrada (rede).	66
Figura 46 – Simulação variação da carga.....	67
Figura 47 – Simulação variação da tensão de referência.	67
Figura 48 – Segunda simulação variação da tensão de referência.	68

Figura 49 – Esquemático do Projeto.	70
Figura 50 – Layout das ligações e malhas do projeto.	71
Figura 51 – Layout final da placa.....	71
Figura 52 – Placa fabricada.....	72
Figura 53 – Protótipo Final.	72
Figura 54 – Esquemático revisado do projeto.	74
Figura 55 – Resultados teste sem regulador de tensão.....	75
Figura 56 – Resultados teste com regulador de tensão.	76
Figura 57 – Foto do ensaio laboratorial.....	77
Figura 58 – Resultados do ensaio alimentação 50 V.....	78
Figura 59 – Resultados do ensaio alimentação 100 V.....	79
Figura 60 – Resultados do ensaio alimentação 150 V.....	80
Figura 61 – Resultados do ensaio alimentação 162V.....	81

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações do Conversor.....	39
Tabela 2 – Especificações do Conversor CC-CC.....	41
Tabela 3 – Esforços no IGBT.....	43
Tabela 4 – Esforços no Diodo.....	45
Tabela 5 – Especificações do Transformador.....	46
Tabela 6 – Parâmetros efetivos do Núcleo NEE-28/10/11.....	47
Tabela 7 – Parâmetros do Controlador.....	56
Tabela 8 – Especificações Simulações.....	61
Tabela 9 – Resultados da Simulação de tensão de entrada mínima.....	69
Tabela 10 – Resultados da Simulação de tensão de entrada máxima.....	69
Tabela 11 – Consolidação resultados ensaios.....	82

LISTA DE SIGLAS

AC	<i>Alternating Current</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAELT	Departamento Acadêmico de Eletrotécnica
DC	<i>Direct Current</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
TCC 1	Trabalho de Conclusão de Curso 1
TCC 2	Trabalho de Conclusão de Curso 2
TJB	Transistor Bipolar de Junção
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
a	Relação de transformação utilizada para saída de 24 V	-
a1	Relação de transformação nominal mínima	-
a2	Relação de transformação nominal máxima	-
Co	Capacitância utilizada (valor comercial)	F
Co1	Capacitância nominal para tensão de entrada máxima	F
Co2	Capacitância nominal para tensão de entrada mínima	F
D_{max}	Razão Cíclica Máxima	-
D_{min}	Razão Cíclica Mínima	-
$D_{nom_{max}}$	Razão cíclica nominal máxima	-
$D_{nom_{min}}$	Razão cíclica nominal mínima	-
fs	Frequência de Chaveamento	Hz
$IDef_{max}$	Corrente eficaz máxima no diodo	A
$IDef_{min}$	Corrente eficaz mínima no diodo	A
ID_{max}	Corrente média máxima no diodo	A
ID_{min}	Corrente média mínima no diodo	A
IDp_{max}	Corrente de pico máxima no diodo	A
IDp_{min}	Corrente de pico mínima no diodo	A
$I_{in_{max}}$	Corrente de entrada máxima	A
$I_{in_{min}}$	Corrente de entrada mínima	A
ILm_{max}	Corrente máxima no indutor	A
ILm_{min}	Corrente mínima no indutor	A
Io	Corrente de saída	A
Io1	Corrente de saída 1	A
Io2	Corrente de saída 2	A
Io3	Corrente de saída 3	A
$ITef_{max}$	Corrente eficaz máxima no transistor	A
$ITef_{min}$	Corrente eficaz mínima no transistor	A
IT_{max}	Corrente média máxima no transistor	A
IT_{min}	Corrente média mínima no transistor	A
ITp_{max}	Corrente de pico máxima no transistor	A
ITp_{min}	Corrente de pico mínima no transistor	A
Lm	Indutância magnetizante	H
Lp_{min}	Indutância Crítica	H
η	Rendimento	-
Ns	Número de Saídas	-
$P_{in_{total}}$	Potência de entrada total	W

P_{o1}	Potência de Saída 1	W
P_{o2}	Potência de Saída 2	W
P_{o3}	Potência de Saída 3	W
$P_{o_{total}}$	Potência de Saída Total	W
Q_{max}	Ganho estático máximo	-
Q_{min}	Ganho estático mínimo	-
R_o	Resistência de saída	Ω
R_{o1}	Resistência de saída 1	Ω
R_{o2}	Resistência de saída 2	Ω
R_{o3}	Resistência de saída 3	Ω
T_s	Período de Chaveamento	s
$V_{D_{max}}$	Tensão máxima sobre o diodo	V
$V_{D_{min}}$	Tensão mínima sobre o diodo	V
$V_{in_{max}}$	Tensão de Entrada Máxima	V
$V_{in_{min}}$	Tensão de Entrada Mínima	V
V_o	Tensão de Saída	V
V_{o1}	Tensão de Saída 1	V
V_{o2}	Tensão de Saída 2	V
V_{o3}	Tensão de Saída 3	V
$V_{T_{max}}$	Tensão máxima sobre o transistor	V
$V_{T_{min}}$	Tensão mínima sobre o transistor	V
Δv_c	Ondulação de tensão no capacitor	V

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO	14
1.1	TEMA	14
1.2	DELIMITAÇÃO DO TEMA	15
1.3	PROBLEMAS E PREMISSAS	16
1.4	OBJETIVOS	17
1.4.1	OBJETIVO GERAL	17
1.4.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	17
1.5	JUSTIFICATIVA	17
1.6	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	18
1.7	ESTRUTURA DO TRABALHO	19
2	DESENVOLVIMENTO TEÓRICO DO CIRCUITO	20
2.1	RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA	20
2.2	CONVERSORES CC-CC	22
2.2.1	CONVERSORES ABAIXADORES – ELEVADORES (BUCK - BOOST)	25
2.2.2	CONVERSOR <i>FLYBACK</i> (BUCK-BOOST ISOLADO)	28
2.3	EFEITO HALL	32
2.4	CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO (GANHO)	33
2.5	CIRCUITO SNUBBER	36
3	DESENVOLVIMENTO DO PROJETO	39
3.1	RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA	39
3.2	ESCOLHA E PROJETO DO CONVERSOR	40
3.3	DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR	46
3.4	ESCOLHA DO TRANSDUTOR DE CORRENTE	51
3.5	CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO (GANHO)	52
3.6	CIRCUITO DE CONTROLE	53
4	SIMULAÇÕES	59
4.1	SIMULAÇÕES DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> EM REGIME PERMANENTE	59
4.1.1	SIMULAÇÃO COM TENSÃO DE ENTRADA MÍNIMA	61
4.1.2	SIMULAÇÃO COM TENSÃO DE ENTRADA MÁXIMA	63
4.2	SIMULAÇÕES TESTE DO CIRCUITO DE CONTROLE	65
4.2.1	SIMULAÇÃO VARIAÇÃO NA TENSÃO DE ENTRADA (REDE)	65
4.2.2	SIMULAÇÃO VARIAÇÃO DE CARGA	66
4.2.3	SIMULAÇÃO VARIAÇÃO NA TENSÃO DE REFERÊNCIA	67
4.3	ANÁLISE DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	68
5	FABRICAÇÃO E MONTAGEM DO PROTÓTIPO	70

5.1	ESQUEMÁTICO E <i>LAYOUT</i> DA PLACA	70
5.2	CONTRUÇÃO DO PROTÓTIPO	71
6	RESULTADOS E DISCUSSÕES	73
6.1	TESTE LABORATORIAIS.....	73
6.2	ENSAIOS LABORATORIAIS.....	77
6.3	CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS.....	82
7	CONCLUSÃO	83
7.1	SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS.....	85
	REFERÊNCIAS.....	86
	APÊNDICE A – TABELA DE COMPONENTES DO PROTÓTIPO	88
	APÊNDICE B – MEMORIAL DE CÁLCULO.....	91

1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será realizado uma breve introdução sobre o tema deste Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) e sua delimitação. No decorrer do mesmo também serão abordados os problemas e premissas que estimularam o desenvolvimento deste trabalho, assim como os objetivos que são esperados após a sua conclusão. Por fim, será discorrido sobre a justificativa, o motivo, da escolha do tema abordado neste trabalho, o procedimento metodológico, a maneira como será realizado o trabalho e a estrutura do TCC.

1.1 TEMA

Um das principais habilidades desenvolvidas pela ciência ao longo dos séculos foi a capacidade de medição, que pode ser definida como o processo de experimentalmente obter um ou mais valores quantitativos que razoavelmente podem ser atribuídos a uma quantidade (JCGM, 2008). Tal capacidade foi de extrema importância para a evolução do conhecimento, uma vez que a capacidade da medição e detecção auxilia a compreensão dos fenômenos físicos, especialmente nos casos em que a observação do fenômeno não é intuitiva.

Em 1820, durante uma palestra, Hans Christian Oersted colocou uma bússola próximo a um fio e notou que à medida que corrente elétrica passou a circular pelo fio a agulha da bússola sofreu um deslocamento. E, assim que a corrente elétrica parava de circular pelo fio sua posição voltava para a inicial, relacionando, assim, a eletricidade com magnetismo (KEITHLEY, 1999). O fenômeno observado por Oersted tinha, na época, uma conclusão pouco intuitiva e se Oersted não dispusesse de um equipamento, no caso a bússola, para observar a manifestação do fenômeno, seria extremamente complicado a compreensão de umas das leis mais importantes da física.

A construção de equipamentos que permitem a aferição de valores de um determinado evento físico assim como a determinação de procedimentos de como aferi-los foi fator relevante para o avanço da ciência e tecnologia. Ao longo do tempo foram criados diversos dispositivos e métodos de aferição de grandezas elétricas. Entre os principais podem-se citar: galvanômetro, voltímetros, amperímetros, multímetros e osciloscópios.

O galvanômetro é um dos primeiros instrumentos para medição de grandezas elétricas. Ele é um dispositivo eletromecânico capaz de medir corrente e se baseia no fenômeno observado por Oersted. A interação entre o campo magnético produzido pela corrente elétrica que circula por um condutor e o campo magnético gerado por um ímã resulta em uma força que

desloca o ponteiro do instrumento. O galvanômetro foi a base para a construção do voltímetro e amperímetro capazes de medir tensão e corrente contínua. Resumidamente, ao adicionar resistores em paralelo, no caso do amperímetro, ou em série, voltímetro, com o galvanômetro é possível determinar os valores de corrente e tensão através das simples equações do circuito.

Os multímetros podem ser considerados um dos equipamentos de medição mais versáteis e úteis, em geral pode ser utilizado para medir diversas grandezas elétricas como tensão, corrente e resistência. Inclusive alguns modelos são capazes de medir outras grandezas como capacitância, indutância, temperatura e frequência. A primeira patente para o multímetro foi feita em 1922 por Donald Macadie que nomeou sua invenção como “Instrumento de Medição Elétrica”, o qual tinha capacidade de medir corrente e tensão em modo contínuo e resistência (FERRERO, et al., 2004). O avanço da eletrônica digital impulsionou a criação de diversos modelos de multímetros digitais que hoje são facilmente encontrados no mercado.

Embora se possa pensar que o osciloscópio seja um instrumento novo, o osciloscópio de raio catódico foi criado no final do século dezanove. No início do século do século vinte a precisão do tempo foi incrementada, e o período da Segunda Guerra Mundial impulsionou ainda mais o desenvolvimento deste equipamento pela necessidade de melhores comunicações e radares (FERRERO, et al., 2004).

Em 1970 foi lançado o osciloscópio digital, um instrumento que tem a capacidade de através do sinal de entrada ilustrar o formato de onda do sinal, ou seja, o comportamento gráfico do fenômeno observado através do tempo. Segundo Ferrero et al., “com a ajuda de diferentes transdutores ou sensores, praticamente, qualquer fenômeno físico pode ser mensurado”. (FERRERO, et al., 2004).

1.2 DELIMITAÇÃO DO TEMA

A medição de corrente em circuito geralmente ocorre por meio do uso de um amperímetro, ou por multímetro atuando como amperímetro. Para tal é necessário interromper o circuito e inserir o instrumento de medição em série com o componente em que se deseja verificar o valor da corrente. Já no processo de medição de tensão o equipamento deve ser colocado em paralelo com componentes do circuito, sob qual se deseja obter o valor de tensão. O osciloscópio pode ser utilizado da mesma maneira que o multímetro/voltímetro para verificação do formato de onda de tensão em circuito, uma vez que o sinal de entrada recebido pelo osciloscópio, independente do fenômeno físico a ser observado, sempre é um sinal de

tensão. No caso em que se deseja obter o formato de tensão em um circuito basta inserir as pontas de provas passivas em paralelo com parte do circuito em que é desejado a forma de onda.

As pontas de provas que usualmente são usadas para obter a forma de onda da tensão são chamadas de “passivas”, já que possuem apenas componentes passivos e não precisam ser alimentados por uma fonte de energia (FERRERO, et al., 2004). Esse tipo de ponta de prova é facilmente encontrado no mercado e possuem um baixo custo. No entanto, o método utilizado para aferição da forma de corrente através do osciloscópio não pode ser o mesmo do utilizado pelo amperímetro.

Para conseguir utilizar um osciloscópio para verificar a forma de onda da corrente de um sinal alternado e contínuo, deve se utilizar uma ponta “ativa”. Esse tipo de ponta de prova requer um circuito de alimentação e possui sensor de efeito Hall, além de ter um custo de aquisição muito alto.

Neste estudo acadêmico foi projetado e construído uma sonda de corrente que seja compatível com os osciloscópios utilizados nos laboratórios do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da UTFPR, Campus Curitiba.

1.3 PROBLEMAS E PREMISSAS

Com base na grade curricular do ano de 2019, cerca de 53 disciplinas obrigatórias do curso de Engenharia Elétrica, aproximadamente, 32% das disciplinas envolvem práticas em laboratório. Isto evidencia a importância que a realização de testes e ensaios têm para a formação dos futuros profissionais, que em muitos casos tem seu primeiro contato com a profissão através das atividades práticas realizadas em laboratório. Logo, é interesse da instituição de ensino que seus alunos tenham a melhor experiência possível. Porém, a situação econômica do país e os altos custos para manter a estrutura de um laboratório acabam dificultando a aquisição de novos equipamentos.

Considerando a utilidade de uma sonda de corrente para a realização de ensaios em diversas matérias e seu alto custo de obtenção, é razoável procurar outras soluções, como a viabilização de sua construção. Para efeito de comparação, a última sonda de corrente adquirida pelo departamento em 18/02/2019 da marca Tektronix, modelo A622, medindo correntes alternada e contínua (CA/CC) até 100 kHz e 100 A de pico teve um custo de R\$3.790,00. Como, em geral, os valores dos principais componentes eletrônicos presentes em uma sonda de corrente são relativamente baixos a construção de equipamento que auxiliará na formação de diversos discentes se torna viável.

1.4 OBJETIVOS

1.4.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral é projetar e construir um protótipo de sonda de corrente monofásica CA/CC, que seja compatível com os modelos de osciloscópio disponíveis nos laboratórios da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Campus Curitiba.

1.4.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Projetar a sonda de corrente considerando algumas especificações básicas:

- Monofásica;
- Tensão de alimentação 90/240 V (CA);
- Alimentação com conversor isolado (*Flyback*);
- Deverá medir uma corrente de até 20 A;
- A sonda deve medir corrente CA/CC, por efeito Hall;
- Circuito amplificador, para ajuste de ganho;
- Deverá possuir proteção elétrica na entrada;
- Interruptor, para ligação do circuito;
- LED para indicação de alimentação;
- Conexão para circuito medição;
- Conexão BNC de 50 Ω para comunicação com o osciloscópio.

Verificar os custos finais do projeto e determinar as vantagens e desvantagens da construção do equipamento;

Realizar uma análise comparativa, entre a sonda construída e uma sonda disponível no mercado.

1.5 JUSTIFICATIVA

As atividades práticas, têm papel fundamental no processo de aprendizagem e capacitação profissional, em qualquer curso de engenharia. Sem o auxílio das mesmas, o entendimento de alguns conceitos específicos da área, se tornam praticamente inviáveis.

A utilização de bons equipamentos facilita a realização dos ensaios necessários e, conseqüentemente, torna um pouco mais simples a integração dos conceitos teóricos com o funcionamento prático. A falta desses equipamentos impossibilita a realização de alguns ensaios, ocasionando um déficit de aprendizado em disciplinas bases para a formação profissional.

Os professores responsáveis por disciplinas como: Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência, sentem a ausência de alguns equipamentos específicos para a realização de certas

atividades práticas. Um problema apresentado pelo Prof. Dr. Bruno Akihiro Tanno Iamamura (responsável pela disciplina de Máquinas Elétricas 3 e orientador do presente trabalho), foi a necessidade de um equipamento capaz de medir e verificar a forma de onda da corrente elétrica disponíveis no campus Curitiba da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

A proposta de TCC de projetar e construir tal equipamento, deve-se ao fato de que muitas vezes os equipamentos disponíveis no mercado, não atendem totalmente as especificações necessárias para os fins acadêmicos pretendidos. Outro fator crítico é o custo elevado dos mesmos.

Os benefícios trazidos para Universidade e os futuros alunos do curso de Engenharia Elétrica, foram outros fatores que induziram a escolha do tema do TCC. Entre eles é possível citar como principal: a disponibilização de um equipamento útil para os laboratórios com custo relativamente baixo para a universidade, facilitando as atividades práticas propostas pelos professores e, conseqüentemente, agregando um grande valor ao processo de aprendizado dos futuros alunos.

1.6 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Este trabalho foi realizado em cinco etapas: a primeira consiste em uma pesquisa de fontes bibliográficas referentes ao tema; a segunda no estudo do funcionamento de uma sonda de corrente; a terceira se refere a obtenção do circuito equivalente, a montagem do mesmo e realização de alguns ensaios para teste; já a quarta etapa é a construção final do equipamento e a realização dos ensaios específicos, na quinta e última etapa será realizada uma análise dos resultados obtidos e a comparação com uma sonda comercial.

A primeira etapa será a base de todo o trabalho, refere-se a revisão bibliográfica sobre as diferentes formas de medição da corrente elétrica (tanto CA como CC), sensores de efeito Hall e suas aplicações.

A segunda etapa, consiste em um aprofundamento na pesquisa sobre conversores, sensores de efeito Hall, seus princípios de funcionamento e materiais utilizados na construção.

Após a obtenção de uma base teórica, a terceira etapa terá início com a elaboração do circuito equivalente, simulações do circuito para verificar o funcionamento e a eficiência do equipamento.

Após todos os ajustes necessários, na quarta etapa será feita a construção final da sonda de corrente, além da coleta de dados através dos ensaios práticos.

A quinta e última etapa deste trabalho, consistirá em uma comparação entre uma sonda comercial e a sonda implementada na qual serão analisados aspectos como: custos, materiais, durabilidade, eficiência, entre outros.

1.7 ESTRUTURA DO TRABALHO

O Trabalho foi estruturado mediante a divisão de seis tópicos abordando da introdução a conclusão.

No capítulo 1, Introdução, o objetivo deste trabalho é apresentado, sendo discutido os problemas e as premissas que levaram ao desenvolvimento do projeto, além das justificativas para realizar uma pesquisa sobre o tema, sobre os métodos para construção do equipamento e dos respectivos resultados obtidos com o estudo.

No capítulo 2, há uma revisão bibliográfica apresentando um resumo sobre retificadores, conversores (*buck-boost* e *Flyback*), circuito *snubber* e princípio de funcionamento dos sensores de efeito Hall e suas aplicações, especificamente a aplicação na construção de sondas de corrente.

O capítulo 3 consiste no desenvolvimento do circuito, contemplando o projeto do retificador, conversor *Flyback*, transformador, escolha do sensor e o circuito de controle, que resultam no circuito completo do equipamento.

O capítulo 4 apresentara os dados obtidos através das simulações realizadas que validam o funcionamento teórico do projeto.

O capítulo 5 trata do esquemático do projeto realizado utilizando o *software* Protheus assim como a montagem da placa.

O capítulo 6 aborda as adequações realizadas no projeto e os testes e ensaios práticos realizados com a sonda construída e com a sonda comercial e seus resultados os resultados dos ensaios.

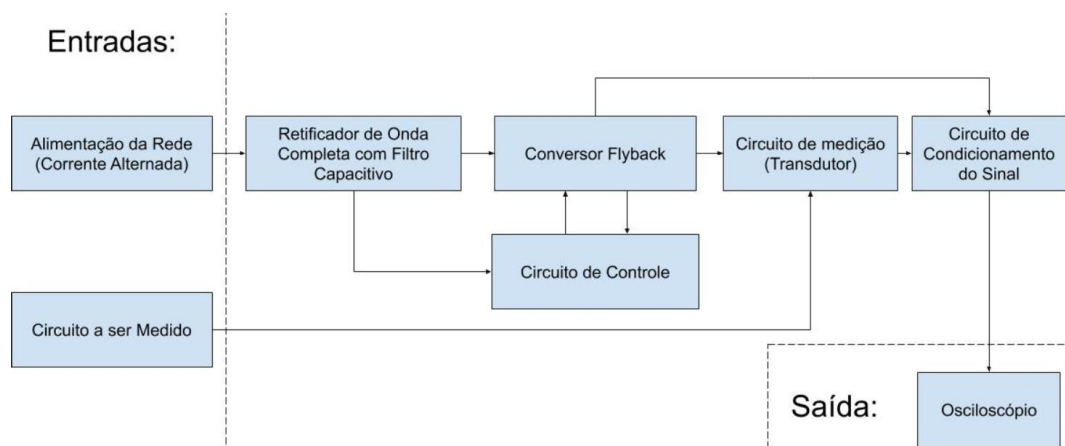
Já o capítulo 7, apresentará conclusão e as considerações finais deste trabalho.

E por fim a inserção de apêndices, anexos e referências bibliográficas.

2 DESENVOLVIMENTO TEÓRICO DO CIRCUITO

Este capítulo será destinado ao desenvolvimento da base teórica que irá possibilitar o desenvolvimento das equações de projeto que foram utilizadas na etapa de projeto dos componentes. Algumas topologias de circuitos que constituem a base do equipamento construído serão abordadas neste capítulo como: retificador monofásico de onda completa, conversores CC-CC do tipo BUCK-BOOST, *Flyback*, circuitos de ganho e *Snubber*. Também será realizada uma rápida abordagem sobre o funcionamento dos transdutores de corrente, que tem seu funcionamento baseado no efeito Hall. A Figura 1, é a representação do circuito da sonda de corrente no formato de diagrama de blocos, que possui como entradas a alimentação da rede e a corrente a ser medida. Já a saída, é o sinal de tensão equivalente ao nível de corrente elétrica do circuito medido que será mensurado pelo osciloscópio.

Figura 1 – Representação dos circuitos que compõem a sonda de corrente em diagrama de blocos.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

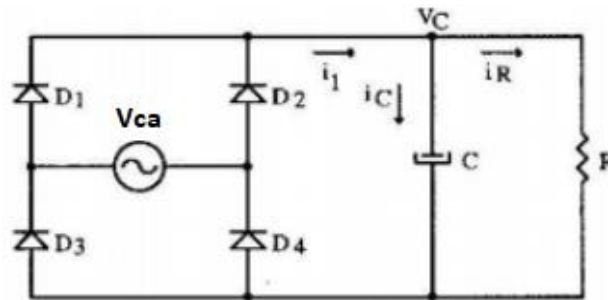
2.1 RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA

A primeira parte da sonda de corrente conforme ilustrado na Figura 1, é o circuito retificador, que basicamente realiza a conversão de energia CA/CC. O retificador monofásico de onda completa apresenta 4 diodos em conjunto com um filtro capacitivo na saída. Esse filtro capacitivo é necessário para que a forma de onda da tensão de saída do retificador seja aproximadamente constante. A consequência da utilização do filtro capacitivo é a elevada distorção harmônica total na corrente de entrada do retificador, por consequência há um baixo

fator de potência. Porém, sua relação custo-benefício, faz com que seja uma topologia muito utilizada (BARBI, 2006).

A Figura 2 apresenta a topologia do circuito retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo puro.

Figura 2 – Topologia circuito retificador monofásico de onda completa.

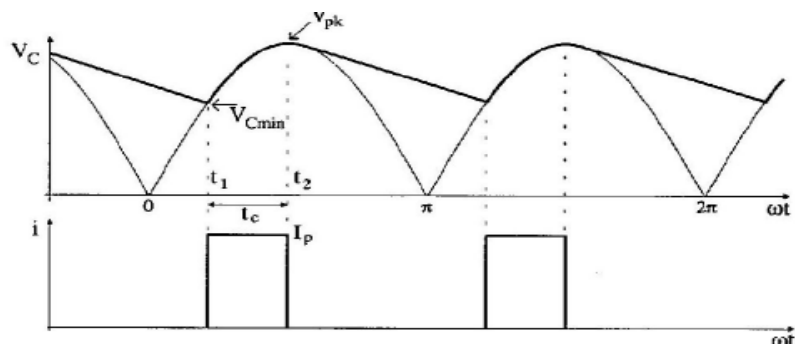


Fonte: Adaptado de BARBI, 2006 – Capítulo 1, pág. 19.

O retificador faz com que o sinal de tensão apresente um valor médio em sua saída, assim, a forma de onda senoidal da entrada torna-se praticamente retificada. O capacitor, em paralelo com a carga, utilizado para realizar a filtragem do sinal diminui a ondulação (*ripple*) de tensão na saída do retificador. Essa ondulação é a diferença entre a tensão de pico (V_{pk}) e a tensão mínima no capacitor (V_{Cmin}). A ondulação de tensão pode ser ajustada pelo valor da capacitância de saída, quanto maior esse valor menor será a ondulação.

Durante o período de condução dos diodos (t_c), o capacitor é carregado com o valor de pico da tensão de entrada, até que o valor de tensão da entrada seja menor que o valor de tensão no capacitor. Quando isso ocorre, os diodos entram em bloqueio e o capacitor passa a fornecer energia para a carga, esse processo ocorre até que novamente a tensão de entrada, se torne maior que o valor de tensão no capacitor (BARBI, 2006). Processo que pode ser observado nas formas de onda de tensão e corrente no capacitor, representadas na Figura 3.

Figura 3 – Forma de onda de tensão (V_c) no capacitor.



Fonte: BARBI, 2006, p. 9.

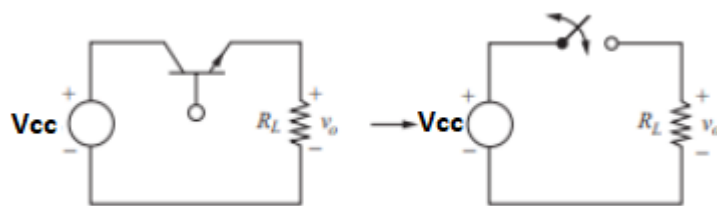
2.2 CONVERSORES CC-CC

Os conversores CC-CC, segundo circuito da sonda de corrente conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura 1, são de grande importância para o projeto deste TCC, e tem a funcionalidade de converter uma tensão CC de entrada, que no caso deste TCC será o nível de tensão da fonte retificada, em uma tensão também CC com uma amplitude diferente, podendo esta ser elevada ou diminuída. Há dois tipos básicos de conversores: abaixadores (*step-down* ou *Buck*), nos quais a tensão de saída é menor ou igual a tensão de entrada; e os conversores elevadores (*step-up* ou *Boost*), que possuem como característica a tensão de saída maior ou igual a tensão de entrada.

A conversão de energia pode ser obtida através de um circuito composto por um indutor, capacitor e um dispositivo que opere no modo de chaveamento em alta frequência, normalmente representado por uma chave “S”. Os dispositivos mais utilizados como chave são: transistor bipolar de junção (TJB), transistor de efeito de campo de semicondutor de óxido metálico (MOSFET), transistor bipolar de porta isolada (IGBT) e retificador controlado de silício (SCR).

É através do chaveamento do circuito em alta frequência que é feito o controle da tensão na saída do conversor. Na Figura 4, ilustra a topologia de um circuito no qual o transistor pode ser modelado por uma chave ideal.

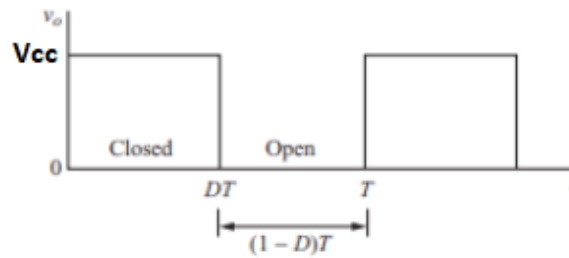
Figura 4 – Circuito de chaveamento.



Fonte: Adaptado de HART, 2011 – Capítulo. 6, pág. 197.

O circuito da Figura 4 pode ser analisado em dois momentos; no primeiro momento a chave está fechada assim a tensão sobre a carga é a mesma da fonte V_{cc} . Já no segundo momento a chave está aberta e a tensão sobre a carga é nula, o formato de onda de tensão sobre a carga é visto na Figura 5 (HART, 2011). O intervalo de tempo em que a chave está fechada tem a duração de DT e o intervalo de tempo em que a mesma está aberta é $(1-D)T$, em que T é o período de comutação e D é chamado de razão cíclica.

Figura 5 – Formato de onda da tensão de chaveamento.



Fonte: Adaptado de HART, 2011 - Capítulo 6, pág. 197.

A componente CC da tensão de saída é controlada ajustando a razão de cíclica D , que é a relação entre a quantidade de tempo que a chave está em condução e o período de chaveamento. A Eq. (1) representa a razão cíclica D em que f_s é a frequência de chaveamento, T_{on} o período em que a chave está aberta, T_{off} o período em que a chave está fechada e T é o período completo (HART, 2011).

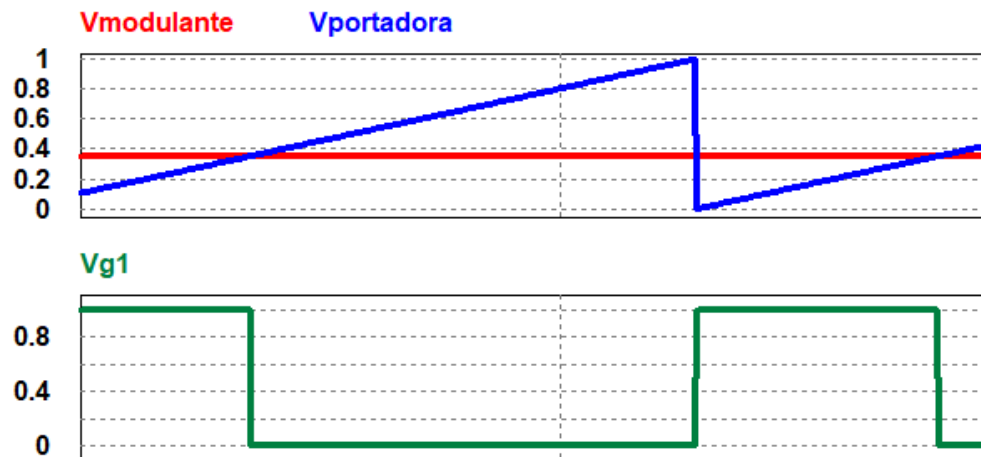
$$D = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{T_{on}}{T} = T_{on} \cdot f_s \quad (1)$$

Como já mencionado anteriormente, os conversores CC-CC são utilizados para a conversão de uma tensão CC fixa fornecida por uma fonte (V_{cc}), em uma tensão variável na saída (V_o). A tensão de saída V_o é dada através da Eq. (2) (HART, 2011).

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_{sd} dt = V_{cc} \cdot D \quad (2)$$

A técnica de modulação utilizada para o controlar o chaveamento dos transistores em conversores estáticos é a modulação por largura de pulso (*PWM-pulse-width modulation*). A modulação PWM funciona com base na variação da largura de pulso. Essa modulação é realizada através da comparação de um sinal portador em relação a um sinal modulante. O sinal portador é responsável por manter a frequência de chaveamento constante e o sinal modulante é responsável por modular o sinal de tensão da saída do conversor. Um exemplo da técnica de modulação PWM é apresentado na Figura 6, na qual o sinal portador é representado pelo sinal dente de serra e o sinal modulante é representado pelo por um sinal constante. O resultado da comparação entre os dois sinais gera o sinal de comando do transistor utilizado em um conversor estático CC-CC.

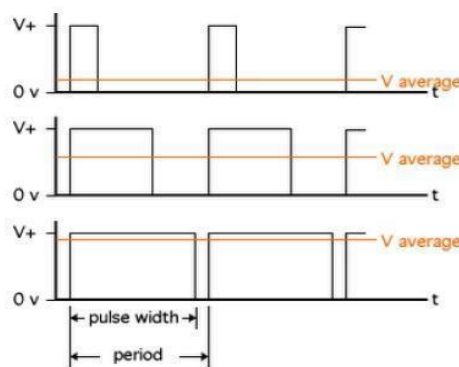
Figura 6 – Estratégia de modulação PWM para conversores estáticos CC-CC.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

A Figura 7 demonstra a variação das formas de onda, na qual é possível verificar que conforme há um aumento da razão cíclica o valor médio de tensão, representado por $V_{average}$ na imagem, também aumenta.

Figura 7 – Modulação por largura de pulsos (PWM).



Fonte: Apostila Eletrônica de Potência – IFRN, Prof. Jefferson Pereira da Silva.

No caso deste TCC, o controle da razão cíclica será realizado pelo circuito de controle, que deverá ler a tensão de saída do conversor e alterar a razão cíclica de acordo com o valor de referência. O circuito de controle será abordado em mais detalhes no item 3.6.

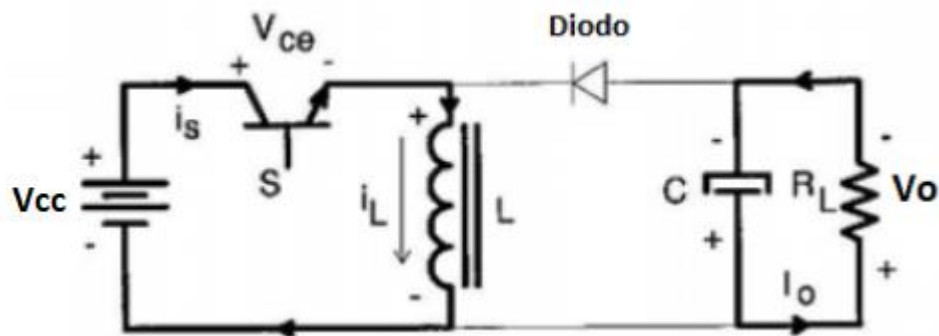
2.2.1 CONVERSORES ABAIXADORES – ELEVADORES (BUCK - BOOST)

Entre as diversas topologias de conversores existentes serão objeto de estudo para este trabalho os conversores *Buck-Boost* e uma das suas variações, o conversor *Flyback*. O conversor *Buck-Boost* tem como característica principal, a tensão de saída (V_o) ser menor ou maior que a tensão da fonte (V_{cc}), ou seja, pode funcionar tanto como abaixador de tensão ou como elevador de tensão.

O conversor *Buck-Boost* possui dois modos de operação, o modo de condução contínua e descontínua. No primeiro, a energia armazenada no indutor na forma de campo magnético nunca é descarregada completamente, ou seja, a corrente no indutor nunca será nula. Já no segundo modo de operação, a corrente no indutor será nula antes que complete o período de comutação. Neste trabalho será utilizado o conversor operando em modo descontínuo.

O conversor é analisado em duas etapas, no instante que a chave está fechada e quando a chave está aberta. Na Figura 8 está a topologia do circuito conversor *Buck-Boost*. Quando o interruptor S está fechado, primeira etapa, a energia da fonte de entrada V_{cc} é acumulada no indutor L , o *Diodo* está polarizado reversamente e a carga R_L é alimentada pelo capacitor C , que foi previamente carregado (BARBI, 2006).

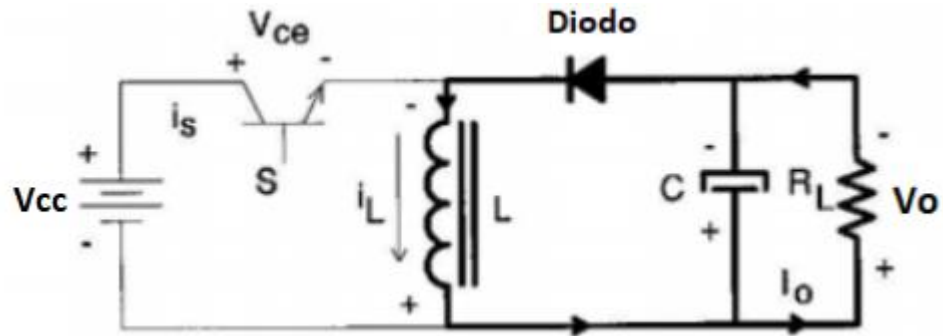
Figura 8 – Topologia circuito Conversor *Buck-Boost* 1ª etapa de funcionamento.



Fonte: Adaptado de BARBI, 2006 – Capítulo 1, pág. 57.

Quando o interruptor está aberto, segunda etapa, a energia acumulada no indutor L , na etapa de funcionamento anterior, é transferida ao capacitor C que está em paralelo com a carga R_L , uma vez que o *Diodo* se encontra em condução (BARBI, 2006). Este funcionamento está ilustrado na Figura 9.

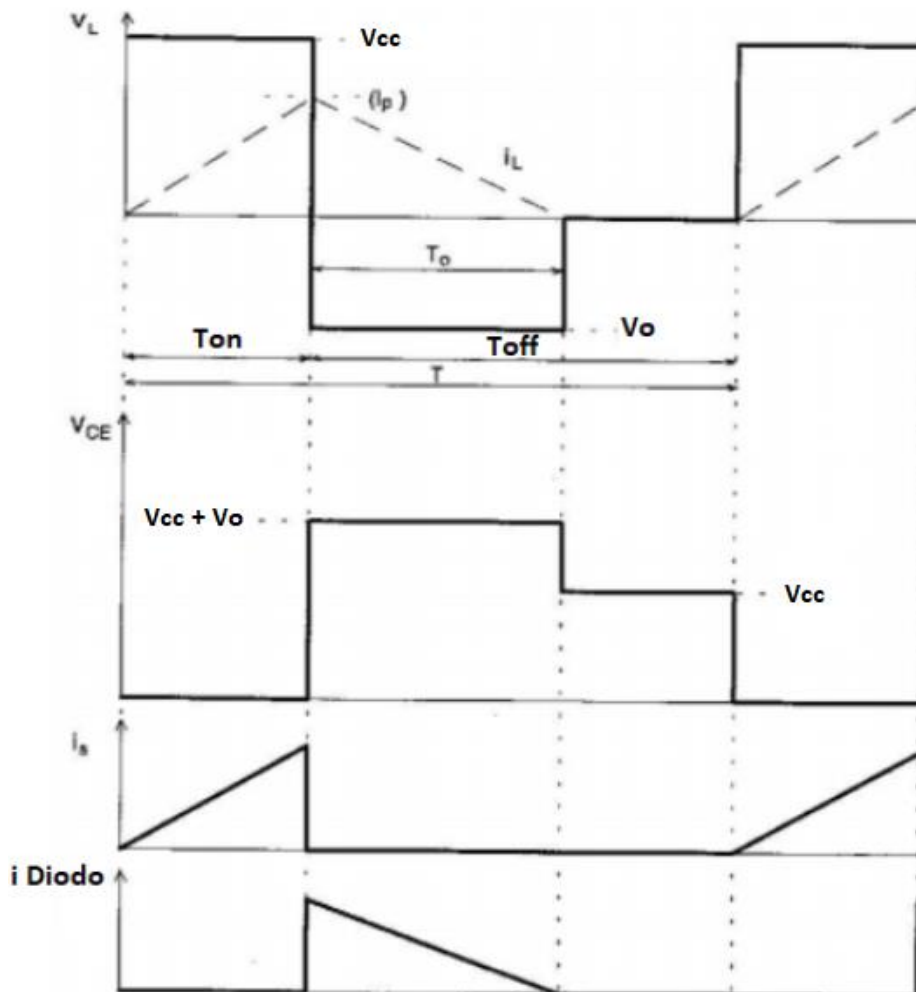
Figura 9 – Topologia circuito Conversor *Buck-Boost* 2ª etapa de funcionamento.



Fonte: Adaptado de BARBI, 2006 – Capítulo 1, pág. 57.

As formas de onda das duas etapas de funcionamento estão ilustradas na Figura 10. É possível observar que a corrente do indutor decresce até zero na segunda etapa de operação do conversor, e, é interessante observar também que a corrente no indutor é a soma das correntes que circulam na chave e no diodo.

Figura 10 – Formas de onda conversor *Buck-Boost* modo descontínuo.



Fonte: Adaptado de BARBI, 2006 – Capítulo 1, pág. 58.

A partir do estudo das formas de onda presente na Figura 10 é possível fazer a análise das grandezas envolvidas como a corrente de pico, razão cíclica máxima, tensão na carga e o cálculo do indutor.

A corrente de pico segundo Barbi, pode ser calculado conforme a Eq. (3):

$$I_p = \frac{V_{cc}}{L} \cdot T_{on} = \frac{V_{cc}}{L} \cdot D \cdot T = \frac{V_{cc} \cdot D}{f_s \cdot L} \quad (3)$$

Nas Eq. (4) e (5) estão as equações para obter as potências na primeira etapa, P_{on} , e na segunda etapa, P_{off} .

$$P_{on} = V_{cc} \cdot I_{onmed} = V_{cc} \cdot \frac{I_p \cdot T_{on}}{2 \cdot T} \quad (4)$$

$$P_{on} = P_{off} = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (5)$$

Relacionando as Eq. (4) e (5), é possível obter a relação entre a tensão de entrada V_{cc} e a tensão de saída V_o , Eq. (7) (BARBI, 2006).

$$V_o = \sqrt{\frac{R_L \cdot V_{cc}^2 \cdot T_{on}^2}{2 \cdot L \cdot T}} = V_{cc} \cdot T_{on} \cdot \sqrt{\frac{R_L \cdot f_s}{2 \cdot L}} \quad (6)$$

$$V_o = V_{cc} \cdot D \cdot \sqrt{\frac{R_L}{2 \cdot f \cdot L}} \quad (7)$$

Já a relação entre potência de entrada, P_{in} , e a potência de saída, P_{out} , está descrita na Eq. (8) em que μ é o rendimento (BARBI, 2006).

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\mu} = L \cdot f_s \cdot I_p^2 \cdot \frac{1}{2} \quad (8)$$

Antes determinar a indutância primeiro é necessário determinar a equação da razão cíclica máxima, Eq. (9) em na qual I_{pmax} é a corrente de pico máximo.

$$D_{max} = \frac{V_{cc} \cdot I_{pmax}}{f_s \cdot L} \quad (9)$$

Relacionando as Eq. (8) e (9) é possível determinar o valor da indutância:

$$L = \frac{1}{2} \frac{V_{cc}^2 \cdot D_{max}^2 \cdot \mu}{P_{out} \cdot f_s} \quad (10)$$

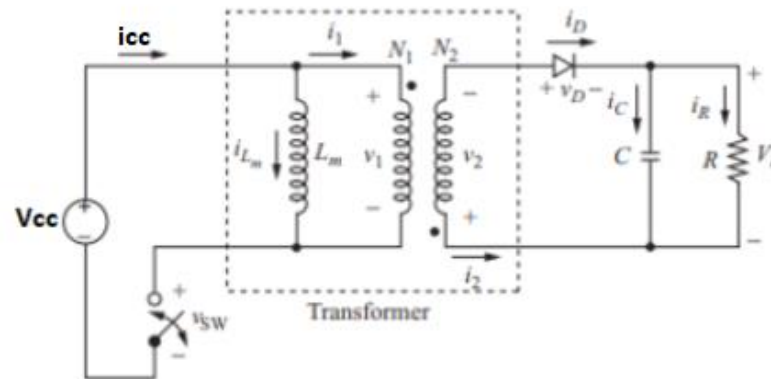
Segundo Barbi, a condição para assegurar a condução descontínua está na Eq. (11).

$$V_o > V_{cc} \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \quad (11)$$

2.2.2 CONVERSOR *FLYBACK* (BUCK-BOOST ISOLADO)

O conversor chamado de *Flyback* é o conversor *Buck-Boost*, já abordado anteriormente, com uma isolação entre as tensões de entrada V_{cc} e saída V_o . A topologia do circuito é mostrada na Figura 11.

Figura 11 – Topologia conversor *Flyback*.

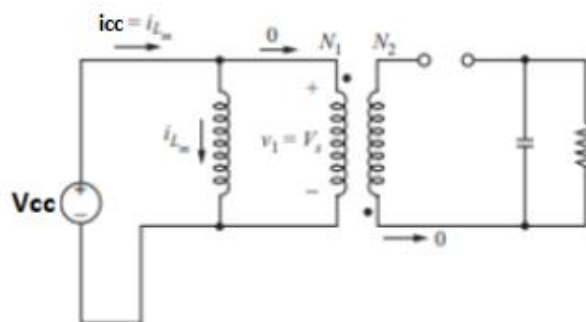


Fonte: Adaptado de HART, 2011 – Capítulo 7, pág. 267.

Os mesmos comentários realizados sobre o conversor *Buck-Boost* no item 2.2.1 e as duas maneiras de operação, contínua e descontínua, são válidas para o conversor *Flyback*, e, novamente a análise em condução descontínua é a mais aplicável para este estudo.

O conversor será analisado em três etapas: quando a chave está fechada, quando a chave está aberta e o momento em que a energia no indutor já foi totalmente descarregada. Na Figura 12 está a topologia do circuito conversor *Flyback* quando o interruptor está fechado.

Figura 12 – 1ª etapa de funcionamento do conversor *Flyback* no modo de condução descontínua.

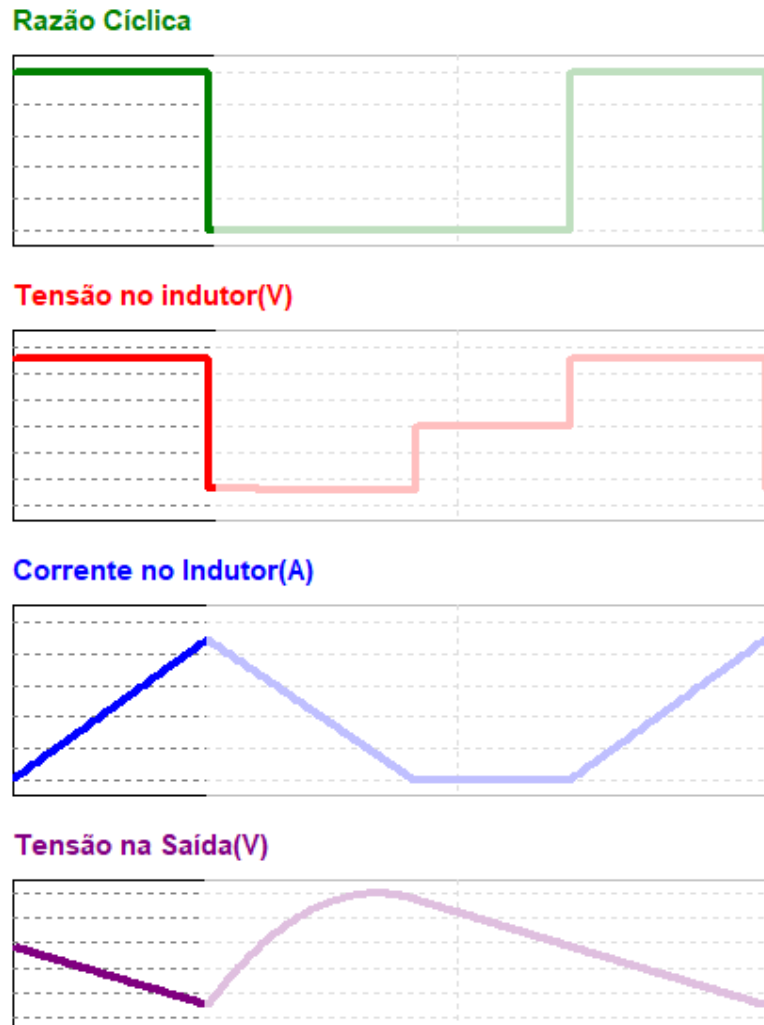


Fonte: Adaptado de HART, 2011 - Capítulo 7, pág. 268.

Considerando que o circuito opera em regime permanente, na primeira etapa de funcionamento a chave estará fechada, logo a energia da fonte será armazenada no indutor L_m .

O diodo estará polarizado reversamente, então a carga será alimentada pelo capacitor previamente carregado. O funcionamento da primeira etapa do conversor *Flyback* é muito similar ao funcionamento nesta mesma etapa do conversor *Buck-Boost*. As formas de onda na primeira etapa de funcionamento estão destacadas na Figura 13.

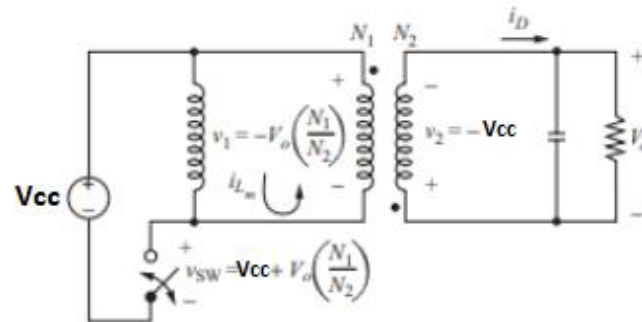
Figura 13 – Formas de onda para a primeira 1ª etapa de funcionamento.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

A Figura 14 ilustra a topologia do circuito conversor *Flyback*, na segunda etapa de funcionamento, quando a chave está fechada. Na segunda etapa de funcionamento, quando a chave está aberta, a energia acumulada no indutor L_m é transferida ao capacitor e a carga através do transformador, uma vez que o diodo está diretamente polarizado. Como o conversor está funcionando no modo descontinuo a corrente no indutor L_m decresce até zero antes do início do próximo período, ou seja, toda a energia acumulada no indutor na etapa anterior é descarregada. Esse efeito é ilustrado nas formas de onda da Figura 15.

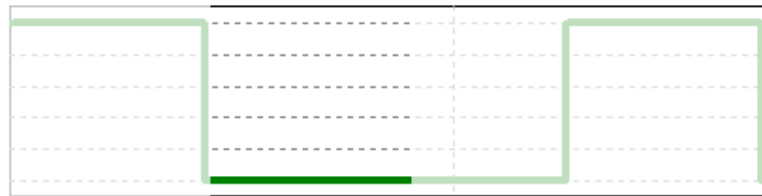
Figura 14 – 2ª etapa de funcionamento do conversor *Flyback* no modo de condução descontínua.



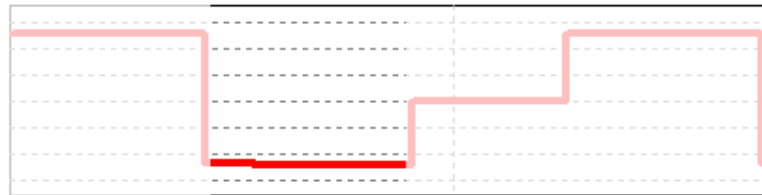
Fonte: Adaptado de HART, 2011 - Capítulo 7, pág. 268.

Figura 15 – Formas de onda para a primeira 2ª etapa de funcionamento.

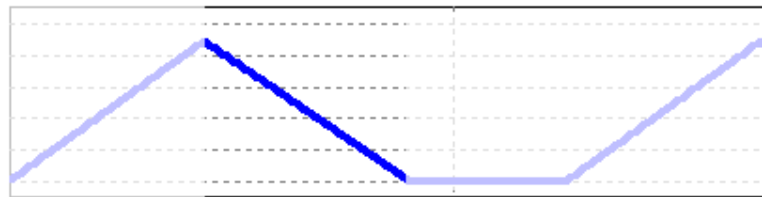
Razão Cíclica



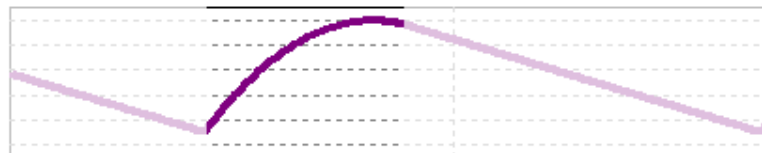
Tensão no indutor(V)



Corrente no Indutor(A)



Tensão na Saída(V)

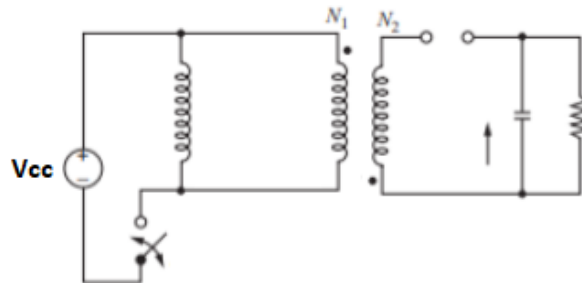


Fonte: Autoria Própria, 2020.

No momento em que a corrente do indutor L_m chega a zero, ainda há energia no capacitor que está em paralelo com a carga, assim conforme é ilustrado nas Figuras 16 e 17, o

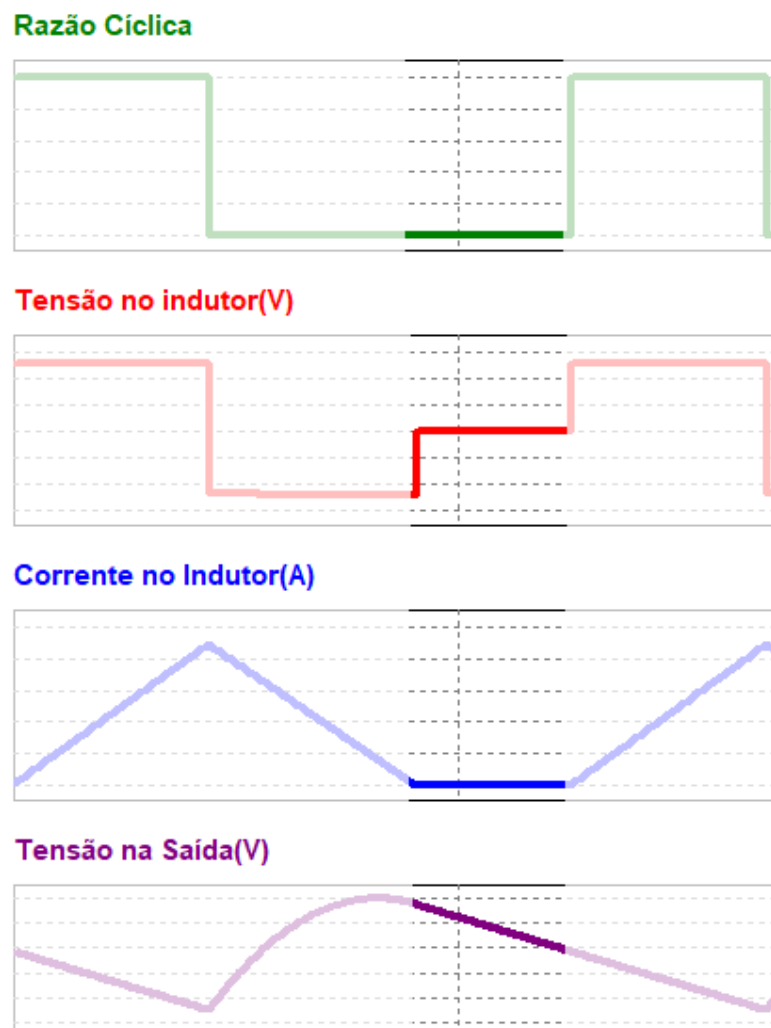
capacitor alimenta a carga até que o indutor seja carregado na próxima etapa de funcionamento do circuito.

Figura 16 – 3ª etapa de funcionamento do conversor *Flyback* no modo de condução descontinua.



Fonte: Adaptado de HART, 2011 - Capítulo 7, pág. 268.

Figura 17 – Formas de onda para a primeira 3ª etapa de funcionamento.



Fonte: Autoria própria, 2020.

A partir das formas de onda é possível extrair as equações do circuito *Flyback*. Considerando as equações Eq. (12) e Eq. (13) é possível obter a Eq. (14) que relaciona a tensão de saída com tensão de entrada para o circuito *Flyback*. Nas quais, P_s é a potência da fonte, P_o potência na carga, V_{cc} tensão da fonte, I_{cc} é corrente da fonte.

$$P_s = P_o \rightarrow V_{cc} \cdot I_{cc} = \frac{V_o^2}{R} \quad (12)$$

$$I_{cc} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot (D \cdot T) \cdot \left(\frac{1}{T}\right) \cdot \frac{D \cdot V_{cc} \cdot T}{L_m} \quad (13)$$

$$V_o = V_{cc} \cdot D \cdot \sqrt{\frac{R}{2 \cdot f \cdot L_m}} \quad (14)$$

Resolvendo a equação Eq. (14) para L_m tem-se a Eq. (15), através da qual é possível determinar a indutância mínima para garantir a condução crítica, quando o indutor descarrega exatamente no final da segunda etapa.

$$L_m = \frac{V_{cc}^2 \cdot D^2 \cdot \mu}{2 \cdot f_s \cdot P_{total}} \quad (15)$$

Já para determinar o valor da capacitância, segundo Barbi, a Eq. (16) na qual I_o é a corrente na saída e ΔV é a variação de tensão.

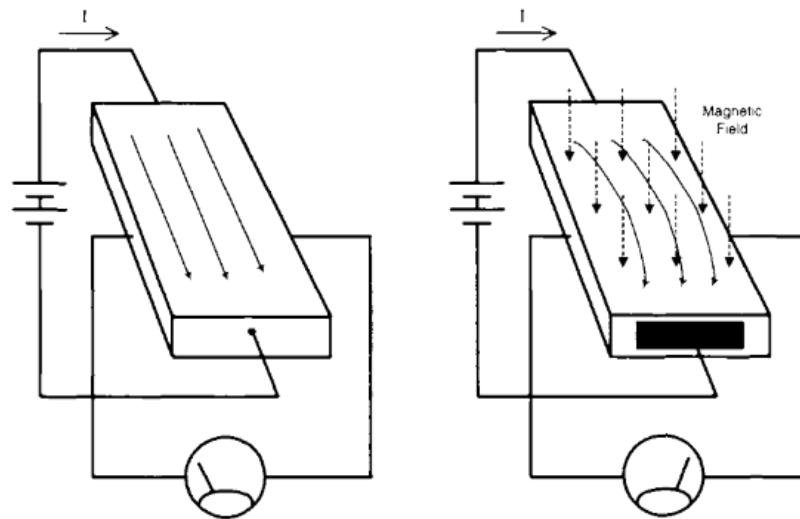
$$C = I_o \frac{D}{f_s \cdot \Delta V} \quad (16)$$

2.3 EFEITO HALL

A terceira parte da sonda de corrente é o circuito de medição que basicamente é composto pelo sensor de efeito Hall é comumente utilizado para identificação e medição de campo magnético.

O efeito descoberto acidentalmente pelo cientista Edwin Hall em 1879, é o resultado da aplicação de um campo magnético perpendicular ao fluxo da corrente que irá resultar em uma diferença de potencial. O seu entendimento pode ser facilitado através da Figura 18, que ilustra uma chapa de um material condutor submetido a uma diferença de potencial, que é verificada por um multímetro. Na primeira metade da Figura 18 há uma bateria disposta em série com a chapa, que causa um fluxo de corrente e uma diferença de potencial nula. Já na segunda metade da figura, é aplicado a chapa um campo magnético perpendicular ao fluxo de corrente que resulta em uma variação da tensão como é verificado pelo multímetro (RAMSDEN, 2006).

Figura 18 – Efeito Hall.



Fonte: RAMSDEN, 2006 - Capítulo 1, pág. 1.

A grande descoberta do Efeito Hall foi “que o mesmo ocorre em condições de regime permanente, significando que a tensão através da placa persiste mesmo quando a corrente e o campo magnético são constantes no tempo” (RAMSDEN, 2006).

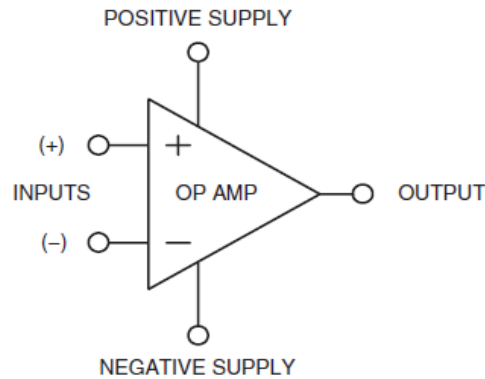
O transdutor que será utilizado neste projeto tem seu funcionamento baseado na Figura 18, e assim como está ilustrado na mesma, o sensor necessita de uma alimentação externa, nesse caso, será utilizado o conversor *Flyback* para sua alimentação. Uma vez que o sensor estiver alimentado é necessário associar o circuito que se deseja medir a corrente em série, a corrente do circuito a ser medido gerará um campo magnético proporcional, lei de Ampère. Esse campo magnético irá influenciar a corrente que alimenta o sensor, de modo que as cargas irão se acumular nas laterais do transdutor, essa depleção da origem a um a uma diferença de potencial que pode ser medido (RAMSDEN, 2006). Essa tensão será proporcional ao campo magnético, que por sua vez será proporcional a corrente a medida.

2.4 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO (GANHO)

O próximo circuito que compõem a sonda a ser estudado é o circuito condicionamento ou ganho. Uma das maneiras mais utilizadas para amplificar sinais de tensão é através da utilização de amplificadores operacionais, na Figura 19 é ilustrado um típico amplificador operacional, que tem como principais características alta impedância de entrada e baixa corrente de polarização. “Um amplificador operacional processa pequenos sinais do modo diferencial

que aparecem entre suas duas entradas, desenvolvendo um sinal de saída único referido a um terminal comum de fonte de alimentação” (JUNG, 2005).

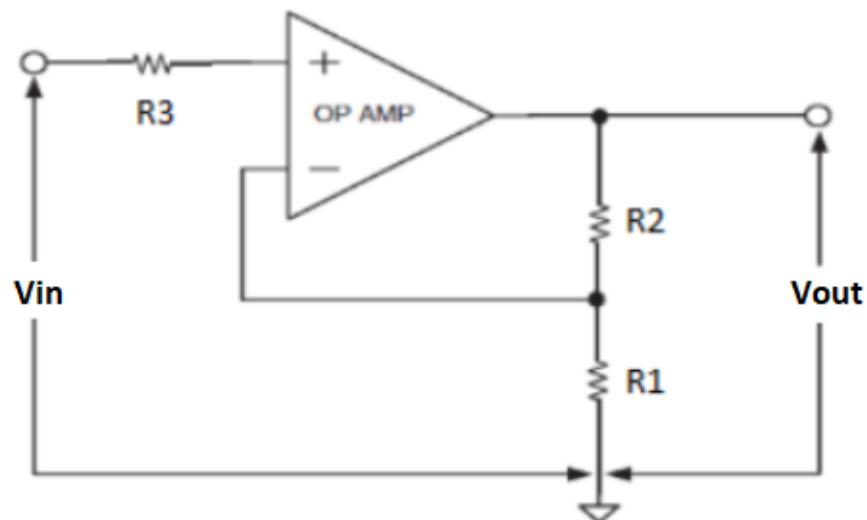
Figura 19 – Amplificador Operacional Padrão.



Fonte: JUNG, 2005- Capítulo 1, pág. 5.

O modo de operação que será utilizado nesse projeto, com o objetivo de amplificar o sinal de tensão resultante da medição do transdutor de corrente, é o estado não inversor com ganho. A Figura 20 ilustra a topologia do circuito.

Figura 20 – Amplificador Operacional de Ganho não inversor.



Fonte: Adaptado de JUNG, 2005- Capítulo 1, pág. 8.

O ganho G , do amplificador é o resultado da tensão de saída, V_{out} , pela a tensão de entrada, V_{in} , Eq. (17)

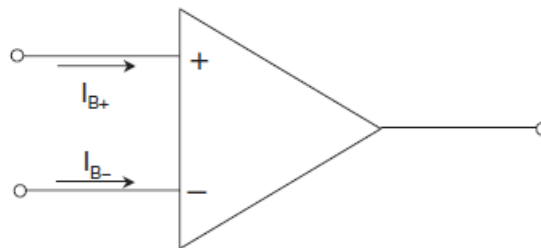
$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (17)$$

O ganho também pode ser expresso em termo das resistências $R1$ e $R2$, Eq. (18).

$$G = \frac{R2 + R1}{R1} \quad (18)$$

Quando as tensões de entrada em amp. op são iguais, a tensão na saída deveria ser igual a zero, mas na prática essa saída pode ser diferente de zero. Isso ocorre normalmente quando o casamento de impedâncias é feito de maneira imprecisa, o que ocasiona o aparecimento das chamadas correntes de polarização, I_b , nas entradas do amplificador. Essas correntes ao circularem por elementos resistivos geram tensões que são amplificadas e causam erros no sinal da saída do amplificador operacional, essas correntes atuam em cada entrada do amp. op., conforme Figura 21.

Figura 21 – Corrente de polarização.



Fonte: JUNG, 2005- Capítulo 1, pág. 55.

A fim de eliminar esse erro é adicionado um resistor na entrada positiva ampop. Neste caso, a tensão causada pela corrente de polarização na entrada positiva será a multiplicação da mesma pelo resistor $R3$ e ganho G , Eq. (19).

$$V_{out} = I_{b+} + R3 \cdot \left(\frac{R2}{R1} + 1 \right) \quad (19)$$

Já a tensão causada pela corrente de polarização na entrada negativa é a multiplicação da mesma pelo resistor $R2$, Eq. (20).

$$V_{out} = -(I_{b-} \cdot R2) \quad (20)$$

Essas tensões irão se cancelar caso sejam iguais, considerando que o valor das duas correntes de polarização é igual e igualando as equações, tem se que para cancelar os efeitos

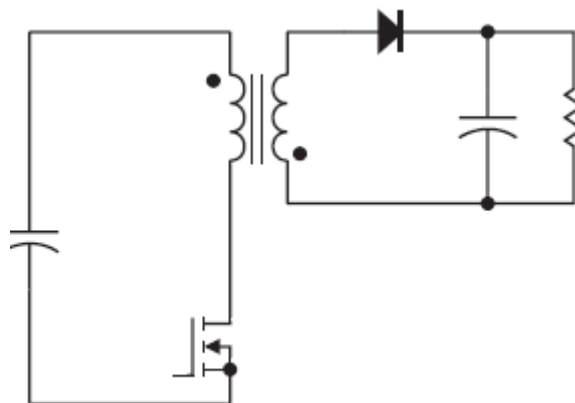
das correntes de polarização o resistor $R3$ deverá ser igual ao paralelo das resistências $R1$ e $R2$, Eq. (21).

$$R3 = \frac{(R2 \cdot R1)}{(R1 + R2)} = R1 || R2 \quad (21)$$

2.5 CIRCUITO SNUBBER

O circuito da Figura 22 mostra a topologia do circuito *Flyback*. Como já abordado anteriormente, o elemento FET funcionará como uma chave ligando e desligando o circuito em alta frequência. Idealmente o formato de onda de tensão na chave são ondas quadradas, no entanto “o desligamento do interruptor interrompe a corrente através da indutância de fuga do transformador, que causa um pico de tensão no dreno do FET” (RIDLEY, 2005).

Figura 22 – Topologia Padrão *Flyback*.

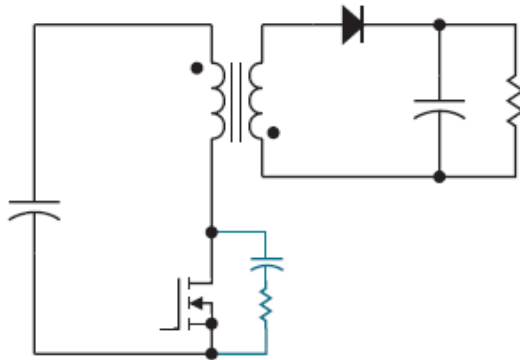


Fonte: RIDLEY, 2005- pág. 2.

Essa sobretensão no canal de dreno do FET pode causar uma falha no dispositivo e se propagar para resto do circuito causando problemas de ruído e até mesmo de erros lógicos (RIDLEY, 2005). Considerando que a aplicação do circuito *Flyback* neste trabalho tem como a alimentação um circuito de medição, é razoável explorar maneiras para eliminar essa sobretensão.

Uma das soluções para esta topologia é o emprego de um circuito “*RC Snubber*”, composto por um resistor, que tem como função amortizar a ressonância LC do circuito de potência, em série com um capacitor que evita que as sobretensões devido a frequência de chaveamento sejam aplicadas ao resistor (RIDLEY, 2005). Na Figura 23 está a exemplificado o circuito *snubber* em paralelo com o FET.

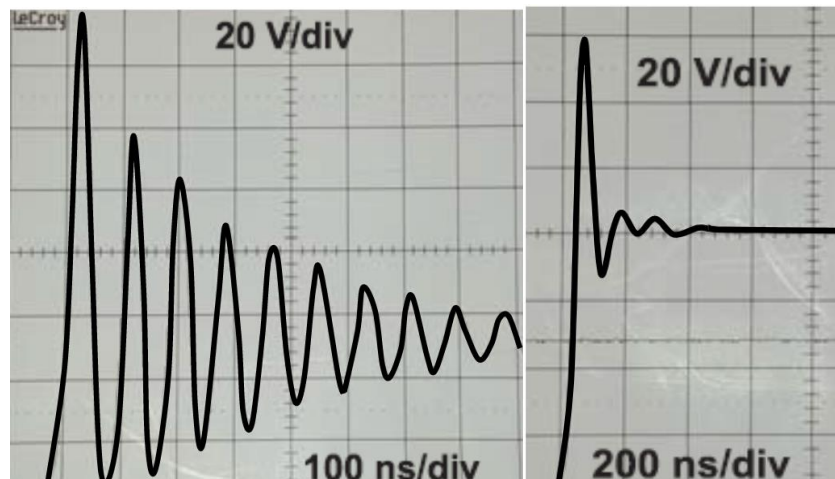
Figura 23 – Topologia *Flyback* com Circuito *Snubber* paralelo a chave.



Fonte: RIDLEY, 2005 - pág. 2.

Na Figura 24 é possível comparar o formato de onda da tensão no FET, em um circuito *Flyback* sem o circuito *Snubber* e outro com a sua inclusão, a atenuação do transitório devido a atuação do circuito *Snubber* fica evidente.

Figura 24 – Comparação do transitório com o circuito *snubber*.

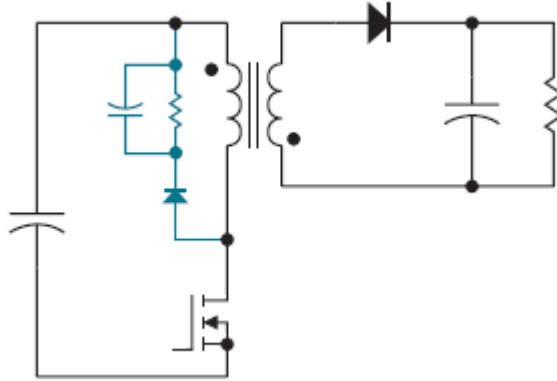


Fonte: Adaptado de RIDLEY, 2005 - pág. 2.

Além da utilização do circuito “*RC Snubber*”, também será necessário utilizar um circuito grampeador RCD que terá a mesma função de limitar a sobretensão no dreno do FET, porém este circuito funcionará como reserva, quando o circuito “*RC Snubber*” for insuficiente em evitar a sobretensão. O circuito grampeador RCD, composto uma ligação em paralelo de um capacitor com uma resistência, ambos conectados em série com um diodo, está ilustrado na Figura 25. Este circuito, conectado em paralelo com o primário do transformador, funciona

absorvendo a corrente do indutor quando a tensão de drenagem exceder a tensão grampeada pelo capacitor (RIDLEY, 2005).

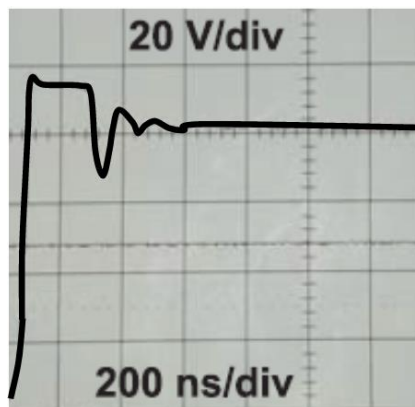
Figura 25 – Topologia *Flyback* com Circuito Grampeador RCD paralelo com o primário.



Fonte: RIDLEY, 2005 - pág. 5.

A eficácia da utilização da utilização conjunta desses dois circuitos apresentados pode ser verificada na Figura 26, que ilustra a atenuação da sobretensão.

Figura 26 – Atenuação da sobretensão.



Fonte: Adaptado de RIDLEY, 2005 - pág. 6.

3 DESENVOLVIMENTO DO PROJETO

Neste capítulo, é descrito como foi projetado e desenvolvido o projeto da placa. A estrutura deste capítulo foi subdividida em seis seções, cada uma delas tratando de uma parte do circuito.

3.1 RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA

Esta seção descreve os procedimentos adotados para o projeto do retificador. Como é conhecido, a tensão oriunda da rede é alternada, entretanto, para que um conversor CC-CC seja alimentado de forma correta, a tensão de entrada na forma senoidal deverá ser retificada, antes que efetivamente possa alimentar o circuito do conversor. Para tal aplicação, foi utilizado um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo puro.

Um circuito retificador de meia onda se torna inadequado, pois nesta configuração a corrente instantânea de entrada tem um nível médio não-nulo. Este nível médio de corrente pode causar a saturação dos elementos magnéticos incorporados ao circuito, por este motivo optou-se por um circuito retificador de onda completa. Diferente da topologia de meia onda, este tipo de retificador possui um nível médio nulo de corrente de entrada, não causando interferências nos elementos magnéticos presentes no circuito (POMILIO, 2017).

A Tabela 1 contém as especificações do retificador e os parâmetros calculados.

Tabela 1 – Especificações do Conversor.

Parâmetro	Valor
Tensão Eficaz Mínima de entrada (VCA_{min})	90 V
Tensão Eficaz Máxima de entrada (VCA_{max})	240 V
f_{rede}	60 Hz

Basicamente o projeto do retificador consiste em duas etapas, sendo elas: dimensionamento do capacitor a ser utilizado na saída em paralelo com a carga e a verificação das correntes que os componentes deverão suportar.

Para a escolha do capacitor C_{ret} , utilizou-se a Eq. (22) que correlaciona potência de entrada, P_{in} , frequência da rede, f_{rede} , tensão de pico de entrada (considerando a queda de tensão nos diodos) e a tensão mínima no capacitor V_{Cmin} .

$$C_{ret} = \frac{P_{in}}{f_{rede} \cdot V_{pk1}^2 \cdot V_{Cmin}^2} \quad (22)$$

O tempo de condução t_c foi obtido através da Eq. (23).

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{Cmin}}{V_{pk1}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede}} \quad (23)$$

As demais informações referentes aos esforços nos componentes, estão disponíveis no apêndice A.

3.2 ESCOLHA E PROJETO DO CONVERSOR

Esta seção trata da escolha e o desenvolvimento do projeto do conversor *Flyback*. Para a escolha da topologia adequada para o projeto, foi considerado o vasto número de topologias de conversores CC-CC, além dos requisitos necessários para atender as especificações e resultados pretendidos com o trabalho.

Seria possível a utilização de um conversor do tipo *Buck-Boost*, porém optou-se pelo conversor do tipo *Flyback*, que é um conversor *Buck-Boost* isolado. A escolha foi motivada pelo fato de o *Flyback* ser um tipo de conversor que garante isolamento entre a fonte e a carga, garantindo uma maior segurança. Um conversor com esta topologia, pode ter diversas saídas e alimentar várias cargas diferentes, sendo as mesmas com potências variadas. Neste caso, o conversor foi dimensionado com 3 saídas.

A primeira saída será utilizada para alimentar o circuito de medição, que será composto do sensor de efeito Hall, um LED para indicar alimentação, além de alimentar um circuito de ganho. Este irá adequar o valor medido, para que possa ser visualizado nas escalas disponíveis no osciloscópio. A tensão de saída será + 24 V, foi considerado uma potência de saída de 4 W. Também será utilizado na saída, um regulador linear de tensão (modelo LM7815) para grampear a saída em 15 V.

A segunda saída será a referência negativa da primeira saída, sendo uma tensão de - 24 V, com o mesmo valor de potência de 4 W. Inicialmente foi projetado a utilização do mesmo regulador linear de tensão, LM7815, para esta saída. Contudo, como será abordado no Capítulo 5, o projeto foi alterado para a utilização do regulador linear de tensão LM7915.

A terceira saída irá alimentar o circuito de controle do conversor (UC3844), também será de + 24 V, considerando uma potência de saída de 2 W.

Todos os valores utilizados para os cálculos estão referenciados na Tabela 1 e no memorial do cálculo dos elementos do conversor (APÊNDICE B – MEMORIAL DE CÁLCULO).

O início do projeto do conversor que será utilizado neste TCC foi baseado na fundamentação teórica sobre os conversores CC-CC, Capítulo 2. Com base nas especificações descritas na Tabela 2, iniciou-se o projeto dos elementos que compõe o circuito do conversor.

Tabela 2 – Especificações do Conversor CC-CC.

Parâmetro	Valor
Modo de Operação	Descontínuo
Tensão de Entrada Mínima	127,279 V (Valor de pico)
Tensão de Entrada Máxima	339,411 V (Valor de pico)
Razão Cíclica Máxima	0,45
Razão Cíclica Mínima	0,2
Frequência de Chaveamento	40 kHz
Rendimento	70 %
Número de Saídas	3
Tensão de Saída 1 e 3	24 V
Tensão de Saída 2	- 24 V
Potência de Saída 1	4 W
Potência de Saída 2	4 W
Potência de Saída 3	2 W
Potência de Saída Total	10 W
Ondulação da Tensão de saída	10 %

O primeiro passo do projeto foi calcular os valores de ganho estático mínimo e máximo, sendo este, a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada. A Eq. (24) utiliza a tensão de saída (V_o) e a tensão de entrada máxima (V_{ccmax}) e resulta no valor do ganho estático mínimo (Q_{min}), enquanto a Eq. (25) utiliza o mesmo valor de tensão de saída (V_o) e a tensão de entrada mínima (V_{ccmin}), retornando o valor do ganho estático máximo (Q_{max}):

$$Q_{min} = \frac{V_o}{V_{in_{max}}} \quad (24)$$

$$Q_{max} = \frac{V_o}{V_{cc_{min}}} \quad (25)$$

Com os valores dos ganhos estáticos calculados, os mesmos foram utilizados para o cálculo da relação de transformação. Para isso foram considerados os valores de razão cíclica e os valores de ganhos estáticos obtidos das Eq. (24) e (25).

Para o cálculo da relação ($a1$ e $a2$) de transformação do transformador foi utilizado as Eq. (26) e (27), nas quais D_{min} e D_{max} são as razões cíclicas mínima e máxima. Após os resultados obtidos, foi adotado uma relação de transformação $a = 5$, valor inteiro e superior aos valores calculados.

$$a1 = \frac{D_{min}}{Q_{min} - (Q_{min} \cdot D_{min})} \quad (26)$$

$$a2 = \frac{D_{max}}{Q_{max} - (Q_{max} \cdot D_{max})} \quad (27)$$

O próximo passo foi calcular valor da indutância crítica L_c , que é o valor de indutância que faz com que o conversor opere no modo de condução crítica, que é o limite entre a condução contínua e a condução descontínua. Para o cálculo da indutância crítica foi utilizado como base a Eq. (15).

$$L_c = \frac{V_{cc_{min}}^2 \cdot D_{max}^2 \cdot \eta}{2 \cdot f_s \cdot P_{ototal}} \quad (28)$$

Com a Eq. (28) foi obtido valor para a indutância crítica (L_c) de $2,87 \text{ mH}$. Logo, foi escolhido um valor menor que a indutância crítico, igual a $L_m = 2,5 \text{ mH}$, garantindo que o conversor opere no modo descontínuo.

Ao isolar a razão cíclica D , pode-se calcular os valores nominais para a razão cíclica mínima e máxima, Eq. (29) e (30), respectivamente iguais a 0,132, e 0,351.

$$D_{non_{min}} = \frac{\sqrt{Lm \cdot 2 \cdot Pototal \cdot fs}}{V_{cc_{max}}} \quad (29)$$

$$D_{non_{max}} = \frac{\sqrt{Lm \cdot 2 \cdot Pototal \cdot fs}}{V_{cc_{min}}} \quad (30)$$

Para dimensionar o valor da capacitância de saída, adotou-se um valor de ondulação da tensão de saída de 10%. Como o conversor possui três saídas, foi necessário calcular um valor de capacitância para cada uma delas, utilizando a Eq. (31).

$$C_o = I_o \frac{D_{non_{max}}}{fs \cdot \Delta v_c} \quad (31)$$

O valor calculado para a capacitância da primeira saída foi de 6,1 μ F, porém este capacitor não foi encontrado comercialmente, logo foi empregado um capacitor de 6,2 μ F. Na segunda saída será utilizado um capacitor idêntico ao calculado na primeira saída. Para a terceira saída, o valor calculado foi de 3,05 μ F, valor comercial escolhido igual a 3,3 μ F.

Para garantir o funcionamento do circuito, foram calculados os esforços nos semicondutores que serão utilizados. Foi utilizado um IGBT, como dispositivo de chaveamento em alta frequência. Para este componente foi calculada a tensão suportada (para a tensão de entrada mínima e máxima), além das correntes média, eficaz e de pico. Estes valores estão indicados na Tabela 3.

Tabela 3 – Esforços no IGBT.

Parâmetro	Valor
Tensão Máxima ($V_{T_{max}}$)	459,411 V
Tensão Máxima ($V_{T_{min}}$)	247,279 V
Corrente Média ($I_{T_{max}}$)	0,029 A
Corrente Média ($I_{T_{min}}$)	0,079 A
Corrente Eficaz ($I_{T_{ef_{max}}}$)	0,09372 A
Corrente Eficaz ($I_{T_{ef_{min}}}$)	0,15305 A
Corrente de Pico ($I_{T_{p_{max}}}$)	0,447 A
Corrente de Pico ($I_{T_{p_{min}}}$)	0,447 A

Para o cálculo das tensões mínima e máxima, foi utilizada uma relação entre as tensões de entrada e saída do circuito e a relação de transformação do transformador, a , conforme Eq. (32).

$$VT = Vcc + Vo . a \quad (32)$$

Foi calculado também as correntes média (IT), para a tensão mínima e máxima, a corrente média para a tensão de entrada máxima (IT_{min}) conforme Eq. (33) e (34), nas quais Ts é o período de chaveamento.

$$IT_{min} = \frac{Dmin^2 . Ts . Vccmax}{2 . Lm} \quad (33)$$

$$IT_{max} = \frac{Dmax^2 . Ts . Vccmin}{2 . Lm} \quad (34)$$

As Eq. (35) e (36), foram utilizados para os cálculos das correntes eficaz mínima e máxima IGBT deverá suportar.

$$ITef_{min} = \frac{Dmin . Ts . Vcc_{max} . \sqrt{3 . Dmin}}{2 . Lm} \quad (35)$$

$$ITef_{max} = \frac{Dmax . Ts . Vcc_{min} . \sqrt{3 . Dmax}}{2 . Lm} \quad (36)$$

O último esforço calculado para o IGBT foi a corrente de pico (ITp).

$$ITp_{min} = \frac{Vccmin}{Lm} . Dmax . Ts \quad (37)$$

$$ITp_{max} = \frac{Vccmax}{Lm} . Dmin . Ts \quad (38)$$

Do mesmo modo que se obteve os esforços no IGBT, para garantir que o componente seja adequado para o projeto deste trabalho, realizou-se o mesmo processo calculando os esforços nos diodos que serão utilizados. Seguindo os cálculos para o IGBT, também foi verificada a tensão máxima suportada pelo diodo, além das correntes média, eficaz e de pico. Estes valores estão dispostos na Tabela 4.

Tabela 4 – Esforços no Diodo.

Parâmetro	Valor
Tensão Máxima (VD_{max})	91,882 V
Tensão Máxima (VD_{min})	49,456 V
Corrente Média (ID_{max})	0,13889 A
Corrente Média (ID_{min})	0,13889 A
Corrente Eficaz ($IDef_{max}$)	0,263 A
Corrente Eficaz ($IDef_{min}$)	0,263 A
Corrente de Pico (IDp_{max})	0,745 A
Corrente de Pico (IDp_{min})	0,745 A

Para o cálculo das tensões máximas que o diodo deverá suportar, utilizou-se as Eq. (39) e (40).

$$VD_{min} = \left| -\frac{1}{a} \cdot V_{CC_{min}} - V_o \right| \quad (39)$$

$$VD_{max} = \left| -\frac{1}{a} \cdot V_{CC_{max}} - V_o \right| \quad (40)$$

Para obter o valor da corrente média do diodo para as tensões de entrada máxima e mínima foram utilizadas as Eq. (41) e (42).

$$ID_{max} = \frac{1}{N_s} \cdot \frac{D1 \cdot Ts \cdot a \cdot (2 \cdot D_{non_{min}} \cdot V_{CC_{max}} - D1 \cdot V_o \cdot a)}{2 \cdot Lm} \quad (41)$$

$$ID_{min} = \frac{1}{N_s} \cdot \frac{D1 \cdot Ts \cdot a \cdot (2 \cdot D_{non_{max}} \cdot V_{CC_{min}} - D1 \cdot V_o \cdot a)}{2 \cdot Lm} \quad (42)$$

Para obter os valores de corrente eficaz no diodo, foram utilizadas as Eq. (43) e (44). Seguindo os padrões dos cálculos anteriores, foi calculado o valor da corrente eficaz utilizando a tensão de entrada máxima e mínima.

$$I_{Def_{max}} = \sqrt{\frac{D1 \cdot Ts^2 \cdot a^2 \cdot (3D_{min}^2 \cdot V_{cc_{max}}^2 - 3D_{min} \cdot D1 \cdot Vo \cdot V_{cc_{max}} \cdot a + D1^2 \cdot Vo^2 \cdot a^2)}{3 \cdot Lm^2 \cdot Ns^2}} \quad (43)$$

$$I_{Def_{min}} = \sqrt{\frac{D1 \cdot Ts^2 \cdot a^2 \cdot (3D_{max}^2 \cdot V_{cc_{min}}^2 - 3D_{max} \cdot D1 \cdot Vo \cdot V_{cc_{min}} \cdot a + D1^2 \cdot Vo^2 \cdot a^2)}{3 \cdot Lm^2 \cdot Ns^2}} \quad (44)$$

Para a obtenção dos valores de corrente de pico no diodo foram utilizadas as Eq. (45) e (46). Para estes cálculos também foi considerada os valores mínimos e máximos das tensões de entrada.

$$IDp_{max} = a \cdot \frac{V_{cc_{max}}}{Lm \cdot Ns} \cdot D_{min} \cdot Ts \quad (45)$$

$$IDp_{min} = a \cdot \frac{V_{cc_{min}}}{Lm \cdot Ns} \cdot D_{max} \cdot Ts \quad (46)$$

Para escolher os componentes adequados para o projeto, também foram calculadas as perdas de condução nos diodos, estes dados estão disponíveis no memorial de cálculo, presente no apêndice A.

3.3 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

Este tópico trata do dimensionamento do transformador a ser utilizado em projeto. A Tabela 5 mostra os parâmetros iniciais utilizados para o dimensionamento: número de espiras dos enrolamentos (primário e secundários), tipo do núcleo a ser utilizado, entreferro do indutor acoplado, bitola dos condutores do enrolamento primário, bitola dos condutores do enrolamento secundário, resistências dos enrolamentos (primário e secundários).

Tabela 5 – Especificações do Transformador.

Parâmetro	Valor
Indução Magnética	0,2 T
Densidade de Corrente Máxima	$250 \frac{A}{cm^2}$
Kw (fator de utilização)	0,2
ρ_o (resistividade elétrica)	$1,72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$
μ_o (permeabilidade magnética do ar no vácuo)	$4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$

O primeiro parâmetro calculado para o dimensionamento e escolha do núcleo do transformador, foi o produto das áreas $AeAw$. Para este cálculo, foi utilizada uma relação entre a indutância magnetizante, a indução magnética B , a densidade de corrente J , a corrente máxima de pico na chave e o fator de utilização do núcleo Kw , conforme descrito na Eq. (47).

$$AeAw = \frac{Lm \cdot ITp_{max}^2}{B_{max} J_{max} \cdot Kw} \quad (47)$$

O valor obtido para $AeAw$ foi de 5000 mm^4 , utilizando o catálogo de núcleos de ferrite da THORNTON, foi comparado o valor calculado de $AeAw$ com os valores catalogados e optou-se pelo núcleo NEE-28/10/11 que possui um valor de $AeAw$ de $6011,88 \text{ mm}^4$, valor do produto das áreas superior ao valor de projeto. A Tabela 6 informa os parâmetros do núcleo, com base no catálogo da THORNTON.

Tabela 6 – Parâmetros efetivos do Núcleo NEE-28/10/11.

Parâmetro	Valor
Produto das Áreas ($AeAw$)	$6011,882 \text{ mm}^4$
Fator do Núcleo ($\Sigma I/A$)	$0,573 \text{ mm}^{-1}$
Comprimento médio da espira (le)	$49,29 \text{ mm}$
Área efetiva do núcleo (Ae)	$85,97 \text{ mm}^2$
Volume efetivo do núcleo (ve)	$4238,23 \text{ mm}^3$
Peso Aproximado	$11,0 \text{ g}$

Após a escolha do núcleo a ser utilizado, o próximo passo foi o dimensionamento do número de espiras dos enrolamentos. Para o enrolamento primário utilizou-se a Eq. (48), que retornou um total de 65 espiras.

$$N_{p1} = \frac{Lm \cdot ITp_{max}}{B_{max} \cdot Ae} \quad (48)$$

Para dimensionar o número de espiras necessárias para os 3 enrolamentos secundários, foi realizada a divisão do número de espiras do primário N_{p1} pela relação de transformação, como mostra a Eq. (49). O número de espiras obtido para o secundário, foi um total de 13 espiras para cada saída.

$$N_{s(1,2,3)} = \frac{N_{p1}}{a} \quad (49)$$

A próxima etapa foi o cálculo do entreferro do indutor acoplado. Para este dimensionamento fez-se o uso de uma relação entre: o número de espiras do enrolamento primário, a permeabilidade magnética, a área Ae e a indutância magnetizante, conforme Eq. (50). O valor obtido para o entreferro foi de 0,183 mm.

$$l_{gap} = \frac{N_{p1}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{Lm} \quad (50)$$

Com a definição dos parâmetros acima, prosseguiu-se para a escolha dos condutores a serem utilizados para os enrolamentos, tanto primário, quanto secundários. O início deste dimensionamento foi a partir das seções mínimas necessárias, obtidas a partir da divisão da corrente eficaz máxima no IGBT, pela densidade máxima de corrente adotada, isto para o enrolamento primário. Para o enrolamento secundário aplicou-se a corrente eficaz máxima no diodo.

As Eq. (51) e (52) definem, respectivamente, as seções mínimas do enrolamento primário e secundário.

$$S_{fio_{pri}} = \frac{I_{Tef_{max}}}{J_{max}} \quad (51)$$

$$S_{fio_{sec}} = \frac{I_{Def_{max}}}{J_{max}} \quad (52)$$

Comparando os valores mínimos obtidos aos valores disponíveis em uma tabela de fios esmaltados, foi definida a bitola dos condutores. Para o enrolamento primário, o condutor adotado foi o fio esmaltado 29AWG (seção 0,064 mm²), já para os enrolamentos secundários utilizou-se o fio esmaltado 26 AWG (seção 0,129 mm²).

As Eq. (53) e (54) demonstram os cálculos da resistência dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente.

$$R_{pri} = \frac{\rho_0 \cdot l_{esp} \cdot N_{p1}}{S_{fio_{pri_{nom}}}} \quad (53)$$

$$R_{sec} = \frac{\rho_0 \cdot l_{esp} \cdot N_{s1}}{S_{fio_{sec_{nom}}}} \quad (54)$$

Posteriormente aos resultados e escolhas dos condutores, foi realizada uma análise referente aos fenômenos causados pelo efeito pelicular ou *skin*. Através da Eq. (55) válida para enrolamentos em cobre:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} \quad (55)$$

Utilizando o valor de Δ obtido na expressão anterior, foi possível calcular a seção mínima referente ao efeito *skin*, conforme Eq. (56).

$$S_{skin} = 2 \cdot \Delta \quad (56)$$

Para verificar se os condutores adotados poderão sofrer ações do efeito pelicular, foi feito uma divisão da seção do condutor escolhido pela seção calculada pela Eq. (57), o resultado obtido será o número de condutores em paralelo necessários para diminuir o efeito pelicular. A Eq. (58) demonstra o cálculo para o enrolamento primário, enquanto a Eq. (58) representa os enrolamentos secundários.

$$S_{cond_{pri}} = \frac{S_{fio_{prinom}}}{S_{skin}} \quad (57)$$

$$S_{cond_{sec}} = \frac{S_{fio_{secnom}}}{S_{skin}} \quad (58)$$

O enrolamento primário não irá sofrer ação do efeito *skin*, já para os secundários será necessária a utilização de dois condutores em paralelo para diminuir o efeito pelicular.

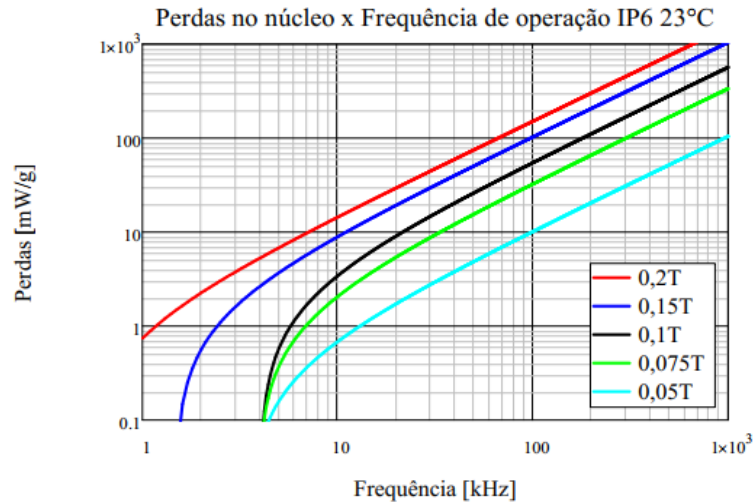
O cálculo das perdas nos cobre referente aos condutores está representado na Eq. (59).

$$P_{cu_{total}} = P_{cu_{pri}} + P_{cu_{sec}} = R_{pri} \cdot I T e f_{max}^2 + N_s \cdot R_{sec} \cdot I D e f_{max}^2 \quad (59)$$

A perdas no indutor acoplado para um núcleo com IP6 podem ser observadas na Figura 27, enquanto um núcleo com IP12R estão demonstradas na Figura 28. Para elaboração das Figuras 27 e 28, foram retirados alguns parâmetros e dados do catálogo da THORNTON e os gráficos foram traçados utilizando o *software* MathCad.

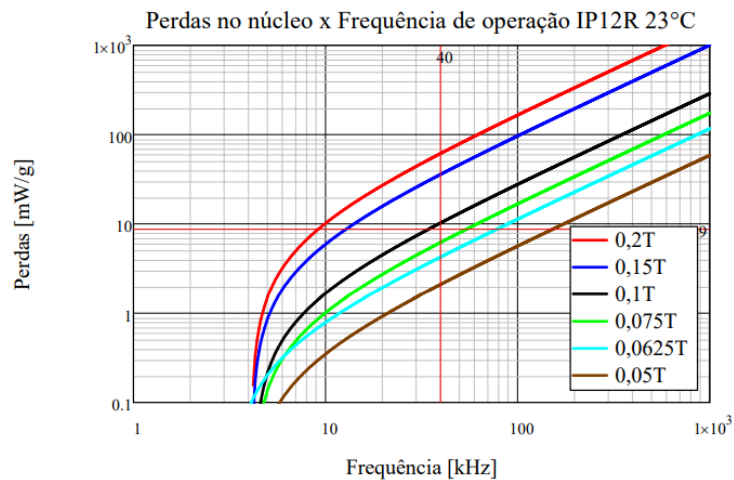
Analisando as Figuras 27 e 28 é possível observar que para controlar as perdas do sistema, deve-se alterar as variáveis utilizadas, gerando diversas combinações entre frequência de chaveamento e indução magnética. Deste modo pode-se escolher a melhor combinação para que os parâmetros atendam aos requisitos necessários para o projeto.

Figura 27 – Gráfico de Perdas x Frequência para IP6.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Figura 28 – Gráfico de Perdas x Frequência para IP12R.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Após todo o dimensionamento dos parâmetros supracitados, foi realizado um cálculo referente a probabilidade de execução. Após o cálculo de um Aw_{min} e foi realizada a divisão pelo Aw do núcleo escolhido, a Eq. (60) representa o cálculo do Aw_{min} , enquanto a Eq. (61) demonstra a probabilidade de execução do projeto.

$$Aw_{min} = \frac{N_{p1} \cdot N_{cond_{pri}} \cdot S_{fio_{prinom}} + (N_{s1} + N_{s2} + N_{s3}) \cdot N_{cond_{sec}} \cdot S_{fio_{secon}}}{kw} \quad (60)$$

$$Exec = \frac{Aw_{min}}{Aw} = 0,718 \quad (61)$$

Como o valor obtido através da Eq. (61) foi inferior a 1, o projeto é exequível.

3.4 ESCOLHA DO TRANSDUTOR DE CORRENTE

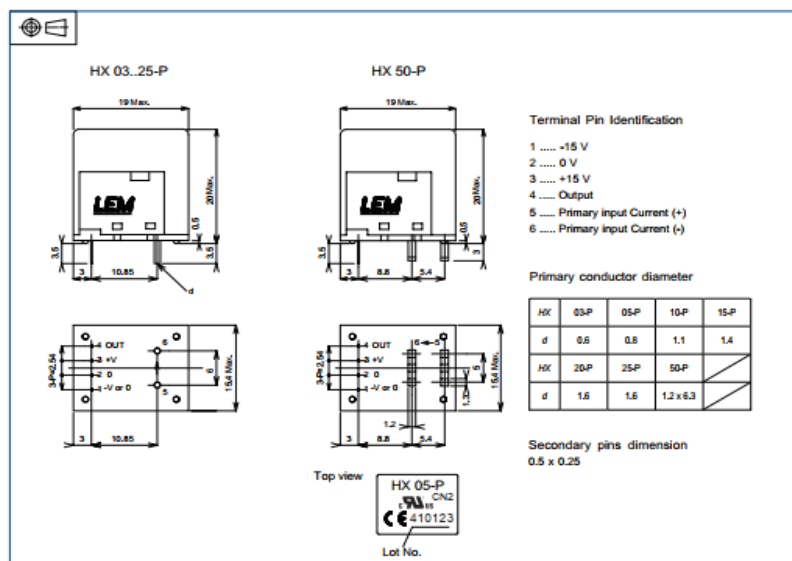
Esta seção explica como foi realizada a escolha do transdutor de corrente a ser utilizado neste trabalho.

O modelo de osciloscópio disponível nos laboratórios da Universidade é o TDS 1001B fabricado pela Tektronix. Para definição do transdutor de corrente a ser utilizado na ponta de prova foi necessário a verificação dos ganhos permitidos pelo osciloscópio, para que haja compatibilidade de ganho entre o osciloscópio e o transdutor. Ao todo são 8 possibilidades de ganhos sendo eles: 5 V/A, 1 V/A, 500 mV/A, 200 mV/A, 100 mV/A, 20 mV/A, 10 mV/A e 1 mV/A.

As especificações iniciais do projeto citam que a sonda de corrente será projetada para medir uma corrente de até 20 A. Logo foi escolhido o sensor HX 20-P que consegue suportar esse nível de corrente elétrica, um transdutor de corrente ativo, com saída simétrica, do fabricante LEM.

Com as informações disponíveis no *datasheet* do transdutor (presente no anexo A), foi verificado qual sua relação de ganho e se a mesma é compatível com as escalas disponíveis. O ganho do sensor escolhido é de aproximadamente 66,67 mV/A, como este valor não está disponível no osciloscópio, projetou-se um circuito para condicionar o ganho do transdutor para uma das escalas citadas anteriormente. A escala escolhida foi a de 200 mV/A, portanto o circuito de condicionamento deverá ter um ganho igual a 3. A Figura 29 apresenta o esquemático do sensor HX 20-P retirado do manual da fabricante LEM.

Figura 29 – Esquemático do Transdutor de Corrente.



Fonte: Manual do transdutor de corrente HX 03..50-P.

3.5 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO (GANHO)

Como citado na seção anterior, foi necessário projetar um circuito para ajustar o sinal de saída do transdutor de corrente; este tópico descreve como foi feito este dimensionamento.

O circuito projetado é composto por um amplificador operacional (AmpOp 741). Utilizou-se um circuito não inversor, Figura 20, as resistências foram calculadas de modo que o ganho do circuito seja igual a 3, como descrito anteriormente. A Eq. (62) representa o ganho do circuito.

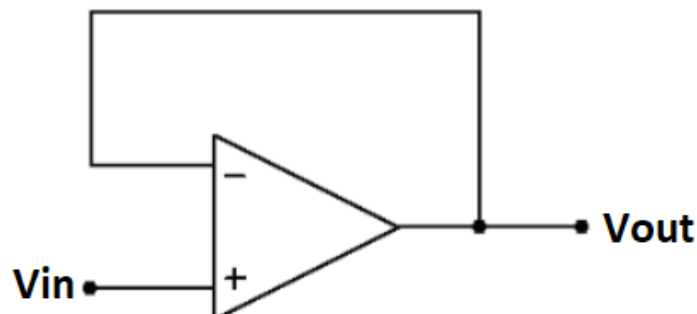
$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R1}{R2} \quad (62)$$

Para $G = 3$, o valor da resistência $R2$ será o dobro da resistência $R1$. Os valores calculados para as resistências foram $R1 = 12 \text{ k}\Omega$ e $R2 = 24 \text{ k}\Omega$.

Além das duas resistências já calculadas, será necessária a utilização de uma terceira resistência $R3$, que teve seu valor calculado igual a $8 \text{ k}\Omega$, colocada na entrada não inversora do amplificador operacional. Esta resistência tem como função eliminar a corrente de polarização, conforme descrito no capítulo 2.

Para que a leitura no osciloscópio seja correta, a impedância de saída deverá ser de $50 \text{ }\Omega$. Para tal, será utilizado um amplificador operacional do tipo seguidor de tensão (buffer), Figura 30, para realizar o casamento de impedâncias. Em paralelo com o amplificador será utilizado um conector BNC fêmea, que já possui impedância igual $50 \text{ }\Omega$.

Figura 30 – Amplificador operacional do tipo buffer.



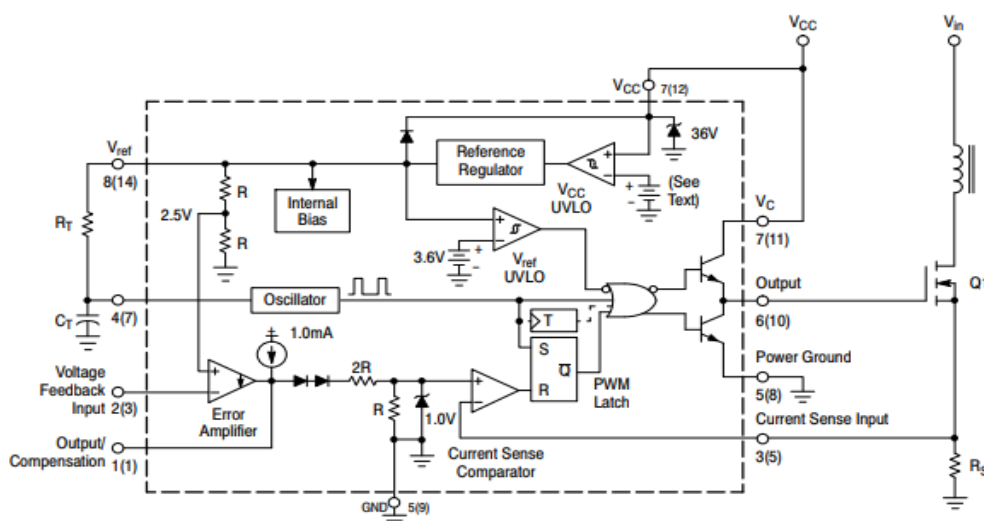
Fonte: Adaptado de WENDLING, 2010, Cap. 3- pág 20.

3.6 CIRCUITO DE CONTROLE

Para a realizar o controle da razão cíclica da operação do Circuito *Flyback* foi escolhido o circuito integrado UC3844. Uma das principais vantagens na escolha desse circuito integrado é o fato de serem especificamente projetado para aplicações de conversores CC-CC oferecendo ao projetista uma relação custo-benefício eficaz com componentes externos mínimos. O circuito integrado escolhido possui as seguintes características: oscilador, amplificador de erro de alto ganho, comparador de detecção de corrente e uma alta corrente de saída ideal para realizar o acionamento de um MOSFET de potência sem a necessidade de um circuito de driver externo.

Na Figura 31 é apresentado os componentes internos e externos do circuito integrado UC3844. Internamente no retângulo tracejado é apresentado os componentes internos do circuito integrado. Em relação aos componentes externos, observa-se os resistores R_t e R_s assim como o capacitor C_t . O resistor R_t e o capacitor C_t são dimensionados de forma a garantir a frequência constante de operação do oscilador interno do circuito integrado, que posteriormente irá garantir a frequência de comutação constante no transistor do conversor. O resistor R_s é dimensionado de acordo com o valor de pico da corrente que circula por ele garantindo o nível de tensão máximo de 1 V no pino de entrada do circuito integrado que realiza a leitura da corrente instantânea que circula pelo transistor do conversor *Flyback*. Os pinos 1 e 2 do circuito integrado tem a função de realizar a configuração do circuito de controle em malha fechada do conversor, já que internamente no circuito integrado esses pinos possibilitam o acesso a saída e a entrada inversora do amplificador de erro.

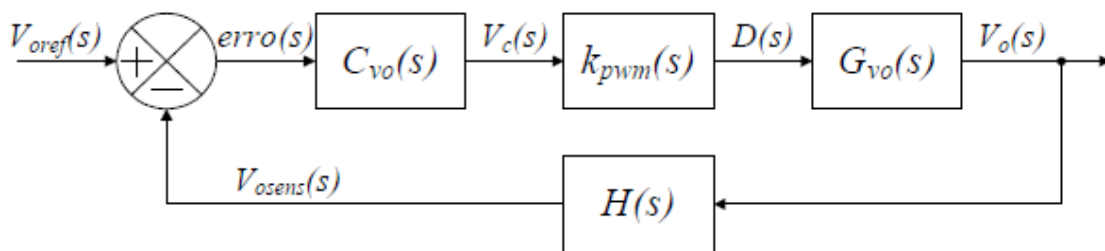
Figura 31 – Esquemático do Circuito de controle.



Fonte: *Datasheet* do circuito integrado UC3844.

A razão cíclica do transistor será alterada de acordo com ação do controlador proporcional. Quando houver diferença entre o sinal de referência (que é estipulado internamente no circuito integrado pelo valor de tensão constante de 2,5 V) e o sinal medido da tensão de uma das saídas do conversor, essa diferença irá apresentar um erro que posteriormente o controlador proporcional irá atuar diretamente na razão cíclica do conversor até que o erro atinja o valor mínimo aceitável para o controlador proporcional. Dessa maneira a Figura 32 apresenta o diagrama de controle em malha fechada. Esse diagrama apresenta a função de transferência da planta $G_{vo}(s)$, o ganho da modulação PWM representado pelo bloco $k_{pwm}(s)$, a função de transferência do controlador $C_{vo}(s)$ e a função de transferência da leitura da tensão de saída representada por $H(s)$.

Figura 32 – Diagrama do controle.



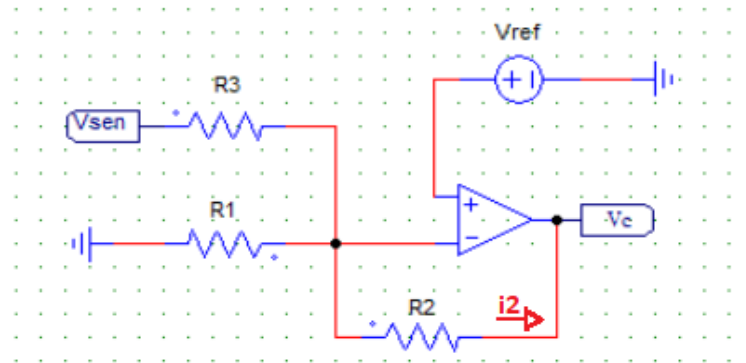
Fonte: Autoria própria, 2020.

A função de transferência da planta $G_{vo}(s)$, Eq. (63), possui como características: ganho igual a 0,816, possui um zero, um polo e a planta apresenta característica de primeira ordem. O ganho K_{pwm} para o caso deste projeto será igual a 1, uma vez que este é determinado pela razão $1/V_t$, onde V_t é o valor de pico do sinal portador da modulação PWM .

$$G_{vo}(s) = \frac{E \cdot R_{SE}}{R_{O3} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_m}{R_{O3} \cdot T_s}}} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{C_{O3} \cdot R_{SE}}\right)}{\left(s + \frac{1}{C_{O3} \cdot R_{O3}}\right)} \quad (63)$$

A função de transferência da leitura da tensão de saída, bloco $H(s)$, é por definição a razão entre a tensão de referência interna (V_{ref}) do circuito integrado e a tensão na saída 3 do circuito *Flyback*, V_{o3} . Já o bloco do controlador $C_{vo}(s)$ irá produzir o ganho através do circuito divisor resistivo presente na Figura 33.

Figura 33 – Arranjo dos Resistores de Ganho Circuito de Controle.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Dentro das funcionalidades que o circuito integrado UC3844 oferece, optou-se pelo controlador proporcional devido a sua maior simplicidade. Como a tensão nas saídas do circuito *Flyback* ainda serão ajustadas por um regulador linear de tensão, não há necessidade da utilização de um controlador mais complexo, uma vez que o controlador proporcional deverá oferecer uma resposta adequada para esta aplicação.

Para realizar a análise do projeto de controladores é utilizado a função de transferência de malha aberta, a qual é definida como $C(s) \cdot G(s) \cdot H(s)$, Eq. (64).

$$FTMA_{vo}(s) = Kp \cdot Kpwm \cdot \left[\frac{E \cdot R_{SE}}{Ro3 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot Lm}{Ro3 \cdot Ts}}} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{Co3 \cdot R_{SE}}\right)}{\left(s + \frac{1}{Co3 \cdot Ro3}\right)} \right] \cdot \frac{Vref}{Vo3} \quad (64)$$

Na função de transferência de malha aberta E é a tensão de entrada máxima, R_{SE} é a resistência série do capacitor de saída 3, $Ro3$ é a resistência equivalente a carga na saída 3 do conversor *Flyback*, Lm indutância, Ts período de chaveamento, V_{ref} tensão de referência interna do circuito de controle e $Vo3$ tensão na saída 3 do *Flyback*.

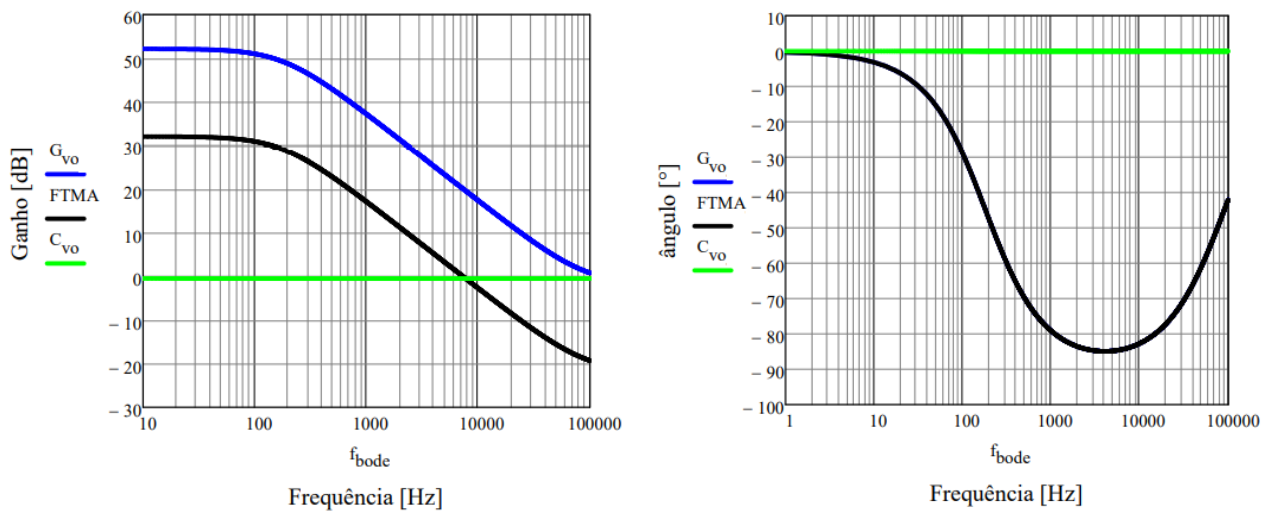
Uma vez definida a função de transferência de malha aberta, é necessário definir o ganho do controlador proporcional, Kp . Em projetos de controladores para conversores estáticos o ganho do controlador é definido pela frequência de cruzamento por zero no diagrama de bode de magnitude. Normalmente a frequência de cruzamento por zero é definida pela razão $fs/4$, na qual fs é a frequência de chaveamento. Isso garante a estabilidade da malha de controle. Dessa maneira para definir o ganho Kp do controlador proporcional aplica-se a definição do módulo da função de transferência de malha aberta igual à 1. Ou seja, $|FTMA| = 1$. A partir da

qual ao isolar a incógnita Kp da equação é possível obter o ganho do controlador, Eq (65), igual a 0,95.

$$Kp = \left| \frac{Vo3 \cdot Ro3 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot Lm}{Ro3 \cdot Ts}} \cdot \left(s + \frac{1}{Co3 \cdot Ro3}\right)}{Vref \cdot E \cdot RSE \cdot \left(s + \frac{1}{Co3 \cdot RSE}\right)} \right| \cdot \frac{Wb}{s} \quad (65)$$

Através do diagrama de Bode, Figura 34, é possível analisar o controlador projetado para o ganho de 0,95, é possível verificar que o ganho da função de transferência em malha aberta é zero quando a frequência está em torno de 7 kHz conforme esperado. Já a margem de fase é igual a 96° acima do mínimo de 45° desejado para fontes chaveadas.

Figura 34 – Diagrama de Bode.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Uma vez determinado o ganho do controlador e demais parâmetros, Tabela 7, é possível seguir com os cálculos dos demais componentes pertencentes ao circuito de controle.

Tabela 7 – Parâmetros do Controlador.

Parâmetro	Valor
Kpwm	1
Kp	0,95
fc	7,32 kHz
fs	40 kHz
H(s)	0,104
Ganho de Gvo(s)	0,816

Com o valor do ganho proporcional calculado é possível determinar o valor das resistências que conectadas às entradas do amplificador de erro da unidade de controle irão gerar o ganho igual ao calculado, 0,95, Figura 33. Os valores de $R1$ e $R3$ são calculados através das Eq. (66) e Eq. (67):

$$R1 = \frac{Vo3 - Vref}{Ipolarização} \quad (66)$$

$$R3 = \frac{Vref}{Ipolarização} \quad (67)$$

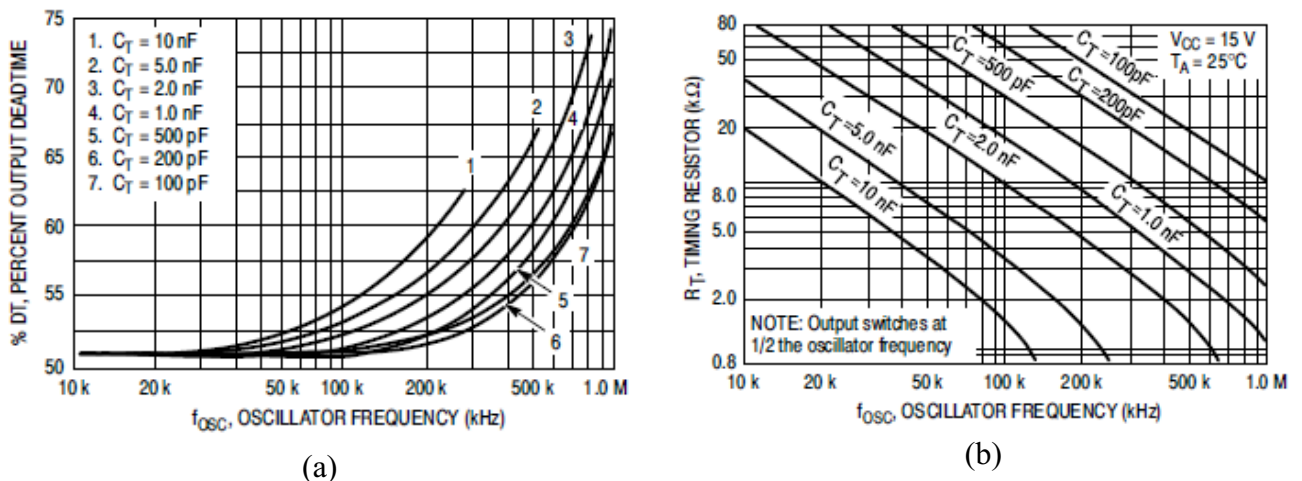
Já o valor da resistência $R2$ é calculado através da Eq. (68):

$$R2 = \frac{(1 - Kp) \cdot Vsens}{I2} \quad (68)$$

Através da Lei de Kirchoff das correntes é possível determinar a corrente que circula no resistor $R2$, $I2$. Assim, os valores comerciais dos resistores $R1$, $R2$ e $R3$ são, respectivamente, 2,2 k Ω , 820 Ω e 22 k Ω .

Para determinar os valores da resistência Rt e da capacitância Ct , analisou-se os gráficos apresentados na Figura 35. Esses gráficos são disponibilizados pelo manual do circuito integrado UC3844. Para determinação da capacitância Ct , foi analisado o gráfico da Figura 35 (a) que ilustra a relação entre a frequência do oscilador interno do circuito integrado e o percentual de tempo morto de saída. No caso desse projeto, a curva 3 é a que melhor atende as faixas de operações desejadas, logo o valor da capacitância Ct é igual à 2 nF.

Figura 35 – Parâmetros para determinação de Ct e Rt .



Fonte: Manual do circuito integrado UC3844.

Com o valor de C_t determinado é possível determinar o valor de R_t através da Figura 35 (b). Logo, o valor de R_t é de aproximadamente 22 k Ω , utilizou-se um resistor de 10 k Ω em série com um potenciômetro de 10 k Ω para que seja possível ajustar esse valor na prática).

Por fim, a determinação da resistência *shunt* responsável pela adequação da leitura da corrente de entrada do conversor *Flyback* é definida a partir da Eq. 69):

$$R_s = \frac{1 V}{I_{tpmax}} \quad (69)$$

Como não há resistores comerciais com o valor de 2,236 Ω , para obter esse valor na prática foi utilizado dois resistores em paralelo com valor de 4,70 Ω .

Foram necessários também a adição de alguns circuitos com a função de filtrar ou amenizar alguns efeitos do chaveamento em alta frequência, maiores detalhes dessas topologias estão no esquemático completo do projeto que será apresentado no Capítulo 5.

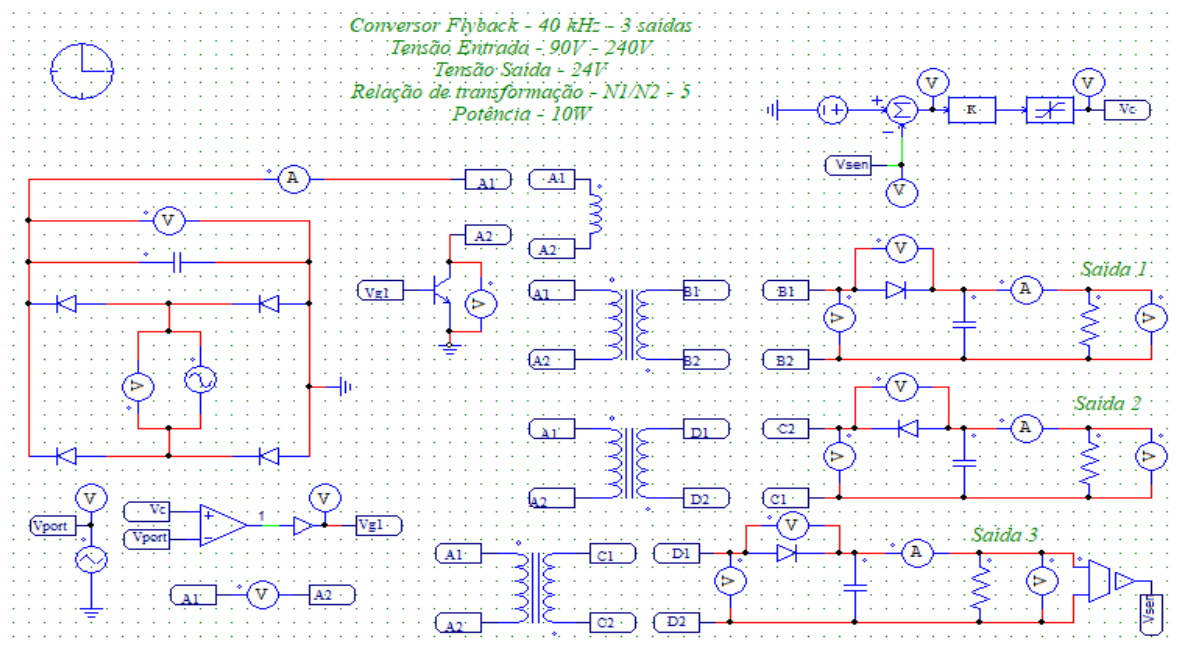
4 SIMULAÇÕES

Após os estudos sobre o funcionamento dos circuitos retificador de onda completa, conversor *Buck-Boost* e conversor *Flyback* no capítulo 2 e o desenvolvimento do projeto no capítulo 3, este capítulo tratará das simulações do circuito que foram realizados com base nos componentes e parâmetros definidos em projeto para verificação do atendimento das especificações.

4.1 SIMULAÇÕES DO CONVERSOR *FLYBACK* EM REGIME PERMANENTE

A Figura 36 apresenta o esquema de simulação da fonte auxiliar, projeto com o intuito de condicionar a alimentação para o circuito da sonda de corrente. A fonte auxiliar é composta de um conversor CA-CC unidirecional não-controlado (retificador monofásico de onda completa a diodos) e um conversor CC-CC isolado (*Flyback*). O controle da razão cíclica do conversor *Flyback* é realizado a partir de uma estratégia de controle em malha fechada, onde é realizada a leitura da tensão em uma das saídas de tensão do conversor que comparada com o sinal de referência gera um sinal de erro estático. Com auxílio do controlador proporcional, a ação de controle atua diretamente no sinal modulante da estratégia de modulação do conversor, atuando assim na razão cíclica de forma automática.

Figura 36 – Projeto do Circuito *Flyback*.



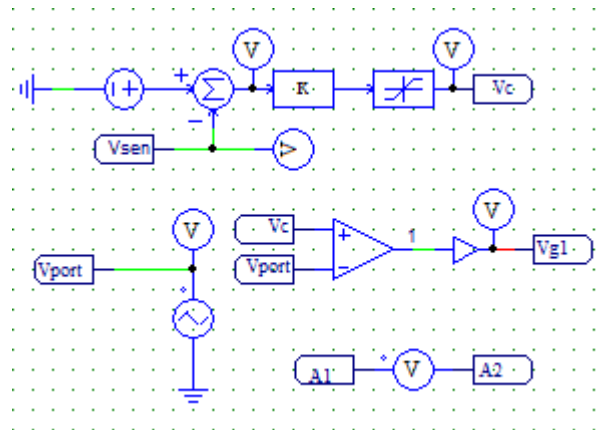
Fonte: Autoria Própria, 2020.

Para verificar se o circuito dimensionado irá se comportar como esperado foram realizadas duas simulações iniciais, considerando as duas situações extremas, tensão de entrada

do circuito mínima e máxima. Também foram feitas 3 simulações para testar o comportamento do circuito de controle quando ocorre variações bruscas: na tensão de entrada, na carga e na tensão de referência do circuito. Nas simulações realizadas foi utilizado *software Psim*.

Em todas as simulações realizadas, o controle da razão cíclica foi realizado pelos circuitos ilustrados na Figura 37, que são modelos suficiente próximos ao modo de funcionamento real da unidade de controle escolhida para este projeto. O circuito de controle foi aproximado por um bloco somador que verificará a diferença da tensão entre a referência de 2,5 V com a tensão na saída 3 do circuito *Flyback*, esse erro será multiplicado pelo ganho de do controlador proporcional, calculado na seção 3.6, que resultará no sinal chamado de V_c . Este sinal será comparado com o sinal portador resultando no sinal V_{gl} .

Figura 37 – Razão Cíclica Projeto *Flyback*.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

O sinal V_{gl} , é o sinal modulante que comparado com o sinal triangular gera o sinal de razão cíclica que irá atuar diretamente no transistor do conversor *Flyback*. O circuito comparador irá funcionar da seguinte maneira:

- quando a tensão da onda portadora é menor que a tensão da onda modulante, V_c , a saída denominada de V_{gl} estará em nível lógico alto, 1 V;
- quando a situação for contrária, tensão da onda portadora maior que a onda modulante a saída estará em nível lógico baixo, 0 V.

Assim, o formato da onda de tensão V_{gl} , será uma onda quadrada de largura de pulso igual a razão cíclica desejada.

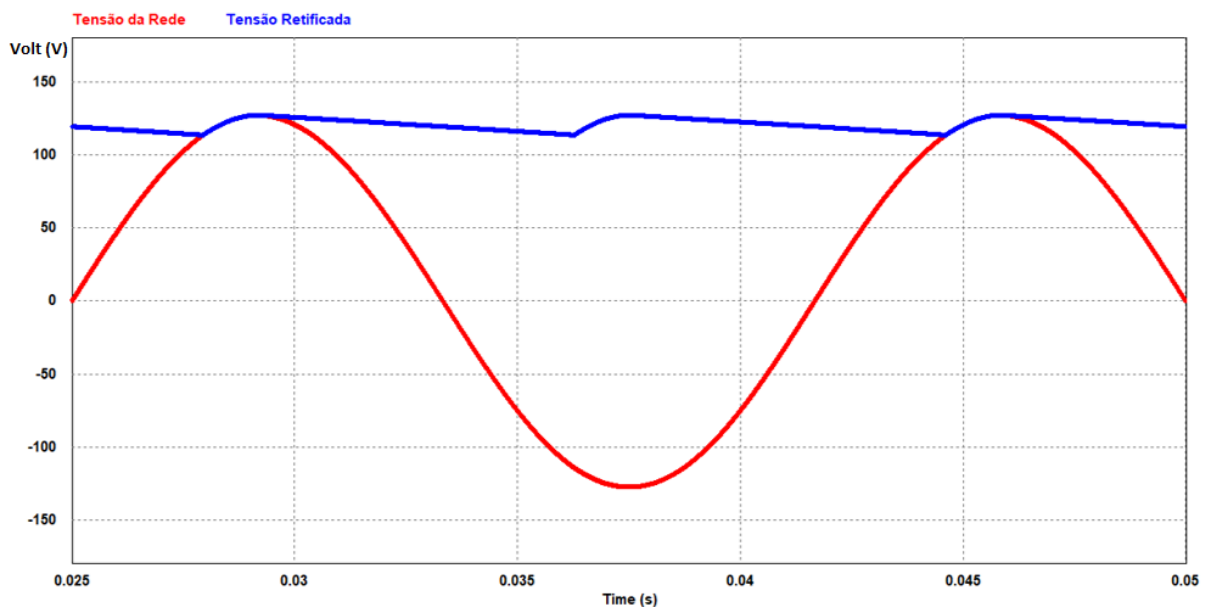
Na Tabela 8, estão as especificações das simulações do conversor em regime permanente considerando.

Tabela 8 – Especificações Simulações.

Parâmetro	Valor
Frequência de chaveamento (f_s)	40 kHz
Tensão de Referência Circuito Controle	2,5 V
Ganho Proporcional (K_p) do Controlador	0,95
Tensão de Entrada Mínima	90 V
Tensão de Entrada Máxima	240 V
Frequência da Rede	60 Hz

4.1.1 SIMULAÇÃO COM TENSÃO DE ENTRADA MÍNIMA

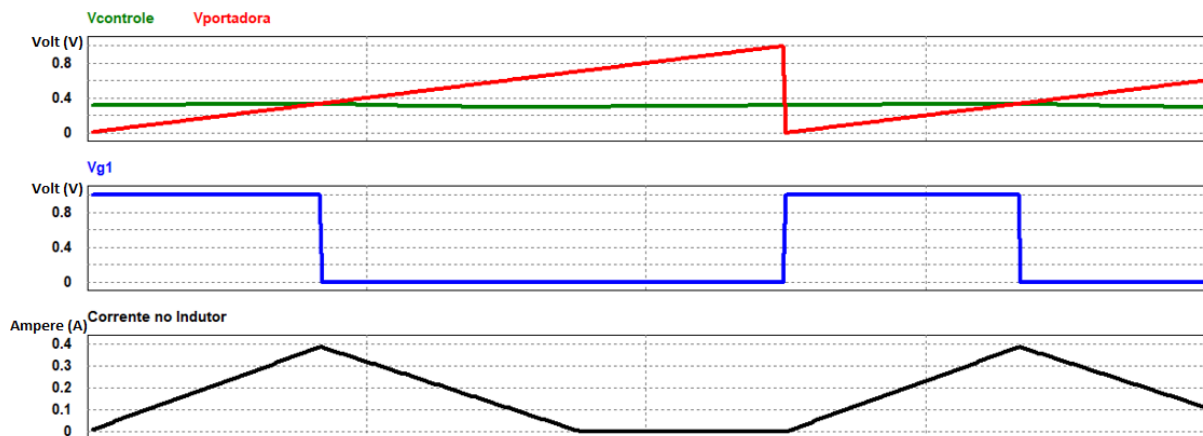
A primeira simulação realizada foi com a tensão de entrada mínima, 90 V, na qual se espera a razão cíclica máxima em torno de 0,351. A Figura 38 ilustra a forma de onda da tensão da rede e a forma de onda da tensão de saída do circuito retificador. O valor médio da tensão retificada na simulação é de aproximadamente 121 V. Com uma ondulação de tensão de aproximadamente 5%.

Figura 38 – Formas de onda Retificador de Onda Completa.

Fonte: Autoria Própria, 2020.

Já a Figura 39 ilustra as formas de onda que verificam o funcionamento do circuito no modo de operação desejado, descontínuo, e o correto funcionamento do circuito de controle projetado. Através das formas de onda da Figura 39 é possível verificar que o circuito projetado tem as mesmas três etapas de funcionamento já vistas na seção 2.2.2. A corrente no indutor cresce no momento em que a chave está fechada, V_{g1} igual 1, e depois decresce até zero quando a chave está aberta, ou seja, a energia armazenada no componente é descarregada antes do início do próximo ciclo. A razão cíclica nesta simulação foi igual a 0,314, valor próximo o suficiente do projetado de 0,351.

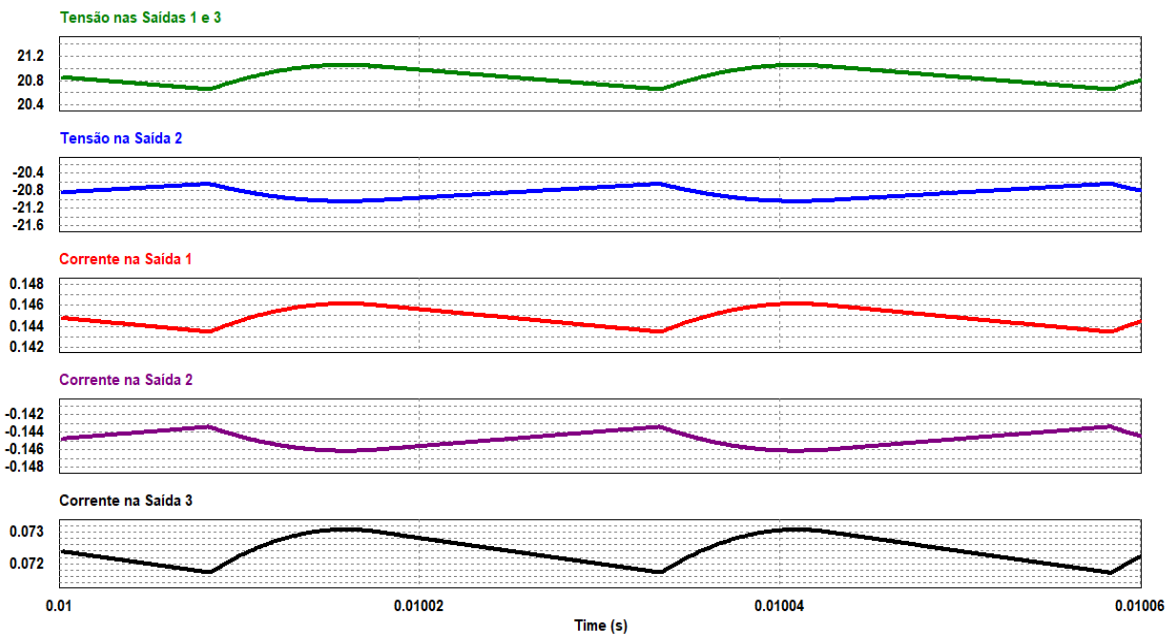
Figura 39 – Formas de onda Razão Cíclica.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

A Figura 40 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor *Flyback*. Na simulação valor médio da tensão nas saídas 1 e 3 do conversor na simulação foi 20,85 V e - 20,85 V na saída 2. O comportamento ondulatorio da tensão se deve a alta frequência de comutação do conversor. O valor médio da corrente foi de 144,81 mA nas saídas 1 e 3, nessas saídas a potência processada é igual a 4 W. Já na saída 3, potência igual a 2 W, a corrente média na simulação foi de 72,406 mA.

Figura 40 – Formas de onda nas saídas do conversor.

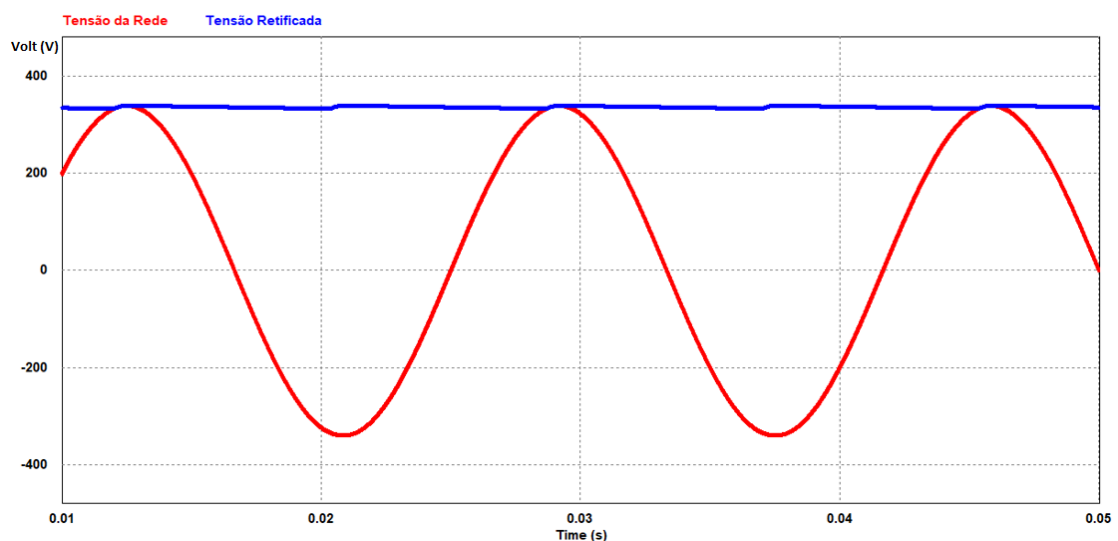


Fonte: Autoria Própria, 2020.

4.1.2 SIMULAÇÃO COM TENSÃO DE ENTRADA MÁXIMA

Essa segunda simulação seguiu os mesmos passos da primeira, porém a tensão de entrada foi igual ao nível máximo projetado, 240 V, na qual se espera a razão cíclica mínima em torno de 0,132. A Figura 41 ilustra as formas de onda na entrada do circuito. O valor médio da tensão retificada na simulação foi igual a 336,29 V, com uma variação de 1% do valor projetado.

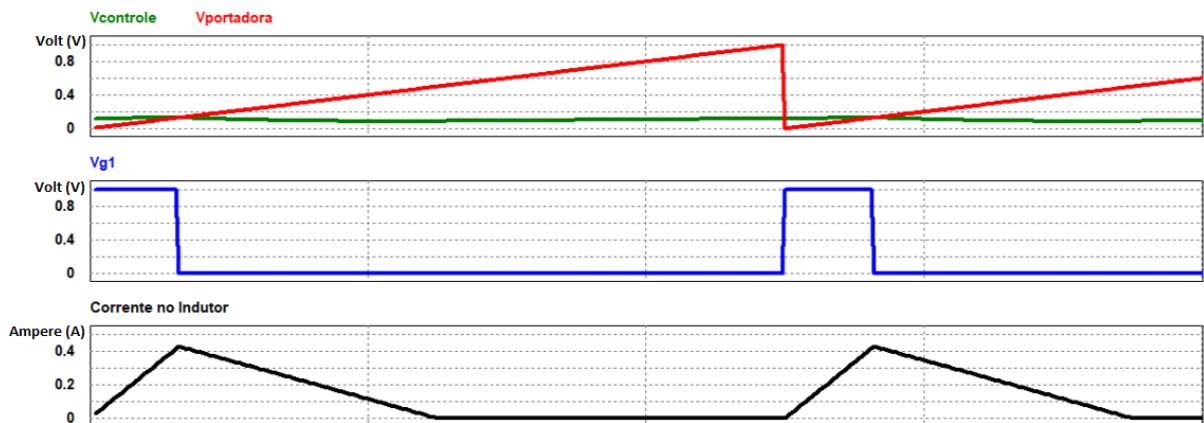
Figura 41 – Formas de onda Retificador de Onda Completa simulação 2.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

A Figura 42 apresenta os sinais da estratégia de modulação, o sinal de acionamento do transistor no conversor *Flyback* e a forma de onda da corrente na indutância magnetizante. Observa-se que para esta condição de operação, a razão cíclica definida em projeto é semelhante ao valor obtido pela simulação, ou seja, aproximadamente 0,1. Além disso, percebe-se na forma de onda da corrente que circula pela indutância magnetizante, o comportamento no modo de operação descontinua.

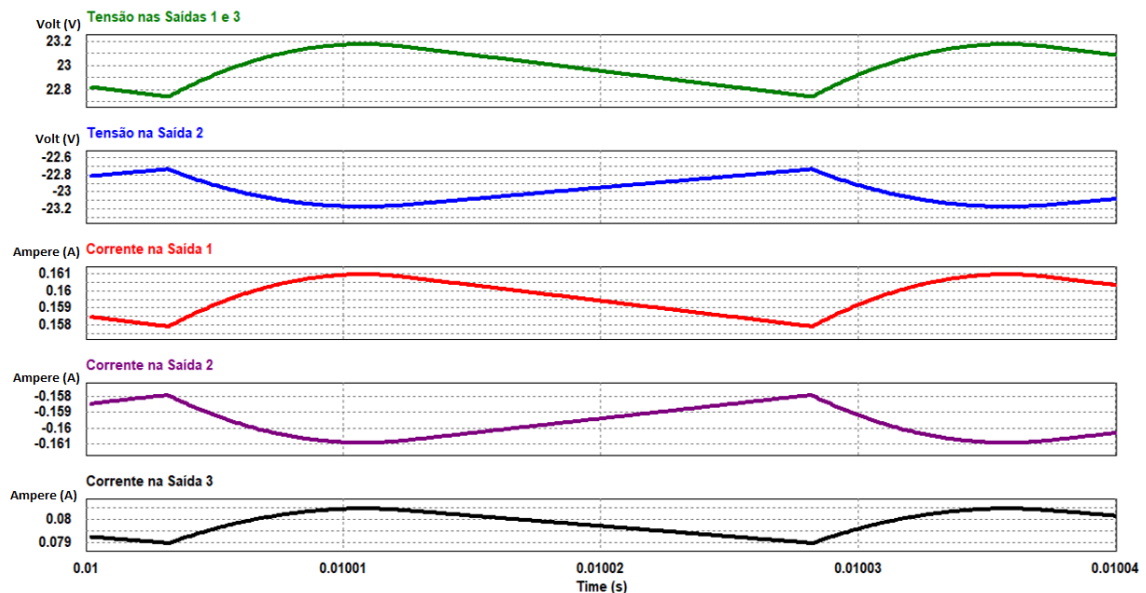
Figura 42 – Formas de onda nas saídas do conversor simulação 2.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

A Figura 43 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor *Flyback*. Na simulação valor médio da tensão nas saídas 1 e 3 do conversor na simulação foi 22,99 V e - 22,99 V na saída 2. O valor médio da corrente foi de 159,68 mA nas saídas 1 e 3. Já na saída 3, a corrente média na simulação foi de 72,406 mA.

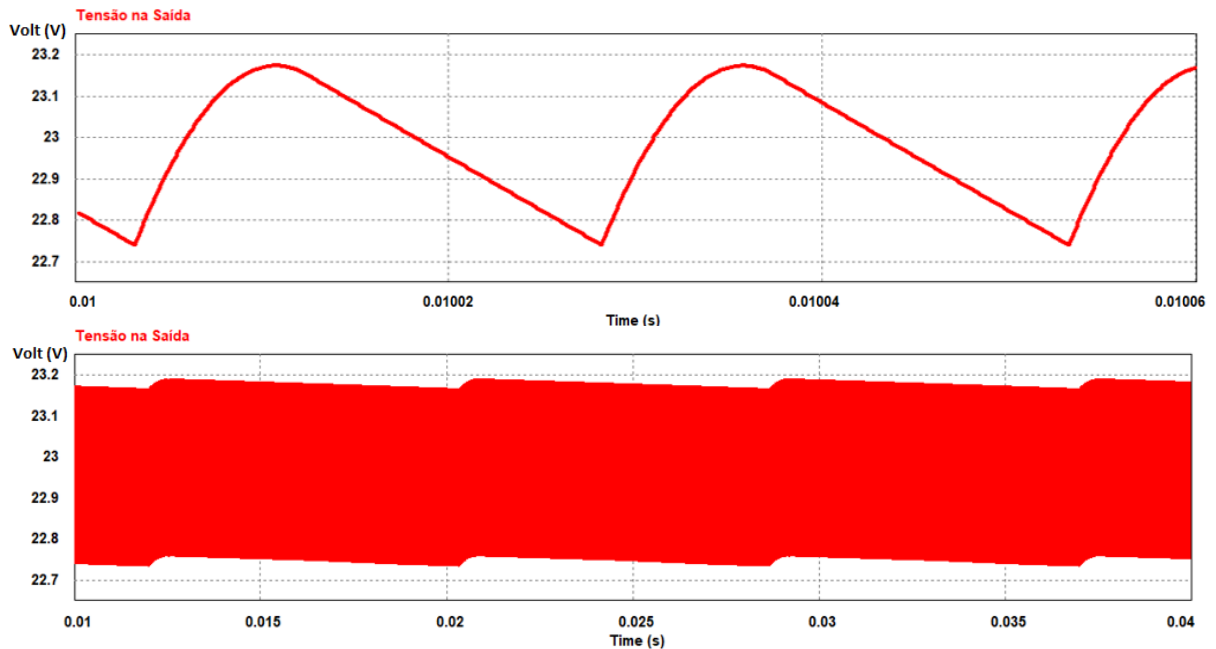
Figura 43 – Formas de onda nas saídas do conversor simulação 2.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

É interessante citar que a variação do sinal de saída ocorre em duas frequências, em alta frequência e em baixa frequência, Figura 44.

Figura 44 – Variação na tensão de saída.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

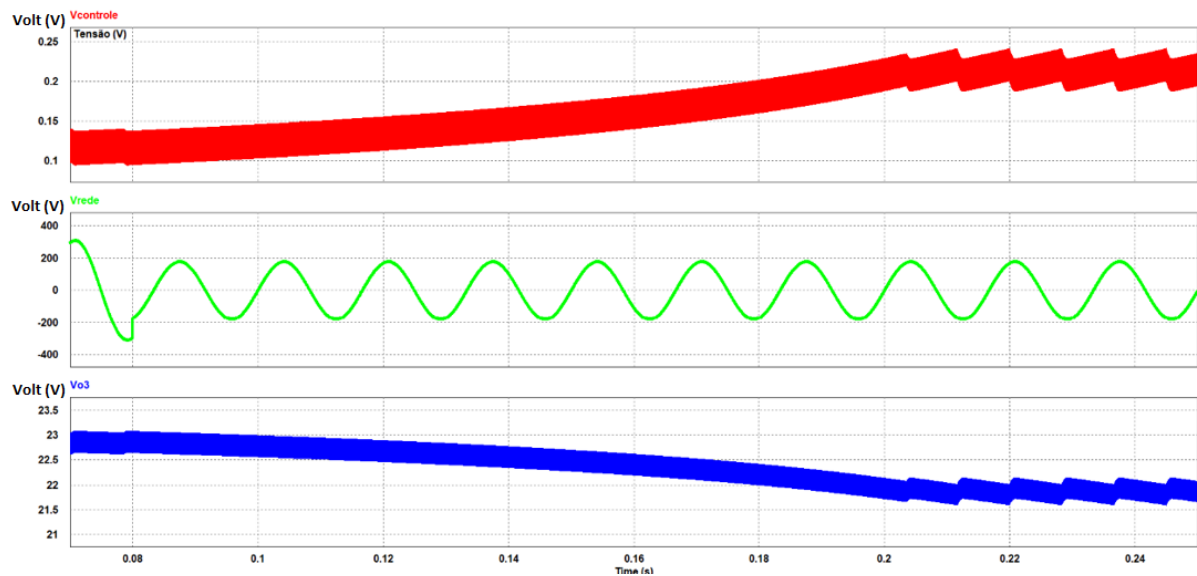
4.2 SIMULAÇÕES TESTE DO CIRCUITO DE CONTROLE

Com o verificar de observar a capacidade de reação do circuito de controle sobre condições atípicas foram simuladas três diferentes situações: variação na tensão de entrada (Rede), variação de carga e variação na tensão de referência do circuito de controle do conversor *Flyback*.

4.2.1 SIMULAÇÃO VARIAÇÃO NA TENSÃO DE ENTRADA (REDE)

Nesta simulação há um decremento da tensão de alimentação, inicialmente a tensão eficaz de alimentação é de 220 V e no instante de 0,08 s a tensão de alimentação passar a ser de 127 V. O resultado da simulação está na Figura 45.

Figura 45 – Simulação variação na tensão de entrada (rede).



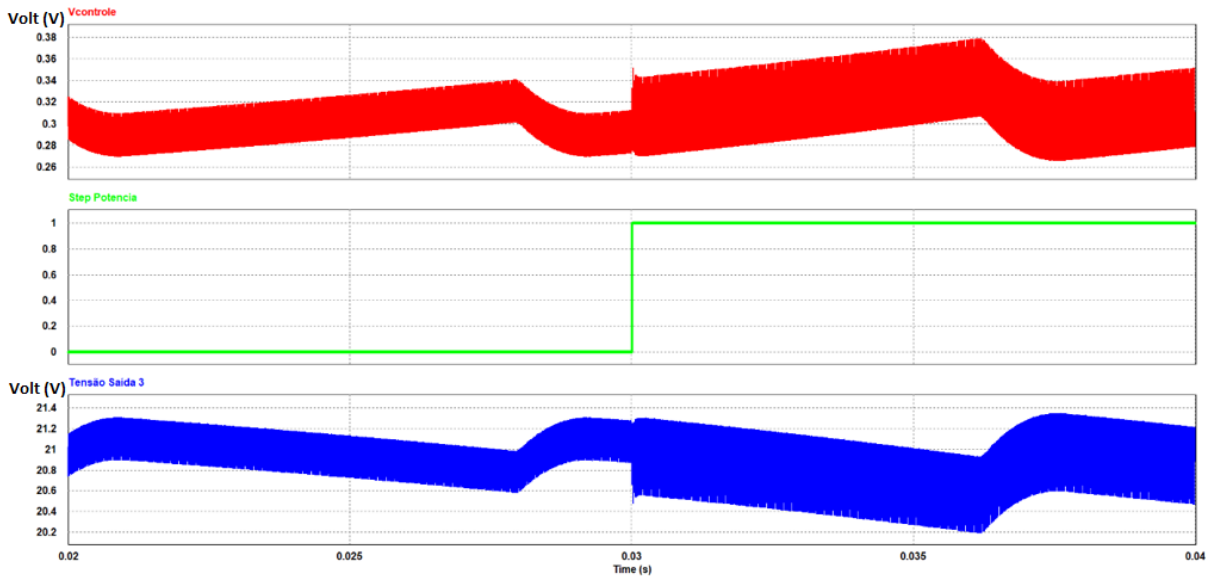
Fonte: Autoria Própria, 2020.

Como é possível verificar na Figura 45 a tensão de entrada chamada de *Vrede*, tem um decréscimo no instante 0,08 s. Como consequência o controlador entra em atuação aumentando o valor de sua saída, V_c , em contrapartida há uma queda na tensão de saída, $Vo3$, do *Flyback* até que ambas as tensões voltam a estabilidade. Apesar da relativa demora para o circuito voltar a estabilidade o controlador projetado conseguiu atender a situação atípica. Vale ressaltar, que a tensão de saída apresenta um erro estático à variação na tensão da rede. Apesar deste erro estático não ser nulo, o nível médio da tensão de saída é aceitável para operação da carga do conversor.

4.2.2 SIMULAÇÃO VARIAÇÃO DE CARGA

O objetivo desta simulação é verificar como o controlador irá se comportar em caso de um aumento repentino na potência demanda pela saída 3 do circuito, para a simulação foi considerado um aumento de dez vezes a potência demanda pela saída. O resultado da simulação está na Figura 46. Como é possível verificar, na Figura 46, quando ocorre o degrau de carga, sinal que altera a configuração do circuito, aumentando o valor da resistência na saída 3, o controlador consegue rapidamente retornar à estabilidade ao circuito. Contudo, há um aumento na variação da tensão de saída tanto em baixa frequência quanto em alta frequência.

Figura 46 – Simulação variação da carga.

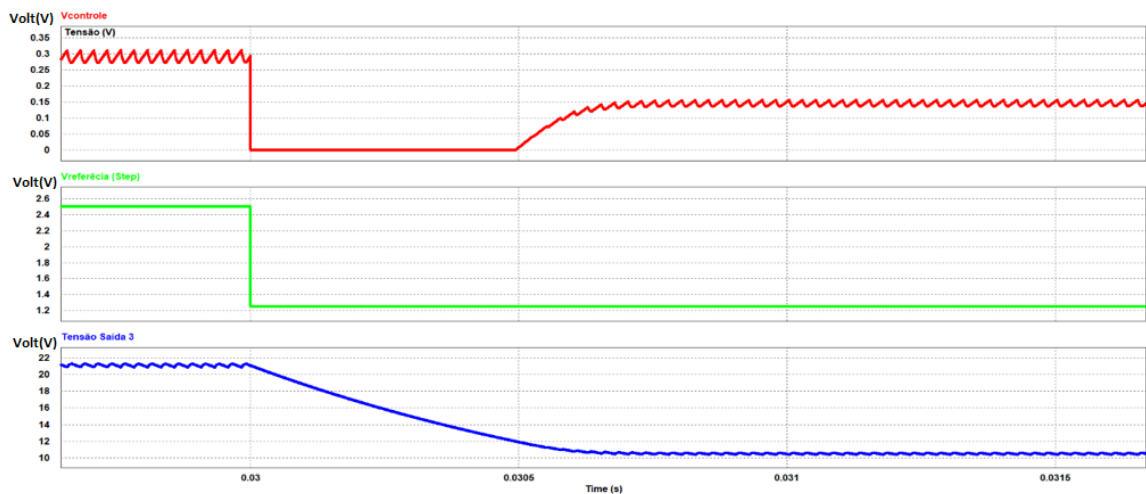


Fonte: Autoria Própria, 2020.

4.2.3 SIMULAÇÃO VARIAÇÃO NA TENSÃO DE REFERÊNCIA

A última simulação para testar o controlador projetado foi realizada com objetivo de verificar seu comportamento caso haja abrupta diminuição da tensão da tensão de referência interna do controlador. O resultado da simulação é apresentado na Figura 47.

Figura 47 – Simulação variação da tensão de referência.

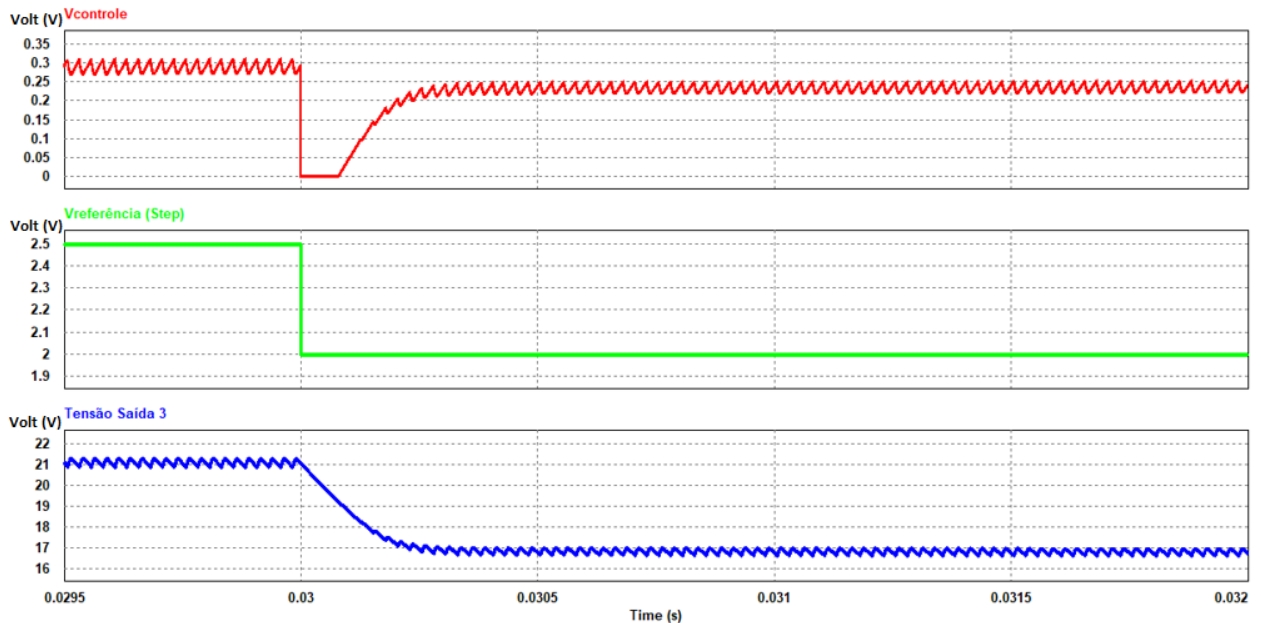


Fonte: Autoria Própria, 2020.

O ensaio de degrau na referência tem o objetivo de verificar o tempo de resposta do controlador projetada, como é possível verificar na Figura 47 a tensão referência, V_{ref} , diminui rapidamente no instante 0,03 s. Como consequência a tensão na saída cai até o momento em

que o controlador entra em atuação estabilizando a tensão de saída em torno dos 10 V, com um tempo de resposta aproximadamente de 51 ms. Caso um distúrbio de menor magnitude ocorrer, como por exemplo no caso da Figura 48, o controlador consegue atuar mais rápido e consequentemente a tensão na saída do circuito é maior.

Figura 48 – Segunda simulação variação da tensão de referência.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

4.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados da primeira simulação, tensão de entrada mínima, estão apresentados na Tabela 9. Apesar da diferença entre o valor obtido na simulação e o valor de projeto, em alguns casos, ser maior que 10% os valores são aceitáveis e não terão impacto significativo na alimentação do sensor, uma vez, que as tensões de saída 1 e 2 serão grampeadas por um regulador linear de tensão que fixará as tensões em 15 V e – 15 V.

Já na tabela 10 estão os resultados da segunda simulação, tensão de entrada máxima. Apesar de nessa simulação o erro percentual da razão cíclica ter aumentado consideravelmente, o erro diminui nos demais resultados.

Tabela 9 – Resultados da Simulação de tensão de entrada mínima.

Resultados	Resultado Simulação	Valor de Projeto	Erro
Tensão Média Retificada	120,97 V	127,27 V	4,95%
Razão Cíclica	0,314	0,351	10,54%
Tensão Média Saídas 1 e 3	20,85 V	24,00 V	13,11%
Tensão Média Saída 2	- 20,85 V	- 24,00 V	13,11%
Corrente Média Saída 1	144,81 mA	166,66 mA	13,11%
Corrente Média Saída 2	144,81 mA	166,66 mA	13,11%
Corrente Média Saída 3	72,406 mA	83,33 mA	13,11%

Tabela 10 – Resultados da Simulação de tensão de entrada máxima.

Resultados	Resultado Simulação	Valor de Projeto	Erro
Tensão Média Retificada	336,29 V	339,41 V	0,92%
Razão Cíclica	0,103	0,132	21,97%
Tensão Média Saídas 1 e 3	22,99 V	24,00 V	4,21%
Tensão Média Saída 2	- 22,99 V	- 24,00 V	4,21%
Corrente Média Saída 1	159,68 mA	166,66 mA	4,21%
Corrente Média Saída 2	159,68 mA	166,66 mA	4,21%
Corrente Média Saída 3	79,841 mA	83,33 mA	4,21%

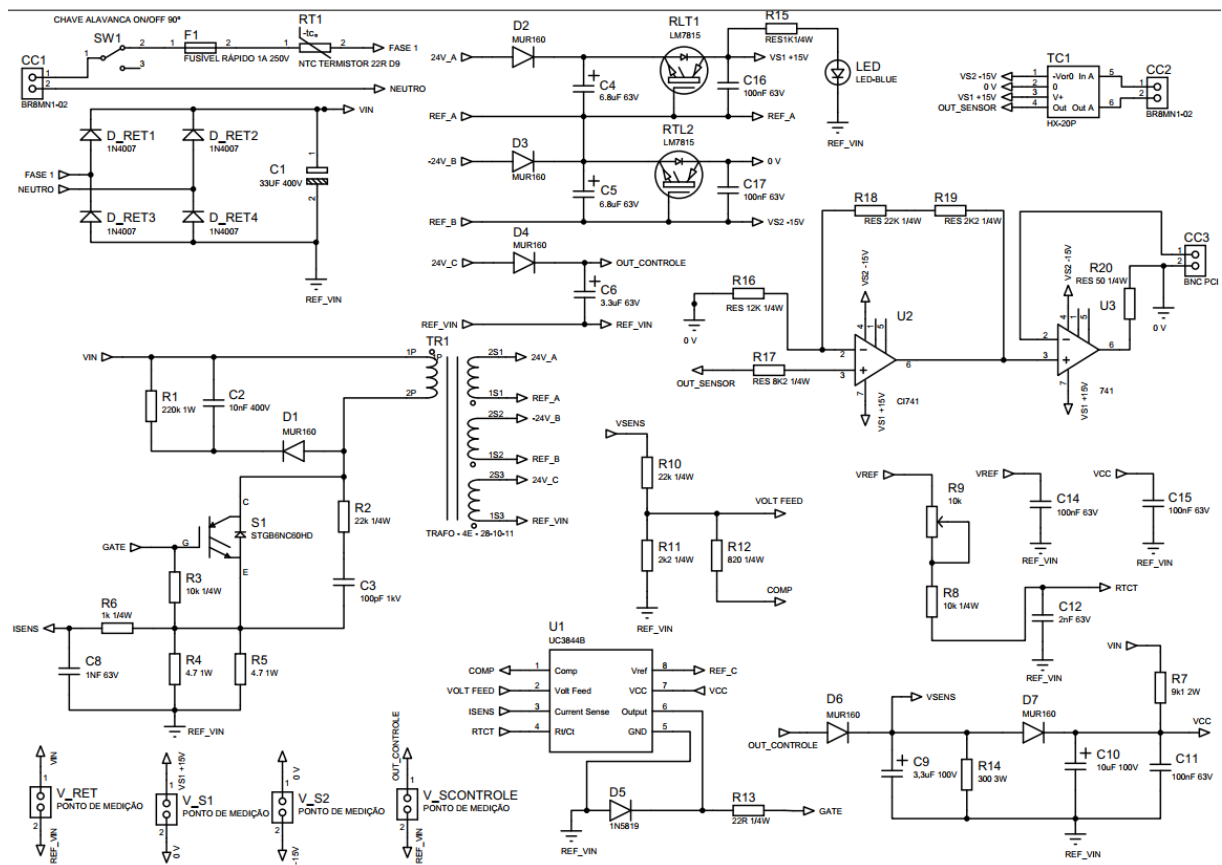
5 FABRICAÇÃO E MONTAGEM DO PROTÓTIPO

Este capítulo, apresenta o projeto final do protótipo no software Proteus, montagem e ajustes do projeto.

5.1 ESQUEMÁTICO E LAYOUT DA PLACA

Após verificar o funcionamento dos circuitos nas simulações, foi feito o projeto da placa de circuito impresso através do *software* Proteus. Na Figura 49, é apresentado o esquemático da placa que contém a ligação de todos os circuitos do projeto.

Figura 49 – Esquemático do Projeto.

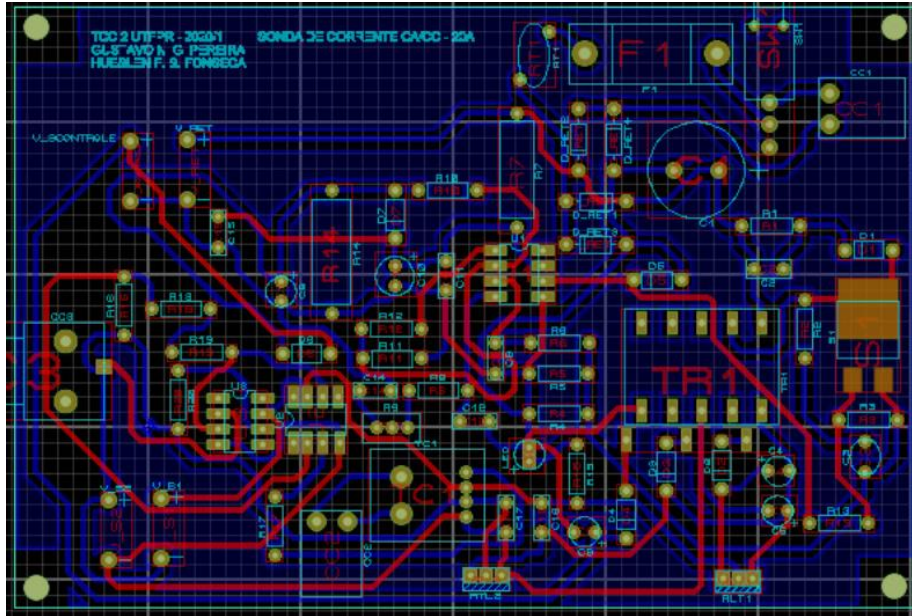


Fonte: Autoria Própria, 2020.

Com o esquemático do circuito da placa pronto, foi possível obter uma visualização do *layout* do projeto através do *software* Proteus. A Figura 50 ilustra as trilhas e malhas que conectam os componentes do projeto, as trilhas em vermelho são as trilhas que estão na camada

superior da placa, já as trilhas em azul estão localizadas na camada inferior. As dimensões da placa são 15 cm de comprimento por 10 cm de largura.

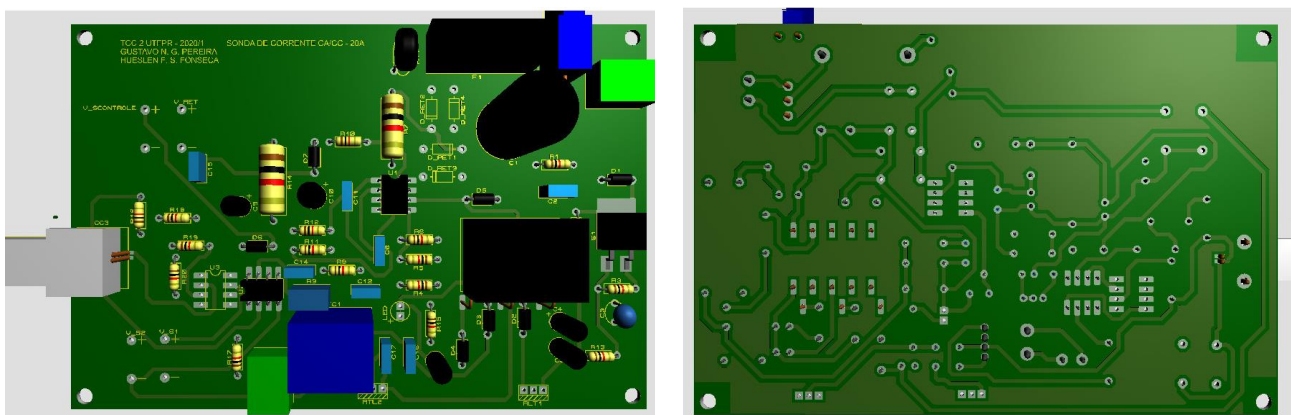
Figura 50 – Layout das ligações e malhas do projeto.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

Já as figuras 51 (a) e 51 (b), obtidas através do *software* Proteus, ilustram o layout final placa com todos os componentes ligados.

Figura 51 – Layout final da placa.



(a) Visão superior.

(b) Visão inferior.

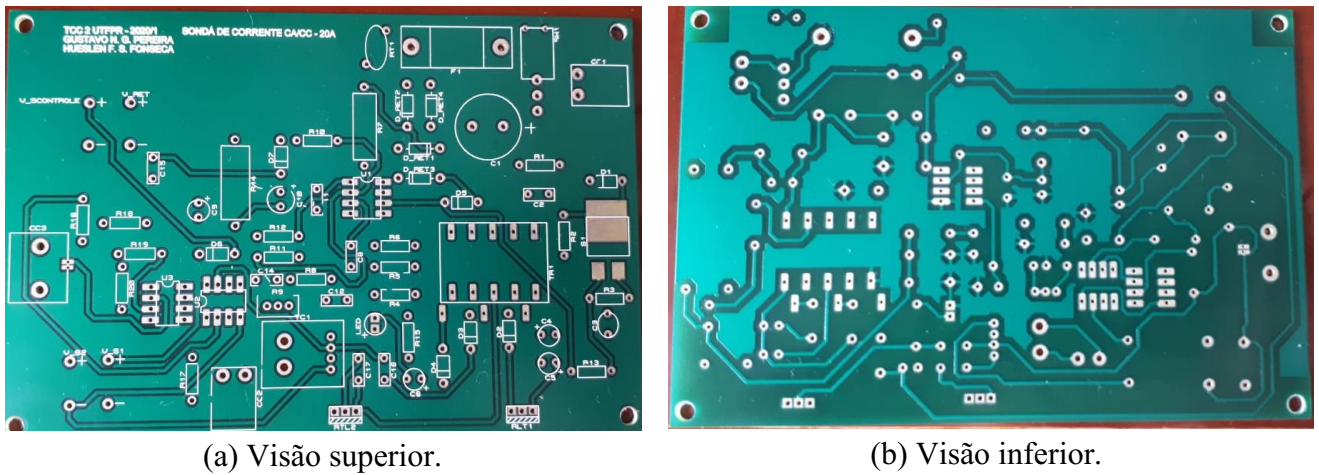
Fonte: Autoria Própria, 2020.

5.2 CONTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

Com todas as etapas do projeto da placa finalizados foi possível seguir com a construção do equipamento. Foi solicitado para algumas empresas orçamentos para construção

da placa de circuito impresso, e, após consolidação do orçamento, optou-se pela fabricação da placa pelo eFab, Laboratório de Prototipagem Eletrônica da UTFPR Campus Curitiba. Na Figura 52 está a placa fábrica pelo eFab.

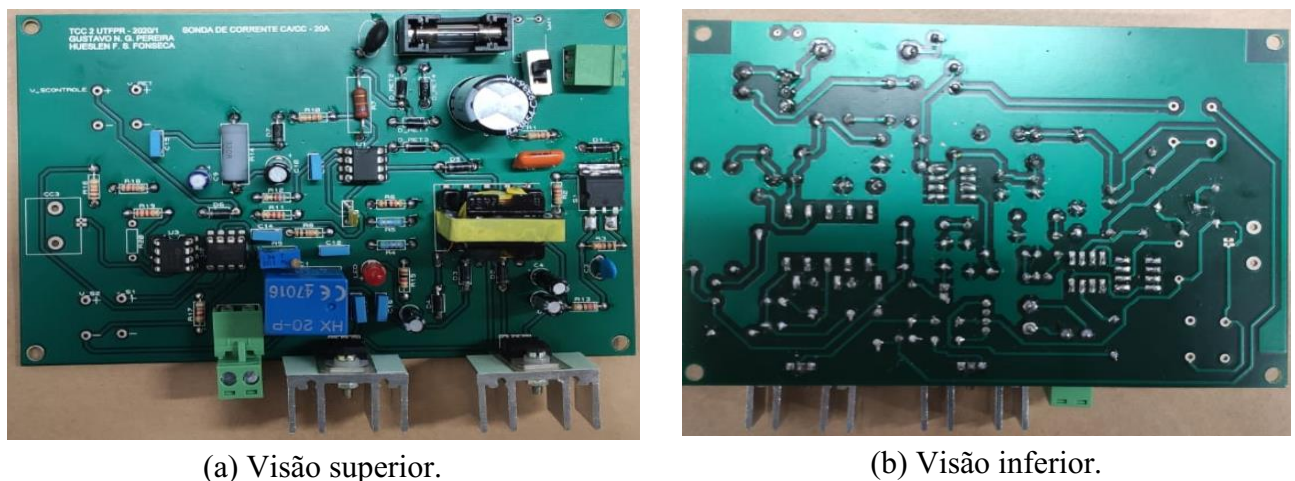
Figura 52 – Placa fabricada.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

Após a fabricação da placa e aquisição dos demais componentes foi construído o transformador e em seguida foi soldado todos os componentes na placa, conforme Figura 53.

Figura 53 – Protótipo Final.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

No APÊNDICE A – TABELA DE COMPONENTES DO PROTÓTIPO, estão descritos todos os componentes utilizados para construção do protótipo separado por circuito e o respectivo valor de aquisição. No total, somando os custos dos componentes o valor gasto para construção do protótipo foi de R\$ 405,64.

6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Este capítulo, apresenta os testes e ensaios práticos realizados com o protótipo e com a sonda comercial, além dos ajustes que foram realizados na medida em que erros de projeto eram descobertos.

6.1 TESTE LABORATORIAIS

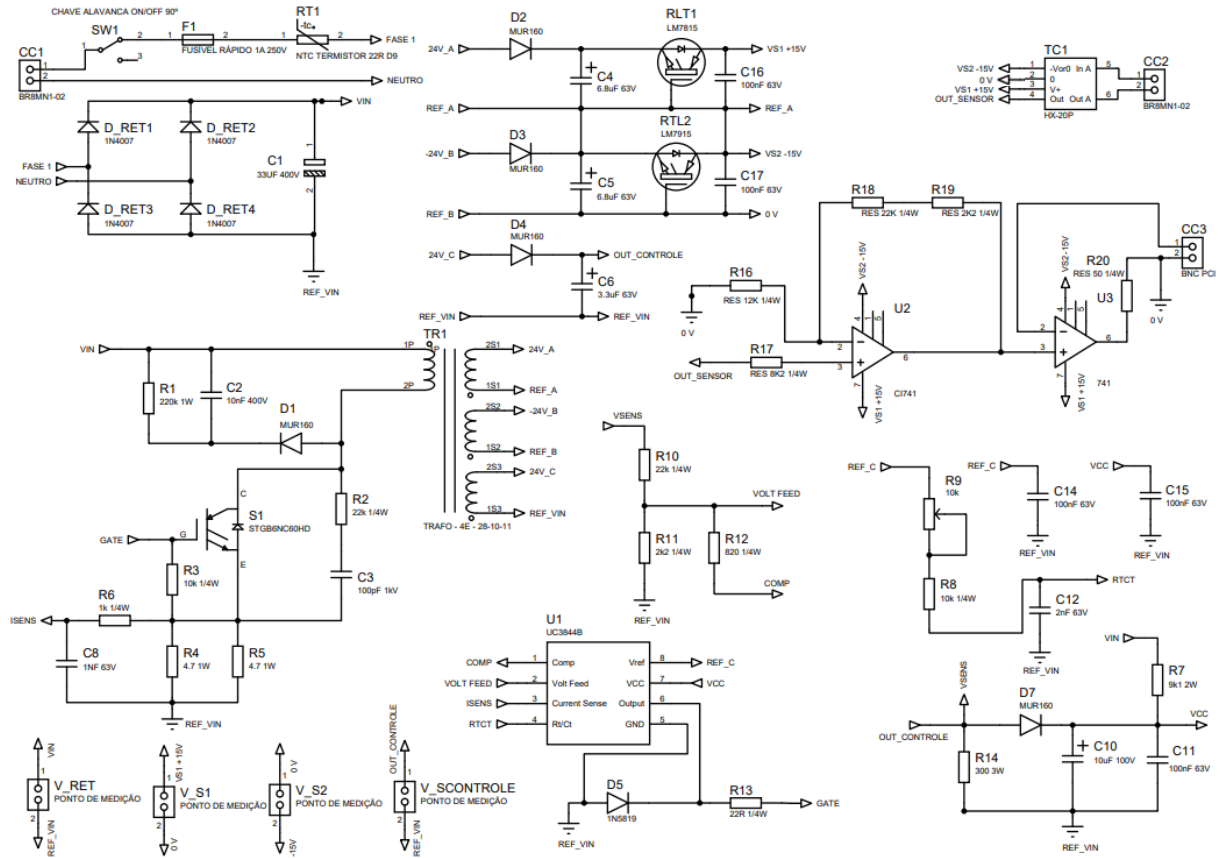
Após montagem da placa foram realizados alguns testes com o protótipo para validar seu funcionamento. O teste inicial, com o objetivo de verificar o funcionamento do conversor *Flyback*, consistiu em alimentar a placa através de um auto transformador e gradativamente aumentar a tensão, CA, de entrada enquanto era monitorado 4 formas de onda: tensão sobre o coletor e emissor do IGBT; tensão sobre o diodo de uma das saídas do circuito conversor; tensão na saída do circuito retificador; e, tensão nas saídas do conversor.

Inicialmente o conversor não estava funcionando, pois foi verificado que o IGBT não estava comutando devido ao não funcionamento do circuito de controle, que por sua vez não funcionou devido a tensão do secundário estar grampeada em 6 V. Logo a unidade de controle, que atua no controle do chaveamento, não tinha tensão o suficiente para iniciar seu funcionamento.

Com o não funcionamento do protótipo foi feita mais uma revisão sobre o esquemático projetado, no qual foram constatados alguns erro de projeto. O primeiro erro constatado foi que a saída número 3 do secundário do transformador, que alimenta o circuito de controle estava duplicada, com um diodo e um capacitor excedentes. O segundo erro foi a troca da numeração dos pinos dos reguladores de tensão na placa, no esquemático a ordem dos pinos estava correta, contudo, no projeto da placa os pinos estavam trocados. Outra correção necessária foi a utilização de um regulador linear de tensão LM7815 e um LM7915, ao invés de dois LM7815. Para regular a tensão negativa é necessária a utilização de um regulador de tensão específico, o LM7915. A troca do regulador de tensão resultou na alteração de algumas trilhas que alimentavam o sensor de corrente e os circuitos integrados 741. Também foi verificado a ausência de uma ligação no circuito de controle, a tensão de referência da unidade de controle 3844 e de alguns resistores que fazem parte do circuito de controle que não estavam conectadas. Por último foi necessário a remoção do LED, que indicaria o funcionamento do conversor, uma vez que a tensão de referência utilizada na sua conexão estava errada e para de evitar um curto-

circuito na placa o mesmo teve que ser retirado. O esquemático com todas as correções realizadas está na Figura 54.

Figura 54 – Esquemático revisado do projeto.

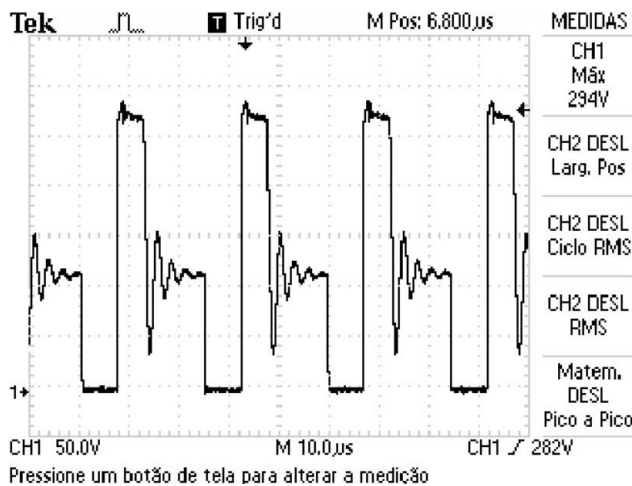


Fonte: Autoria Própria, 2020.

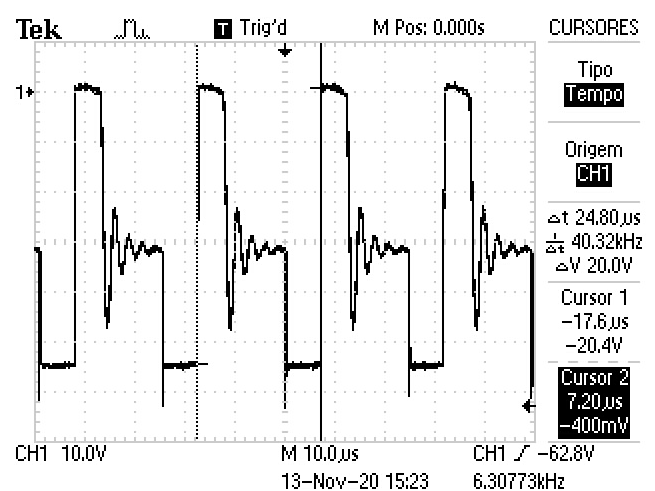
Após os devidos ajustes na placa, seguiu-se com os testes, através dos quais verificou-se que a partir de 40 V, valor eficaz CA, na alimentação do circuito a tensão na saída no conversor já estabilizava. No primeiro teste foi feito o aumento gradativo da tensão de alimentação da placa até atingir o valor de 90 V eficaz, conforme especificação do projeto. Na Figura 55, estão algumas formas de onda extraídas dos osciloscópios nas quais é possível verificar o correto funcionamento do conversor. A Figura 55 (a) ilustra a forma de onda do IGBT entre os terminais coletor e emissor, verifica-se o componente chaveando e o conversor funcionando no modo de operação descontínuo. Já na forma de onda sobre o diodo no secundário, Figura 55 (b), é possível verificar a frequência de chaveamento que está em 40 kHz, conforme especificação do projeto. A Figura 55 (c) ilustra o funcionamento do circuito retificador, mantendo a tensão retificada. Por último, na Figura 55 (d) é possível verificar as

saídas de tensão do conversor, que estão um pouco mais elevadas que o projetado, 32,1 V e -31,1 V, contudo neste teste o conversor estava sem as carga nas saídas o que explica esse aumento na tensão, logo o resultado é satisfatório.

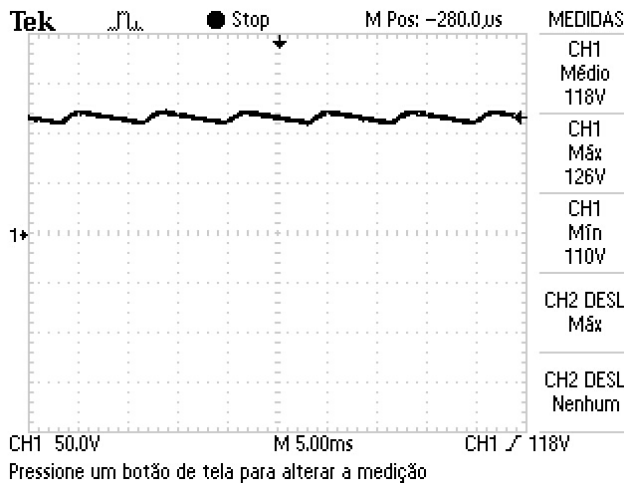
Figura 55 – Resultados teste sem regulador de tensão.



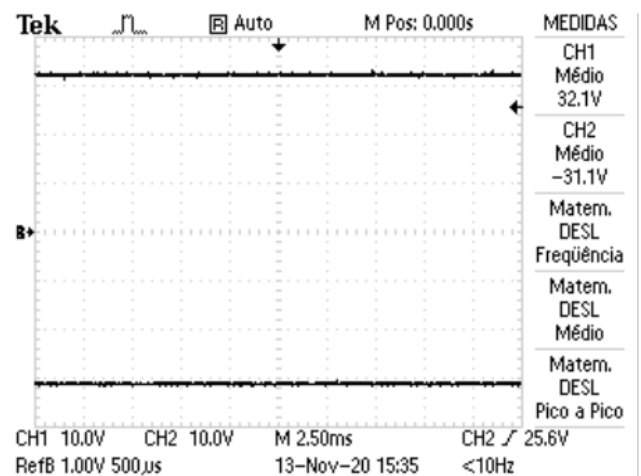
(a) Forma de onda da tensão sobre o IGBT.



(b) Forma de onda da tensão sobre o diodo no secundário.



(c) Forma de onda da tensão da saída do retificador.



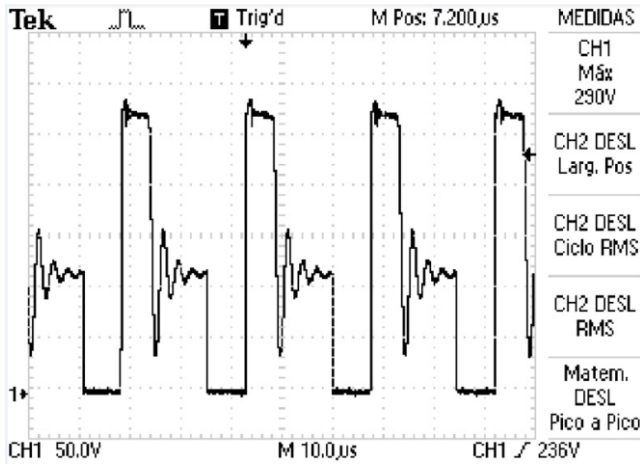
(d) Formas de onda da tensão nas saídas do conversor (cada canal é uma saída).

Fonte: Autoria Própria, 2020.

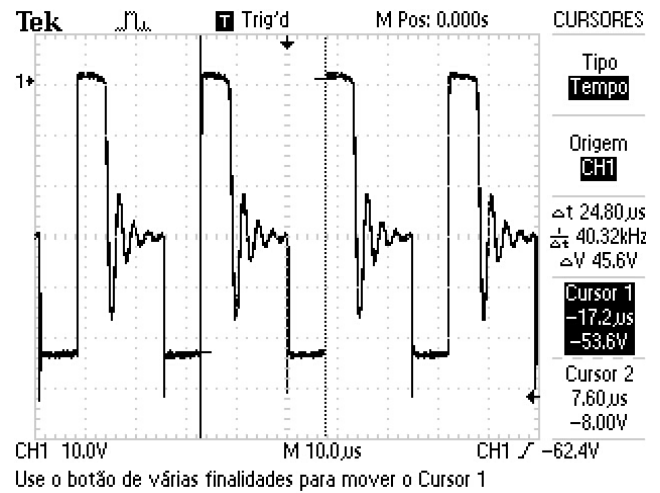
Uma vez verificado funcionamento do conversor, foram adicionados os reguladores de tensão e os mesmos procedimentos práticos do teste anterior foram repetidos. O resultado é ilustrado através das formas de ondas obtidas do osciloscópio na Figura 56. É possível verificar uma estabilidade dos resultados das Figuras 56 (a), 56 (b) e 56 (c) com os resultados obtidos

anteriormente. Já na Figura 56 (d) é possível verificar a atuação dos reguladores de tensão, grampeando a tensão em 15,5 V e -14,7V.

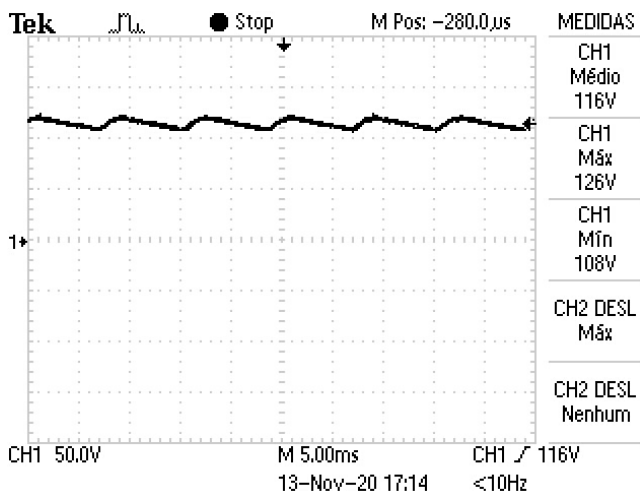
Figura 56 – Resultados teste com regulador de tensão.



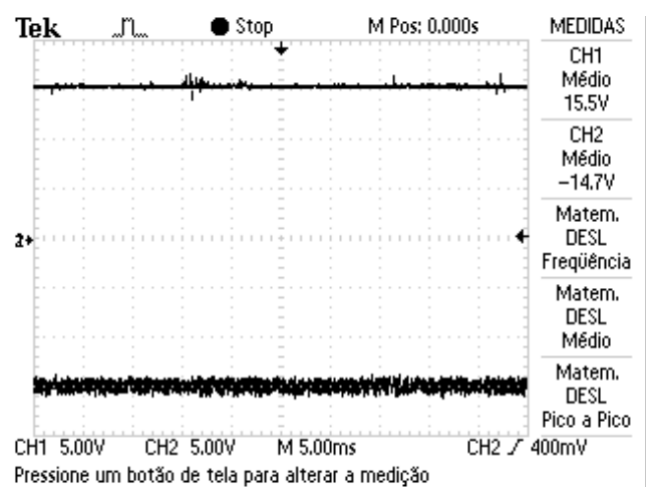
(a) Forma de onda da tensão sobre o IGBT.



(b) Forma de onda da tensão sobre o diodo no secundário.



(c) Forma de onda da tensão da saída do retificador.



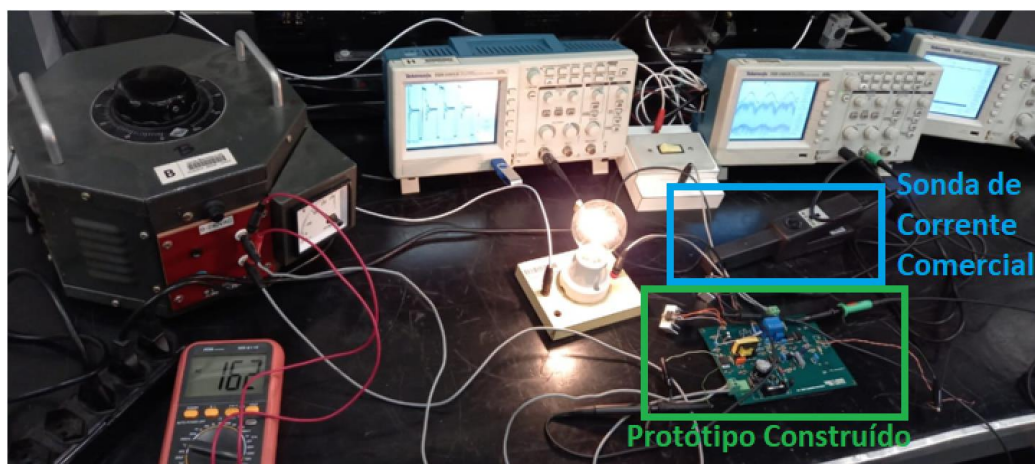
(d) Formas de onda da tensão nas saídas do conversor (cada canal é uma saída).

Fonte: Autoria Própria, 2020.

6.2 ENSAIOS LABORATORIAIS

Uma vez verificado o funcionamento do conversor, foi realizado ensaio de medição da corrente de um circuito que alimenta uma Carga (Lâmpada). A medição foi realizada pelo protótipo desenvolvido e pela sonda comercial utilizando o mesmo osciloscópio e canais de entrada diferentes. Para realizar a medição da corrente, com o protótipo construído, o circuito foi interrompido de modo a inserir os conectores de medição do protótipo em série com o circuito de alimentação da carga. Já para realizar a medição com a sonda comercial não foi necessário interromper o circuito uma vez que a mesma tem pinças para envolver o cabo de ligação. Na Figura 57 está a foto do ensaio realizado.

Figura 57 – Foto do ensaio laboratorial.

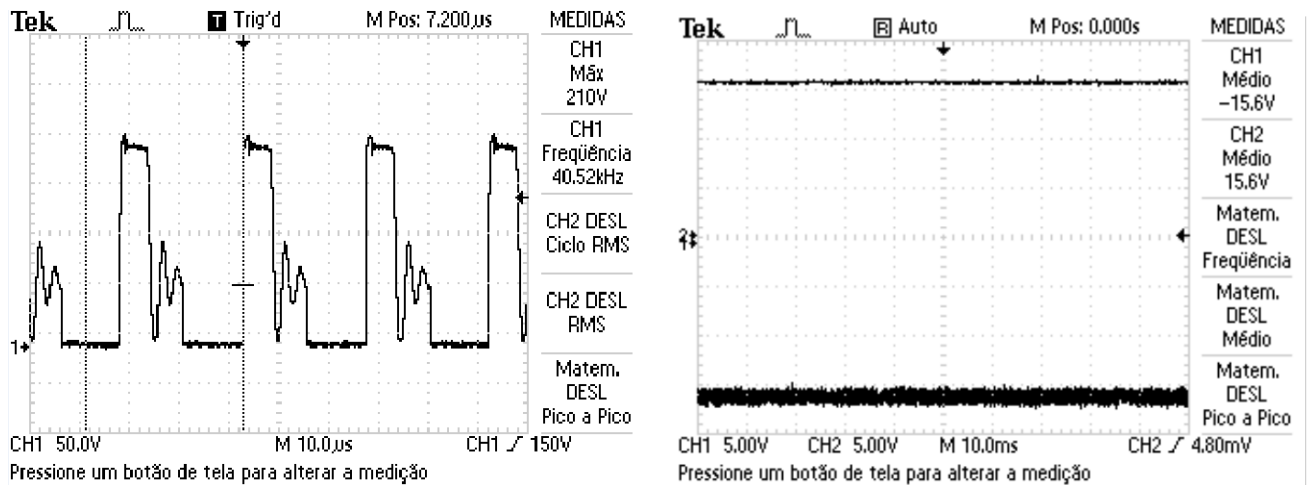


Fonte: Autoria Própria, 2020.

Além do monitoramento da forma de onda da corrente do circuito medido, também foram utilizados outros dois osciloscópios para acompanhar a forma de onda da tensão no IGBT e nas saídas do conversor *Flyback*. O ensaio começou com uma tensão de alimentação do circuito do protótipo de 50V eficaz, CA, depois foi aumentado para 100 V, 150V e 162V.

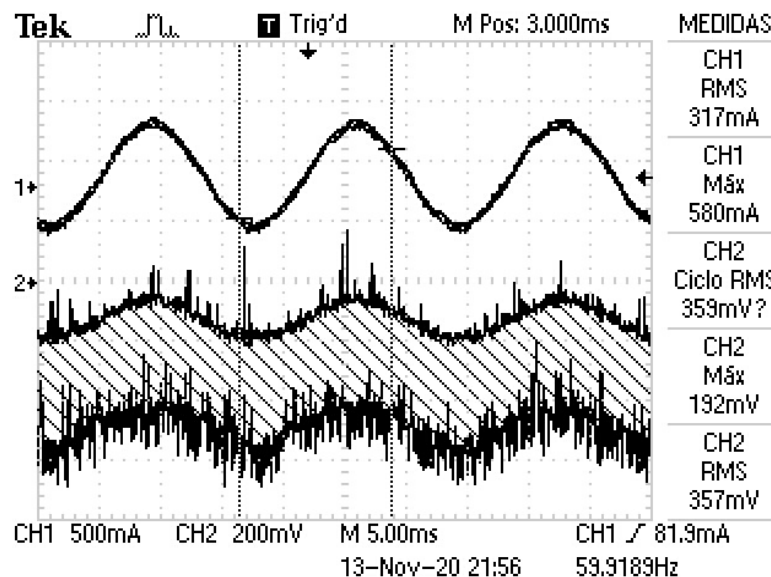
Na Figura 58 estão as formas de onda, retirados do osciloscópio, do ensaio com tensão de alimentação de 50 V. O primeiro ensaio foi realizado com a entrada de 50 V, pois foi verificado que nesse nível de tensão de entrada o conversor já estava funcionando.

Figura 58 – Resultados do ensaio alimentação 50 V.



(a) Forma de onda da tensão sobre o IGBT.

(b) Formas de onda da tensão da saída do conversor.



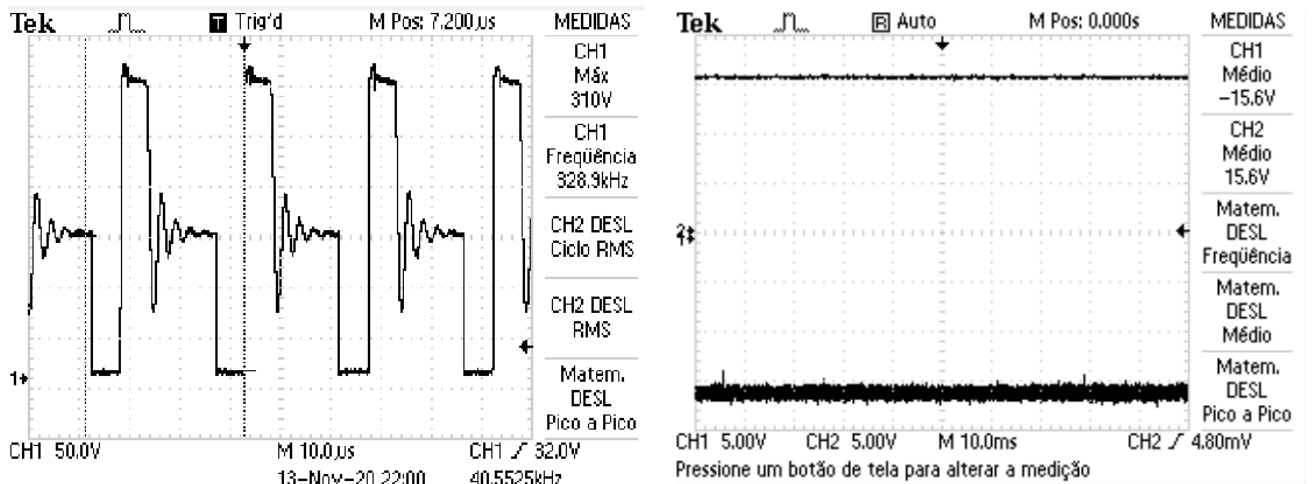
(c) Formas de onda da corrente medida, utilizando dois canais.

Fonte: Autoria Própria, 2020.

Através das Figuras 58 (a) e (b), é possível verificar o chaveamento do IGBT e que apesar da baixa tensão de entrada, a tensão na saída do conversor já está em -15,6 V e 15,6 V. Já na Figura 58 (c), está a forma de onda da corrente medida pela sonda comercial, canal 1 do osciloscópio, e pelo protótipo, canal 2 do osciloscópio. A grande diferença na qualidade dos sinais de corrente pode ser explicada por alguns fatores: Foi constatado que o circuito de condicionamento e casamento de impedância do sinal não estava funcionando corretamente. Isso aconteceu, pois como explicado anteriormente, o protótipo foi completamente montado e foi energizado. Desta forma alguns componentes sofreram com uma sobretensão de

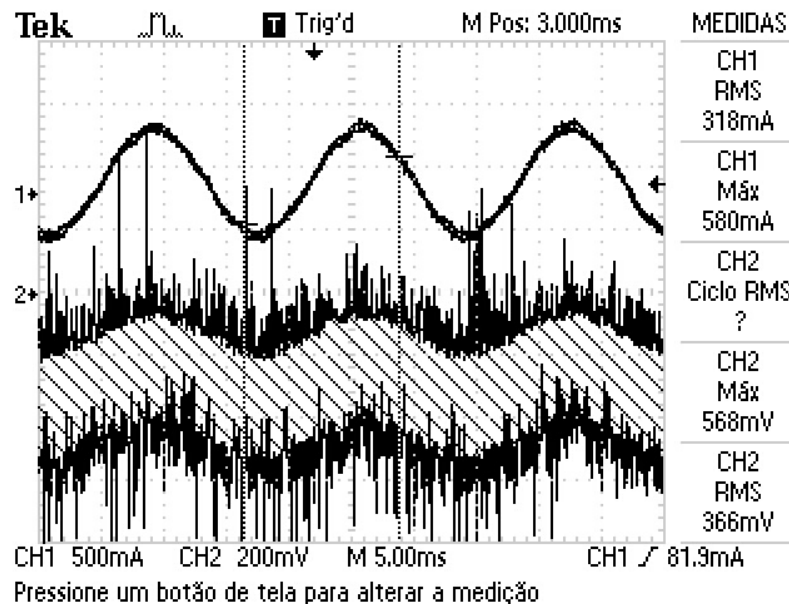
alimentação. Logo o sinal obtido pelo canal 2 é o sinal de saída do sensor de efeito Hall, sem condicionamento. Além disso, o cabo BNC utilizado para fazer a conexão do protótipo ao osciloscópio era inadequado gerando muito ruído. Na Figura 59, estão os resultados do ensaio com a alimentação de 100 V.

Figura 59 – Resultados do ensaio alimentação 100 V.



(a) Forma de onda da tensão sobre o IGBT.

(b) Formas de onda da tensão da saída do conversor.



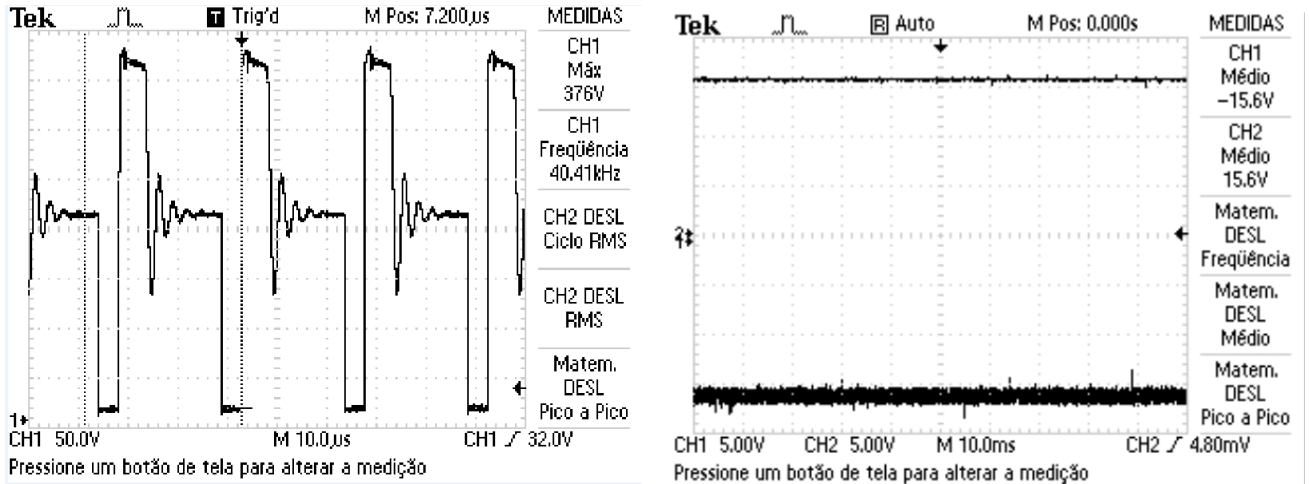
(c) Formas de onda da tensão da corrente medida.

Fonte: Autoria Própria, 2020.

Na Figura 59 (a) e (b) é possível verificar que o conversor operando em modo descontinuo e a tensão em suas saídas se mantém constante. Já o sinal de corrente medido pelo protótipo, Figura 59 (c), sofre um decréscimo de qualidade com aumento do ruído.

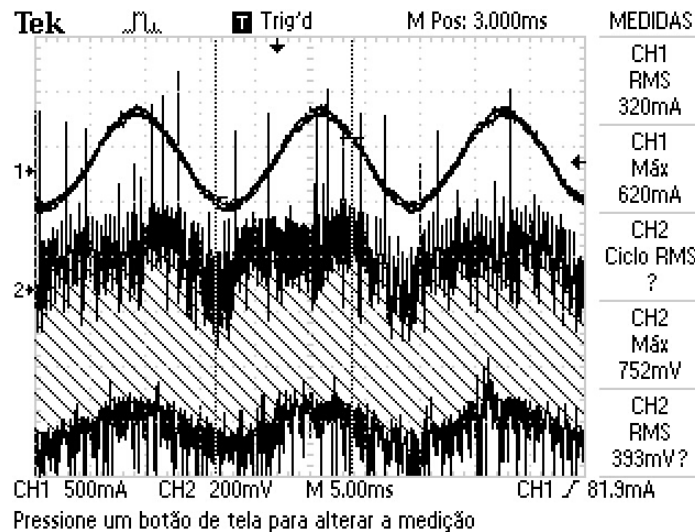
Na Figura 60, estão os resultados do ensaio com a alimentação de 150 V.

Figura 60 – Resultados do ensaio alimentação 150 V.



(a) Forma de onda da tensão sobre o IGBT.

(b) Formas de onda da tensão da saída do conversor.

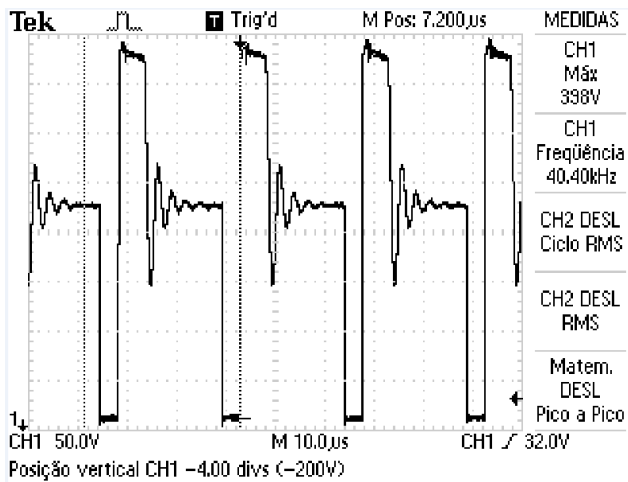


(c) Formas de onda da tensão da corrente medida.

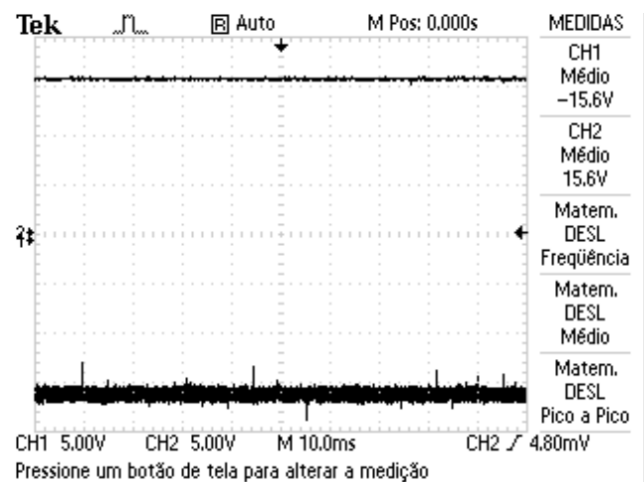
Fonte: Autoria Própria, 2020.

Ao comparar as Figuras 59 (a) e Figura 60 (a), é verificável a atuação do circuito de controle. Com o aumento da tensão de alimentação o circuito de controle reduziu a razão cíclica, que nas figuras podem ser aproximadas pelo tempo em que o IGBT possui tensão aproximadamente de 0 V. As tensões de saída do conversor se mantêm constantes, Figura 60 (b). Já o sinal de corrente medido pelo protótipo, Figura 60 (c), sofre novamente uma piora em sua qualidade. Na Figura 61, estão os resultados do ensaio com a alimentação de 162V.

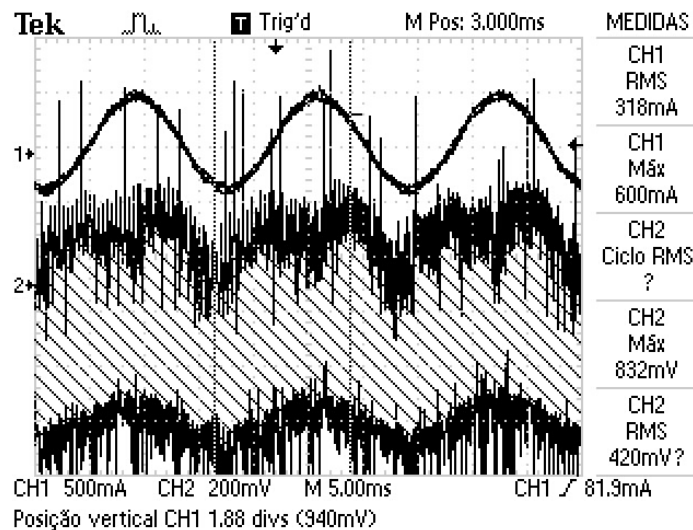
Figura 61 – Resultados do ensaio alimentação 162V.



(a) Forma de onda da tensão sobre o IGBT.



(b) Formas de onda da tensão da saída do conversor.



(c) Formas de onda da tensão da corrente medida.

Fonte: Autoria Própria, 2020.

O último ensaio foi realizado com tensão de entrada igual a 162 V devido à alta tensão sobre a chave, Figura 61 (a), que neste ensaio está igual a 398 V atingindo o limite de operação do osciloscópio e das ponteiros utilizadas para medição. Novamente as saídas no conversor se mantêm constantes e há uma leve piora no sinal de corrente aferido pelo protótipo, Figuras 61 (b) e (c).

6.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS

Consolidando os diversos resultados dos testes e ensaios, é possível verificar que o conversor *Flyback* e a Ponte Retificadora estão funcionando perfeitamente, uma vez que tensão nas saídas do conversor se manteve praticamente constante para diversas tensões de entrada. Já o circuito de medição e condicionamento precisam passar por alguns ajustes, principalmente, a troca por componentes novos, sensor de corrente e CI 741, além de um cabo BNC mais adequado. Além disso, é visível a interferência eletromagnética no sensor de efeito Hall, que possui uma clara componente de alta frequência. A blindagem eletromagnética do transformador, que possui entreferro, poderia melhorar o ruído de alta frequência, diminuindo o campo disperso visto pelo sensor de efeito Hall. A Tabela 11, apresenta os principais resultados obtidos nos ensaios.

Tabela 11 – Consolidação resultados ensaios.

Tensão de Alimentação	Tensão IGBT	Tensão Saída 1 (V)	Tensão Saída 2 (V)	Corrente (RMS) Sonda	Corrente (RMS) Protótipo
50 V	210 V	15,6 V	-15,6 V	317 mA	357 mA
100 V	310 V	15,6 V	-15,6 V	318 mA	366 mA
150 V	376 V	15,6 V	-15,6 V	320 mA	393 mA
162 V	398 V	15,6 V	-15,6 V	318 mA	420 mA

Os destaques positivos dos ensaios são a constância da tensão saída do conversor independente da tensão de entrada e atuação correta do circuito de controle no ajuste da razão cíclica. Já os destaques negativos são: a grande variação da corrente medida e a qualidade do sinal. Em relação ao custo total para fabricação da sonda de R\$ 405,64, se mostrou totalmente viável quando comparado ao custo de aquisição de uma sonda comercial, R\$3.790,00. Este custo de construção do protótipo poderia ser diminuído bastante no caso da confecção de mais placas PCI, o componente mais oneroso do protótipo. Segundo as cotações realizadas o preço de 5 placas PCI deste protótipo era somente 15% mais caro que o preço de 2 placas PCI.

7 CONCLUSÃO

O presente trabalho apresentou o projeto e construção de uma sonda de corrente. No início do trabalho foi apresentado a importância que as atividades práticas laboratoriais têm para a formação do aluno e como a falta de equipamentos pode prejudicar a formação deste futuro profissional. Também foi explanado a ausência de sondas de correntes nos laboratórios da UTFPR campus Curitiba, quando presente trabalho foi proposto, contextualizando assim a justificativas para a realização deste trabalho acadêmico. Sequencialmente foram determinados os parâmetros básicos do protótipo a ser construindo, baseados nas especificações de segurança, conversor CC-CC isolado, e usabilidade, compatibilidade com os osciloscópios disponíveis nos laboratórios da UTFPR, campus Curitiba. Com objetivo determinado foi exposta a base teórica, composta por vasta bibliografia sobre conversores, que foi utilizada para elaboração do projeto e definição de seus parâmetros.

Todo o equacionamento do projeto, foi realizado através do *software* MathCad, onde foi desenvolvido passo a passo do projeto, desde o circuito retificador, passando para o conversor isolado (*Flyback*), transformador, circuito de controle da razão cíclica do conversor e por fim o circuito para condicionamento do sinal medido.

Após a finalização da parte matemática do nosso projeto, a validação do projeto se deu por meio de diversas simulações utilizando o *software* Psim. Além das simulações em condições especificadas de funcionamento, tensão de entrada máxima e mínima, também foram realizadas algumas simulações em situações atípicas para verificar o tempo de reposta do circuito de controle projetado.

O projeto de construção da placa, PCI, foi elaborado com a utilização do *software* Proteus. Primeiramente, foi necessário elaborar o esquemático completo de todo circuito do protótipo, além do cadastro e criação de alguns componentes, com medidas reais como: diâmetro dos pinos, dimensão dos componentes, entre outras informações. O *layout* da placa, foi elaborado com a alocação de todos os componentes, com suas respectivas trilhas de conexão. Graças ao *software* utilizado, antes da fabricação em si, foi possível verificar como o protótipo ficaria após a sua montagem final.

O projeto se demonstrou trabalhoso, devido às várias etapas do projeto do protótipo, e complexo, abrangendo diversos temas abordados em único trabalho passando por várias cadeiras do curso de Engenharia Elétrica como: Eletrônica, Eletrônica de Potência, Controle e Circuitos Elétricos. Além das dificuldades de construção do protótipo, que requer habilidades manuais, houve também dificuldades para realização dos testes, uma vez, que alguns

equipamentos disponibilizados em laboratório possuíam avarias e não estavam em plenas condições de funcionamento.

Com o projeto finalizado foi realizada a fabricação da placa de circuito impresso, em seguida foram soldados todos os componentes a placa. Com a protótipo construído foi possível a realização de testes práticos que permitiram fazer algumas correções no projeto já fabricado, resultando em uma nova versão do esquemático. Após as devidas correções físicas feitos no protótipo e validado o correto funcionamento do conversor foi iniciado a etapa de ensaio. Estavam previstos a realização de quatro ensaios de medição de corrente, sendo eles: mediação de corrente de uma carga (lâmpada), de uma ponte retificadora com filtro capacitivo, de um circuito de campo e de um motor elétrico. Contudo após a realização do primeiro ensaio, mediação de corrente de uma carga, foi verificado que o sinal medido pelo protótipo não estava de acordo com o sinal verificado pela sonda de corrente comercial. O sinal medido pelo protótipo estava com muito ruído devido à alta frequência de chaveamento, e à medida que a tensão de alimentação do protótipo foi aumentada o sinal medido sofria uma piora considerável. Durante o ensaio foram realizados mais alguns ajustes no circuito de medição, entretanto não foi possível obter o resultado esperado.

Apesar do resultado não estar totalmente de acordo com o resultado da sonda comercial, o resultado foi satisfatório e o projeto de maneira geral mostrou-se robusto, promissor e viável quando comparado com o custo de aquisição de equipamento similar no mercado. Entretanto, mais pesquisas e desenvolvimento são necessários para a viabilização de uma sonda de corrente, que possua utilização didática, tanto na UTFPR, quanto em outras instituições de ensino.

Há de se ressaltar que a última fase deste projeto de TCC foi bastante comprometida pela pandemia de COVID-19. Alguns componentes foram de difícil aquisição, pois muitas lojas se encontravam fechadas, além do prazo de entrega ser comprometido. A confecção das placas PCI foi bastante retardada, uma vez que o laboratório de confecção da UTFPR, Campus Curitiba, ficou bastante tempo fechado. Além disso, a montagem e testes do protótipo tiveram que ocorrer em horário restrito, uma vez que a UTFPR se encontra fechada, sendo necessário um agendamento prévio, para a utilização de suas dependências. Durante os testes, alguns equipamentos não estavam disponíveis. Além da limitação no horário de disponibilidade dos laboratórios da UTFPR, era necessário a presença dos professores orientadores, logo o número dos encontros presenciais foi restrito ao máximo o que afetou o planejamento dos testes, e para maximizar o tempo disponível dos laboratórios foi necessário montar inteiramente a placa e testar o seu funcionamento. Como, o protótipo precisou passar por uma revisão durante os

testes, a estratégia de testar o funcionamento da placa inteira resultou em danos de alguns componentes durante os testes iniciais do protótipo.

7.1 SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS

Após as conclusões obtidas a partir deste trabalho, foi verificado que há uma gama de possibilidades de trabalhos futuros, dando continuidade ao trabalho. Entre as principais, estão: a construção de uma nova placa utilizando a última versão do esquemático, que inclui todas as correções realizadas nos testes; a reorganização do *layout* da placa, afastando o circuito de medição do transformador podendo diminuir a interferência do sinal; a implementação de um gabinete para proteção mecânica; a utilização de cabo BNC de qualidade superior; a blindagem eletromagnética do transformador, uma vez que o entreferro do transformado gera um fluxo disperso e sua blindagem poderia melhorar o ruído de alta frequência, diminuindo o campo disperso visto pelo sensor de efeito Hall.

A etapa de teste e do protótipo também pode ser incrementada, ao realizar a montagem dos circuitos em etapas, primeiro montando o retificador de onda completa e averiguando seu funcionamento para então seguir com a montagem e teste de cada circuito que compõem o protótipo. Dessa maneira seria evitado a sobretensão e curto-circuito dos componentes. Além da utilização de pontas de provas que suportem operar com um nível de tensão maior permitindo a realização de teste e ensaios com tensão de alimentação mais alta, atingindo assim o limite de tensão de alimentação projetado. Por fim, também poderia ser realizados os quatro ensaios previstos inicialmente, além da inclusão de novos ensaios com a medição de corrente em diferentes frequências.

REFERÊNCIAS

BARBI, Ivo. **Projeto de Fontes Chaveadas**. Edição do Autor, 2006.

DA SILVA, Jefferson Pereira. **Apostila Eletrônica de Potência**. INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO RN – (IFRN). Disponível em: http://professorcesarcosta.com.br/upload/imagens_upload/Apostila-Eletronica-Potencia-IFRN-Zona-Norte.pdf . Acesso em: 27 jun. 2019.

Datasheet Current Transducer HX 03..50-P/SP2. Disponível em: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/hx%203_50-p_sp2_e%20v07.pdf Acesso em: 27 jun. 2019.

Datasheet High Performance Current Mode Controllers UC3844. Disponível em: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/UC3844B-D.PDF>. Acesso em: 27 jun. 2019.

FERRERO, Alessandro; PETRI, Dario; CARBONE, Paolo; CATELANI, Marcantonio. **Modern Measurements: Fundamentals and Applications**. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2015.

HART, Daniel W. **Power Electronics**, McGraw Hill, 2011.

JCGM. International vocabulary of metrology. **Basic and general concepts and associated terms**. 3rd edition, Joint Committee for Guides in Metrology, 2008.

JUNG, Walt. **Op Amp Applications Handbook**. Elsevier, 2005.

KEITHLEY, JOSEPH F. **The Story of Electrical and Magnetic Measurement: from 500 B.C. to the 1940s**. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1999.

RAMSDEN, Edward. **Hall-Effect Sensors: Theory and Application**. Second Edition. Elsevier, 2006.

RIDLEY, Ray. **Flyback Converter Snubber Desing by Dr. Ray Ridley**. Switch Power Magazine, 2005.

THORNTON. **CATÁLOGO DE FERRITE**. Disponível em: <http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>. Acesso em: 27 jun. 2019.

WENDLING, Marcelo. **Amplificadores Operacionais**. Universidade Estadual Paulista – (UNESP). Versão 2.0, 2010. Disponível em: <http://www2.feg.unesp.br/Home/PaginasPessoais/ProfMarceloWendling/3---amplificadores-operacionais-v2.0.pdf>. Acesso em: 27 jun. 2019.

APÊNDICE A – TABELA DE COMPONENTES DO PROTÓTIPO

Quantidade	Componentes	Circuito Aplicado	Preço Unidade	Valor Total
1	Conector Borne Kre	Entrada	R\$ 1,50	R\$ 1,50
1	Chave Liga /Desliga	Entrada	R\$ 1,90	R\$ 1,90
1	Fusível 1A 250V	Entrada	R\$ 0,26	R\$ 0,26
1	NTC TERMISTOR 22RD9	Entrada	R\$ 0,86	R\$ 0,86
1	Porta fusível	Entrada	R\$ 1,40	R\$ 1,40
1	Capacitor 33UF 400V	Retificador	R\$ 2,00	R\$ 2,00
4	Diodo 1N4007	Retificador	R\$ 0,10	R\$ 0,40
2	Capacitor 100nF 63V	Conversor	R\$ 0,35	R\$ 0,70
2	Capacitor 6.8uF 63V	Conversor	R\$ 0,35	R\$ 0,70
2	Diodo MUR160	Conversor	R\$ 0,10	R\$ 0,20
2	Dissipador de Calor	Conversor	R\$ 0,80	R\$ 1,60
1	LED	Conversor	R\$ 0,20	R\$ 0,20
1	Regulador de Tensão LM7815	Conversor	R\$ 1,00	R\$ 1,00
1	Regulador de Tensão LM7915	Conversor	R\$ 1,00	R\$ 1,00
1	Resistor 1k 1/4W	Conversor	R\$ 0,05	R\$ 0,05
2	Capacitor 100nF 63V	Controle	R\$ 0,35	R\$ 0,70
1	Capacitor 100pF 1kV	Controle	R\$ 0,35	R\$ 0,35
1	Capacitor 10nF 400V	Controle	R\$ 0,35	R\$ 0,35
3	Capacitor 10uF 100V	Controle	R\$ 0,35	R\$ 1,05
1	Capacitor 1nF 63V	Controle	R\$ 0,35	R\$ 0,35
2	Capacitor 2nF 63V	Controle	R\$ 0,35	R\$ 0,70

1	Capacitor 3,3uF 100V	Controle	R\$ 0,35	R\$ 0,35
1	Diodo 1N5819	Controle	R\$ 0,60	R\$ 0,60
3	Diodo MUR160	Controle	R\$ 0,10	R\$ 0,30
1	IGBT STGF6NC60HD	Controle	R\$ 5,50	R\$ 5,50
1	Potenciômetro Vertical 10k	Controle	R\$ 1,50	R\$ 1,50
2	Resistor 10k 1/4W	Controle	R\$ 0,05	R\$ 0,10
1	Resistor 1k 1/4W	Controle	R\$ 0,05	R\$ 0,05
1	Resistor 220k 1W	Controle	R\$ 0,30	R\$ 0,30
3	Resistor 22k 1/4W	Controle	R\$ 0,05	R\$ 0,15
1	Resistor 2k2 1/4W	Controle	R\$ 0,05	R\$ 0,05
1	Resistor 300 3W	Controle	R\$ 1,45	R\$ 1,45
2	Resistor 4.7 1W	Controle	R\$ 0,05	R\$ 0,10
1	Resistor 820 1/4W	Controle	R\$ 0,05	R\$ 0,05
1	Resistor 9k1 2W	Controle	R\$ 0,30	R\$ 0,30
1	Soquete para CI	Controle	R\$ 1,90	R\$ 1,90
1	Unidade de Controle UC3844	Controle	R\$ 1,43	R\$ 1,43
1	Conector Borne Kre	Medição	R\$ 1,50	R\$ 1,50
1	Transdutor HX-20P	Medição	R\$ 80,00	R\$ 80,00
2	Circuito Integrado 741	Ganho	R\$ 1,35	R\$ 2,70
1	Resistor 12k 1/4W	Ganho	R\$ 0,05	R\$ 0,05
1	Resistor 22k 1/4W	Ganho	R\$ 0,05	R\$ 0,05
1	Resistor 2k2 1/4W	Ganho	R\$ 0,05	R\$ 0,05
1	Resistor 50 1/4W	Ganho	R\$ 0,05	R\$ 0,05
1	Resistor 8k2 1/4W	Ganho	R\$ 0,05	R\$ 0,05

2	Soquete para CI	Ganho	R\$ 1,90	R\$ 3,80
1	Estanho para solda	Diversos	R\$ 4,99	R\$ 4,99
1	Fita Poliamida	Diversos	R\$ 55,00	R\$ 55,00
4 metros	Fio esmaltado 26AWG	Transformador	R\$ 2,50	R\$ 10,00
4 metros	Fio esmaltado 28AWG	Transformador	R\$ 2,50	R\$ 10,00
1	Nucleo NEE-28/10/11 Thornton	Transformador	R\$ 10,00	R\$ 10,00
1	Carretel Transformador 20mm x 20mm	Transformador	R\$ 6,00	R\$ 6,00

APÊNDICE B – MEMORIAL DE CÁLCULO

▼ Projeto Retificador

$$V_{acmin} := 90 \cdot V$$

$$V_{acmax} := 240 \cdot V$$

$$V_{pk} := \sqrt{2} \cdot V_{acmax} = 339.411 \text{ V}$$

$$f_{rede} := 60 \cdot \text{Hz}$$

$$T_{rede} := \frac{1}{f_{rede}} = 0.017 \text{ s}$$

$$P_{out} := 10 \cdot \text{W}$$

$$\eta_1 := 0.7$$

$$V_{pk1} := V_{pk} - 5 \cdot V = 334.411 \text{ V}$$

$$P_{in} := \frac{P_{out}}{\eta_1} = 14.286 \text{ W}$$

$$V_{cmin} := V_{pk1} - V_{pk1} \cdot 0.05 = 317.691 \text{ V}$$

$$C_{ret} := \frac{P_{in}}{f_{rede} \cdot (V_{pk1}^2 - V_{cmin}^2)} = 21.837 \cdot \mu\text{F}$$

$$t_c := \frac{\arccos\left(\frac{V_{cmin}}{V_{pk1}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede}} = 0.842 \cdot \text{ms}$$

$$I_p := C_{ret} \cdot \frac{(V_{pk1} - V_{cmin})}{t_c} = 0.433 \text{ A}$$

$$2 \cdot t_c \cdot f_{rede} = 0.101$$

$$I_{ef} := I_p \cdot \sqrt{2 \cdot t_c \cdot f_{rede} - (2 \cdot t_c \cdot f_{rede})^2} = 0.131 \text{ A}$$

$$I_{2ef} := \frac{P_{in}}{V_{cmin}} = 0.045 \text{ A}$$

$$I_{cef} := \sqrt{I_{2ef}^2 + I_{ef}^2} = 0.138 \text{ A}$$

$$I_{Def} := I_p \cdot \sqrt{\frac{t_c}{T_{rede}}} = 0.097 \text{ A}$$

$$I_{Dmed} := \frac{P_{in}}{2 \cdot V_{cmin}} = 0.022 \text{ A}$$

$$V_{Dmax} := V_{acmax} \cdot \sqrt{2} = 339.411 \text{ V}$$

$$I_{Dp} := I_p = 0.433 \text{ A}$$

▲ Projeto Retificador

**PROJETO DO FLYBACK MODO
DESCONTÍNUO - 3 SAÍDAS**

▼ Parâmetros do Conversor

$$V_{inmin} := 90 \cdot \sqrt{2} \cdot V = 127.279 \text{ V}$$

$$V_{inmax} := 240 \cdot \sqrt{2} \cdot V = 339.411 \text{ V}$$

Razão cíclica para V_{in} mínimo

$$D_{max} := 0.45$$

Razão cíclica para V_{in} máximo

$$D_{min} := 0.2$$

$$f_s := 40 \cdot \text{kHz}$$

$$T_s := \frac{1}{f_s}$$

$$T_s = 2.5 \times 10^{-5} \frac{\text{s}}{\text{m}}$$

$$\eta := 0.7$$

$$N_s := 3 \quad \text{N}^\circ \text{ de saídas}$$

$$V_o := 24 \cdot V$$

$$\Delta v_o := 1\%$$

Saída 1

$$V_{o1} := 24 \cdot V$$

$$P_{o1} := 4 \cdot W$$

$$P_{ototal} := P_{o1} + P_{o2} + P_{o3}$$

$$P_{ototal} = 10 \text{ W}$$

$$P_{intotal} := \frac{P_{ototal}}{\eta}$$

$$P_{intotal} = 14.286 \text{ W}$$

Saída 2

$$V_{o2} := -24 \cdot V$$

$$P_{o2} := 4 \cdot W$$

Saída 3

$$V_{o3} := 24 \cdot V$$

$$P_{o3} := 2 \cdot W$$

▲ Parâmetros do Conversor

▼ Correntes de Entradas/Saídas e Resistências

Corrente Média Máxima de Entrada

$$I_{in_max} := \frac{P_{intotal}}{V_{inmin}} = 0.112 \text{ A}$$

Corrente Média Mínima de Entrada

$$I_{in_min} := \frac{P_{intotal}}{V_{inmax}} = 0.042 \text{ A}$$

$$I_o := \frac{P_{ototal}}{V_o} = 0.417 \text{ A}$$

$$R_o := \frac{|V_o|}{I_o} = 57.6 \Omega$$

$$I_{o1} := \frac{|P_{o1}|}{|V_{o1}|} = 0.167 \text{ A} \quad I_{o2} := \frac{|P_{o2}|}{|V_{o2}|} = 0.167 \text{ A} \quad I_{o3} := \frac{|P_{o3}|}{|V_{o3}|} = 0.083 \text{ A}$$

$$R_{o1} := \frac{|V_{o1}|}{I_{o1}} = 144 \Omega \quad R_{o2} := \frac{|V_{o2}|}{I_{o2}} = 144 \Omega \quad R_{o3} := \frac{|V_{o3}|}{I_{o3}} = 288 \Omega$$

▶ Correntes de Entradas/Saídas e Resistências

▼ Ganho Estático

Ganho estático máx

Ganho estático min

$$Q_{\max} := \frac{V_o}{V_{\min}}$$

$$Q_{\min} := \frac{V_o}{V_{\max}}$$

$$Q_{\max} = 0.189$$

$$Q_{\min} = 0.071$$

▶ Ganho Estático

▼ Relação de Transformação

Análise Relação de Transformação

$$a_1 := \frac{D_{\min}}{Q_{\min} - (Q_{\min} \cdot D_{\min})} = 3.536$$

$$a_2 := \frac{D_{\max}}{Q_{\max} - (Q_{\max} \cdot D_{\max})} = 4.339$$

Relação de Transformação para Saída 24V

$$a := 5$$

▶ Relação de Transformação

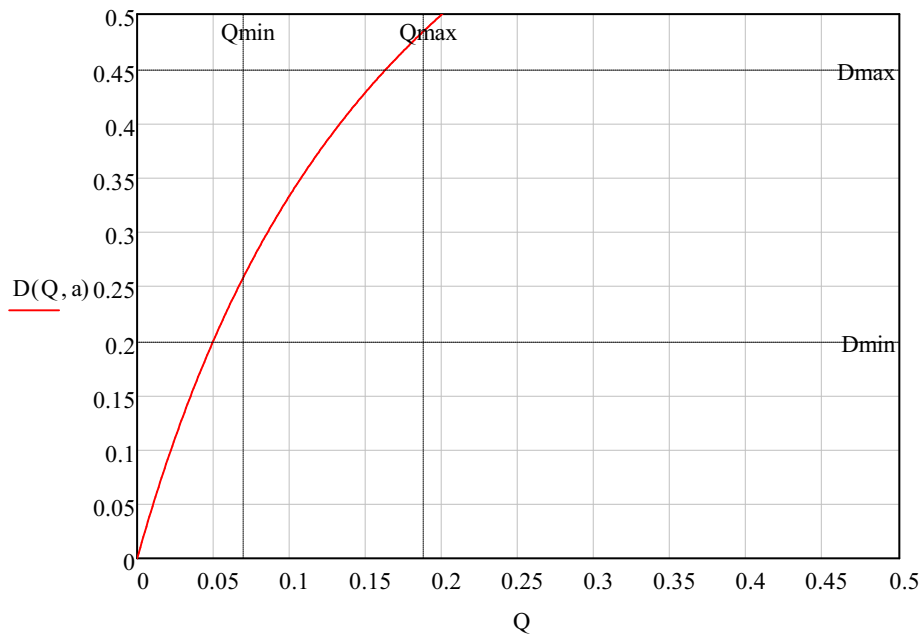
▼ Razão Cíclica

Análise razão cíclica

$$\left(D(Q, a) := \frac{Q \cdot a}{1 + Q \cdot a} \right)$$

$$Q := 0, 0.001.. 3$$

Análise Razão Cíclica



▲ Razão Cíclica

▼ Cálculo Indutância Magnetizante

Indutância Mínima

$$L_{p_min} := \frac{V_{inmin}^2 \cdot D_{max}^2 \cdot \eta}{2 \cdot f_s \cdot P_{ototal}}$$

$$L_{p_min} = 2.87 \times 10^{-3} \text{ H}$$

$$L_m := 2.5 \text{ mH}$$

$$D_{nom_min} := \frac{\sqrt{L_m \cdot 2 \cdot P_{ototal} \cdot f_s}}{V_{inmax}} = 0.132$$

$$D_{nom_max} := \frac{\sqrt{L_m \cdot 2 \cdot P_{ototal} \cdot f_s}}{V_{inmin}} = 0.351$$

▲ Cálculo Indutância Magnetizante

▼ Corrente no Indutor Magnetizante

$$I_{Lm_max} := \frac{D_{nom_max}^2 \cdot T_s \cdot V_{inmin}}{2 \cdot L_m} + \frac{1}{a} \cdot \frac{T_s \cdot V_{inmin}^2 \cdot D_{nom_max}^2}{2 \cdot L_m \cdot V_o} = 0.162 \text{ A}$$

$$I_{Lm_min} := \frac{D_{nom_min}^2 \cdot T_s \cdot V_{inmax}}{2 \cdot L_m} + \frac{1}{a} \cdot \frac{T_s \cdot V_{inmax}^2 \cdot D_{nom_min}^2}{2 \cdot L_m \cdot V_o} = 0.113 \text{ A}$$

$$D1 := \sqrt{\frac{2 \cdot I_{Lm_min} \cdot L_m \cdot V_{inmax}}{T_s \cdot V_o \cdot V_{inmax} \cdot a + T_s \cdot V_o^2 \cdot a^2}} = 0.373$$

$$t_{t_min} := (D_{nom_min} + D1) \cdot T_s = 12.611 \cdot \mu s$$

$$t_{t_max} := (D_{nom_max} + D1) \cdot T_s = 18.101 \cdot \mu s$$

$$t_{d1} := D1 \cdot T_s = 9.317 \cdot \mu s$$

$$t_{d_min} := D_{nom_min} \cdot T_s = 3.294 \cdot \mu s$$

$$t_{dmax} := D_{nom_max} \cdot T_s = 8.784 \cdot \mu s$$

▲ Corrente no Indutor Magnetizante

▼ Cálculo da Capacitância de Saída

Capacitância de saída em função da ondulação de tensão:

$$\Delta v_c := \Delta v_o \cdot V_o = 0.24 \text{ V}$$

$$C_{o1} := I_{o1} \cdot \frac{D_{nom_max}}{f_s \cdot \Delta v_c} = 6.1 \cdot \mu F$$

$$C_{o2} := I_{o2} \cdot \frac{D_{nom_max}}{f_s \cdot \Delta v_c} = 6.1 \cdot \mu F$$

$$C_{o3} := I_{o3} \cdot \frac{D_{nom_max}}{f_s \cdot \Delta v_c} = 3.05 \cdot \mu F$$

Valor comercial da Capacitância de saída:

$$C_{o1_comercial} := 6.2 \mu F$$

$$C_{o2_comercial} := 6.2 \mu F$$

$$C_{o3_comercial} := 3.3 \mu F$$

$$(DF := 0.01)$$

$$RSE1 := \frac{DF}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_{o1_comercial}} = 6.418 \times 10^{-3} \cdot \Omega$$

$$RSE2 := \frac{DF}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_{o2_comercial}} = 6.418 \times 10^{-3} \cdot \Omega$$

$$RSE3 := \frac{DF}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_{o3_comercial}} = 0.012 \cdot \Omega$$

▲ Cálculo da Capacitância de Saída

▼ Esforços Semicondutores - IGBT

Tensão sobre o Transistor

$$V_{T_max} := V_{inmax} + V_o \cdot a = 459.411 \text{ V}$$

$$V_{T_min} := V_{inmin} + V_o \cdot a = 247.279 \text{ V}$$

Corrente Média no Transistor

$$I_{T_min} := \frac{D_{nom_min}^2 \cdot T_s \cdot V_{inmax}}{2 \cdot L_m} = 0.029 \text{ A}$$

$$I_{T_max} := \frac{D_{nom_max}^2 \cdot T_s \cdot V_{inmin}}{2 \cdot L_m} = 0.079 \text{ A}$$

Corrente Eficaz no Transistor

$$I_{Tef_min} := \frac{D_{nom_min} \cdot T_s \cdot V_{inmax} \cdot \sqrt{3 \cdot D_{nom_min}}}{3 \cdot L_m} = 0.09372 \text{ A}$$

$$I_{Tef_max} := \frac{D_{nom_max} \cdot T_s \cdot V_{inmin} \cdot \sqrt{3 \cdot D_{nom_max}}}{3 \cdot L_m} = 0.15305 \text{ A}$$

Corrente de Pico no Transistor

$$I_{Tp_max} := \frac{V_{inmax}}{L_m} \cdot D_{nom_min} \cdot T_s = 0.447 \text{ A}$$

$$I_{Tp_min} := \frac{V_{inmin}}{L_m} \cdot D_{nom_max} \cdot T_s = 0.447 \text{ A}$$

▲ Esforços Semicondutores - IGBT

▼ Esforços Semicondutores - Diodo

Tensão sobre o Diodo

$$V_{D_max} := \left| \frac{-1}{a} \cdot V_{inmax} - V_o \right| = 91.882 \text{ V}$$

$$V_{D_min} := \left| \frac{-1}{a} \cdot V_{inmin} - V_o \right| = 49.456 \text{ V}$$

Corrente média no diodo

$$I_{Dmax} := \frac{1}{N_s} \cdot \frac{D_1 \cdot T_s \cdot a \cdot (2 \cdot D_{nom_min} \cdot V_{inmax} - D_1 \cdot V_o \cdot a)}{2 \cdot L_m} = 0.13889 \text{ A}$$

$$I_{Dmin} := \frac{1}{N_s} \cdot \frac{D_1 \cdot T_s \cdot a \cdot (2 \cdot D_{nom_max} \cdot V_{inmin} - D_1 \cdot V_o \cdot a)}{2 \cdot L_m} = 0.13889 \text{ A}$$

Corrente eficaz no diodo

$$I_{Def_max} := \sqrt{\frac{D1 \cdot Ts^2 \cdot a^2 \cdot (3 \cdot Dnom_min^2 \cdot Vinmax^2 - 3 \cdot Dnom_min \cdot D1 \cdot Vo \cdot Vinmax \cdot a + D1^2 \cdot Vo^2 \cdot a^2)}{3 \cdot Lm^2 \cdot Ns^2}}$$

$$I_{Def_max} = 0.263 \text{ A}$$

$$I_{Def_min} := \sqrt{\frac{D1 \cdot Ts^2 \cdot a^2 \cdot (3 \cdot Dnom_max^2 \cdot Vinmin^2 - 3 \cdot Dnom_max \cdot D1 \cdot Vo \cdot Vinmin \cdot a + D1^2 \cdot Vo^2 \cdot a^2)}{3 \cdot Lm^2 \cdot Ns^2}}$$

$$I_{Def_min} = 0.263 \text{ A}$$

Corrente de pico no diodo

$$IDp_max := a \cdot \frac{Vinmax}{Lm \cdot Ns} \cdot Dnom_min \cdot Ts = 0.745 \text{ A}$$

$$IDp_min := a \cdot \frac{Vinmin}{Lm \cdot Ns} \cdot Dnom_max \cdot Ts = 0.745 \text{ A}$$

▲ Esforços Semicondutores - Diodo

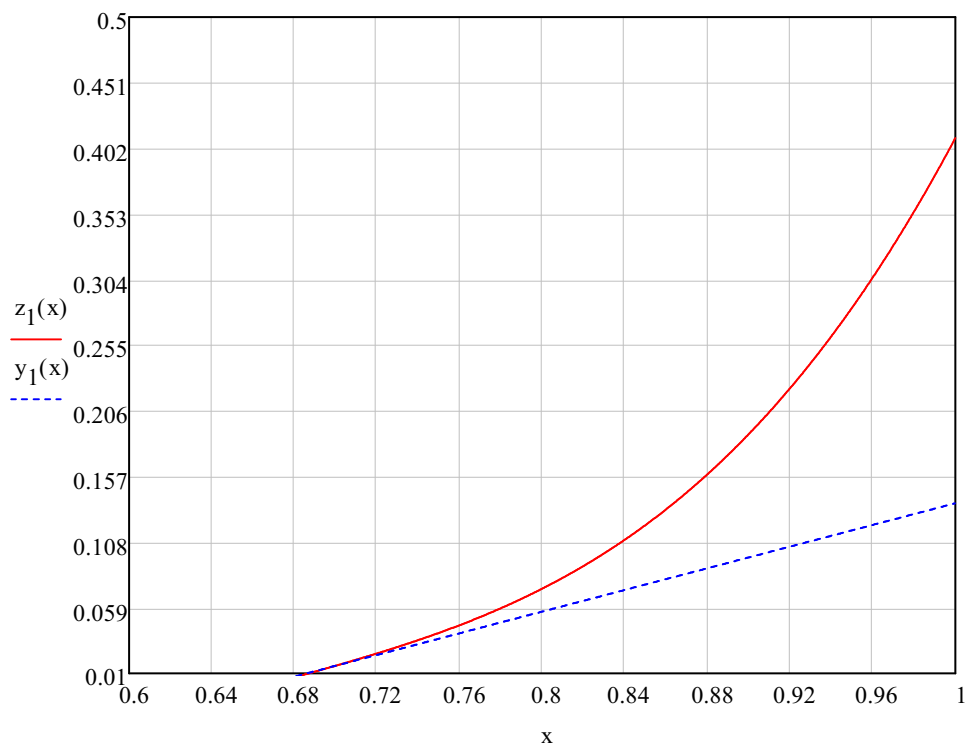
▼ Perdas Semicondutores - Diodo

Perdas em condução

Diodo RS1J

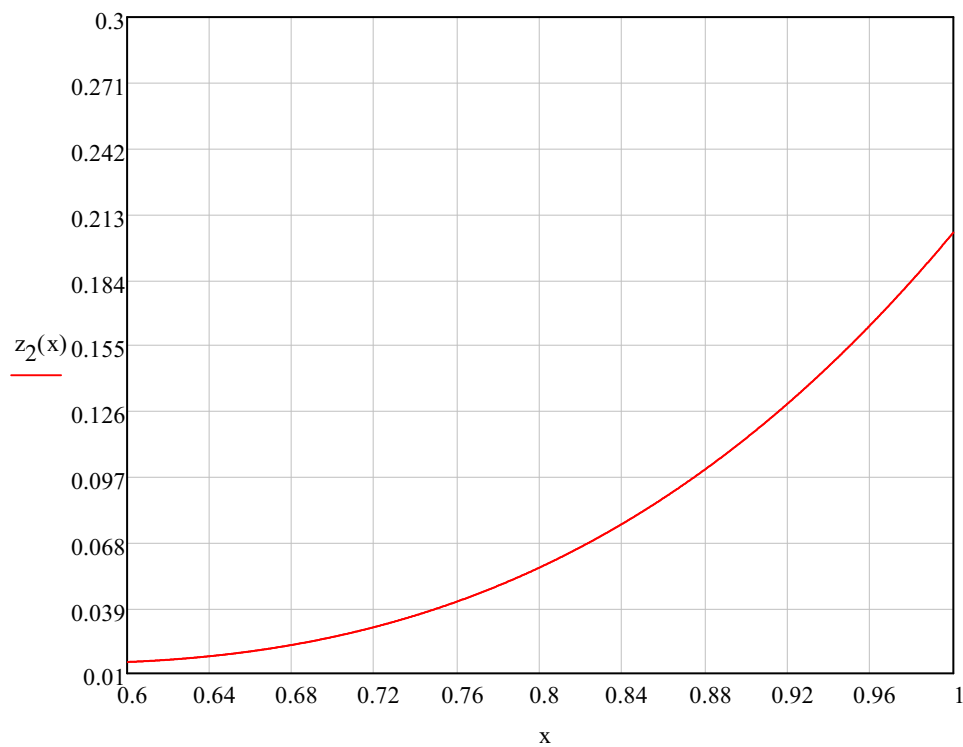
$$z_1(x) := 7.956 \cdot x^3 - 16.2 \cdot x^2 + 11.43 \cdot x - 2.776$$

$$y_1(x) := 0.4044 \cdot x - 0.2672$$



Diodo UF4005 ou UF4007

$$z_2(x) := 1.153 \cdot x^3 - 1.442 \cdot x^2 + 0.522 \cdot x - 0.028$$



$$z_{2n}(x) := 1.153 \cdot x^3 - 1.442 \cdot x^2 + 0.522 \cdot x - 0.028 - 0.033$$

$$z2_coef := z_{2n}(x) \text{ coeffs, } x \rightarrow \begin{pmatrix} -0.061 \\ 0.522 \\ -1.442 \\ 1.153 \end{pmatrix}$$

$$z2_raiz := \text{polyroots}(z2_coef)$$

$$z2_raiz = \begin{pmatrix} 0.261 + 0.068i \\ 0.261 - 0.068i \\ 0.729 \end{pmatrix}$$

$$VF := 0.729$$

$$z_{2l}(x) = \frac{d}{dx} \left(1.153 \cdot x^3 - 1.442 \cdot x^2 + 0.522 \cdot x - 0.028 - 0.033 \right)$$

$$z_{21}(x) := -2.884 \cdot x + 3.459 \cdot x^2 + 0.522$$

$$\alpha := z_{21}(\text{VF}) \cdot \frac{\text{A}}{\text{V}} = 0.258 \frac{1}{\Omega}$$

$$\text{VTO} := \text{VF} \cdot \text{V} - \frac{\text{IDmax}}{\alpha} = 0.19 \text{ V}$$

$$rT := \frac{1}{\alpha} = 3.879 \Omega$$

$$\text{Pdiodo} := \text{VTO} \cdot \text{IDmax} + rT \cdot \text{IDef_max}^2 = 0.294 \text{ W}$$

$$\text{Pt_diodo} := \text{Pdiodo} \cdot \text{Ns} = 0.882 \text{ W}$$

▲ Perdas Semicondutores - Diodo

▼ Cálculo Transformador

Especificações

$$\text{Bmax} := 0.2 \text{ T}$$

$$\text{Jmax} := 250 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

$$\text{kw} := 0.2$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

$$\rho_0 := 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$$

Produto da áreas

$$\text{AeAw} := \frac{\text{Lm} \cdot \text{ITp_max}^2}{\text{Bmax} \cdot \text{Jmax} \cdot \text{kw}} = 5 \times 10^3 \cdot \text{mm}^4$$

Núcleo

Núcleos EE- Thomson

08_04_04.txt - núcleo EE - 08/04/04 - AeAw = 84 mm⁴

13_06_06.txt - núcleo EE - 13/06/06 - AeAw = 544.341 mm⁴

16_07_04.txt - núcleo EE - 16/07/04 - AeAw = 588.55 mm⁴

16_073_05.txt - núcleo EE - 16/073/05 - AeAw = 729.492 mm⁴

16_072_05.txt - núcleo EE - 16/072/05 - AeAw = 757.452 mm⁴
 20_10_05.txt - núcleo EE - 20/10/05 - AeAw = 1125.3 mm⁴
 19_08_05.txt - núcleo EE - 19/08/05 - AeAw = 128462 mm⁴
 19_08_053.txt - núcleo EE - 19/08/053 - AeAw = 1418.772 mm⁴
 19_08_06.txt - núcleo EE - 19/08/06 - AeAw = 1565.702 mm⁴
 25_10_06.txt - núcleo EE - 25/10/06 - AeAw = 3358.116 mm⁴
 28_10_11.txt - núcleo EE - 28/10/11 - AeAw = 6011.882 mm⁴
 30_15_07.txt - núcleo EE - 30/15/07 - AeAw = 6102 mm⁴
 30_11_11.txt - núcleo EE - 30/11/11 - AeAw = 7095.816 mm⁴
 30_15_11.txt - núcleo EE - 30/15/11 - AeAw = 11157.871 mm⁴
 30_15_14.txt - núcleo EE - 30/15/14 - AeAw = 12407.4 mm⁴

parâmetros

Ae - Aw - A - B - C - D - E - F

Núcleo escolhido

$(\Phi := \text{READPRN}("28_10_11.txt"))$ $(\Phi) = (85.97 \ 69.93 \ 18.6 \ 7.5 \ 6.3 \ 10.35 \ 11 \ 28 \ 11)$

$(Ae := \Phi^{(0)} \cdot \text{mm}^2)$ $(Ae) = (85.97) \cdot \text{mm}^2$ Área efetiva do núcleo

$(Aw := \Phi^{(1)} \cdot \text{mm}^2)$ $(Aw) = (69.93) \cdot \text{mm}^2$ Área disponível do carretel

$l_{\text{esp}} := \Phi^{(3)} \cdot \text{mm} + 5.27 \text{mm} = (12.77) \cdot \text{mm}$ Comprimento médio espira

$V1 := \Phi^{(7)} \cdot \text{mm} \cdot \Phi^{(6)} \cdot \text{mm} \cdot (\Phi^{(5)} \cdot \text{mm} - \Phi^{(4)} \cdot \text{mm})$

$V2 := \Phi^{(4)} \cdot \text{mm} \cdot \Phi^{(6)} \cdot \text{mm} \cdot (\Phi^{(7)} \cdot \text{mm} - \Phi^{(2)} \cdot \text{mm})$

$V3 := \Phi^{(3)} \cdot \text{mm} \cdot \Phi^{(4)} \cdot \text{mm} \cdot \Phi^{(6)} \cdot \text{mm}$

$V_{\text{nucleo}} := 2 \cdot (V1 + V2 + V3) = (4837.14) \cdot \text{mm}^3$

$P_{\text{esonucleo}} := \Phi^{(8)} \cdot \text{gm} = (11) \cdot \text{gm}$

$AeAw_{\text{nom}} := Ae \cdot Aw = 6011.882 \cdot \text{mm}^4$

Número de espiras enrolamento primário

$N_{p1} := \text{round}\left(\frac{L_m \cdot I T_{p_max}}{B_{max} \cdot Ae}, 0\right) = (65)$

Número de espiras dos enrolamentos secundários

$$Ns1 := \text{ceil}\left(\frac{Np1}{a}\right) = (13)$$

$$Ns2 := \text{ceil}\left(\frac{Np1}{a}\right) = (13)$$

$$Ns3 := \text{ceil}\left(\frac{Np1}{a}\right) = (13)$$

Entreferro do indutor acoplado

$$le := \frac{Np1^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{Lm} = 0.183 \cdot \text{mm}$$

Bitola dos condutores no enrolamento primário e secundário

$$S_{fio_pri} := \frac{I_{Tef_max}}{J_{max}} = 0.061 \cdot \text{mm}^2$$

$$S_{fio_sec} := \frac{I_{Def_max}}{J_{max}} = 0.105 \cdot \text{mm}^2$$

Tabela de fios esmaltados

10AWG.txt - fio esmaltado 10AWG	Seção = 5.2620 mm ² - 2.59 mm
11AWG.txt - fio esmaltado 11AWG	Seção = 4.1729 mm ² - 2.31 mm
12AWG.txt - fio esmaltado 12AWG	Seção = 3.3092 mm ² - 2.05 mm
13AWG.txt - fio esmaltado 13AWG	Seção = 2.6243 mm ² - 1.83 mm
14AWG.txt - fio esmaltado 14AWG	Seção = 2.0811 mm ² - 1.63 mm
15AWG.txt - fio esmaltado 15AWG	Seção = 1.6504 mm ² - 1.45 mm
16AWG.txt - fio esmaltado 16AWG	Seção = 1.3088 mm ² - 1.29 mm
17AWG.txt - fio esmaltado 17AWG	Seção = 1.0379 mm ² - 1.15 mm
18AWG.txt - fio esmaltado 18AWG	Seção = 0.8231 mm ² - 1.02 mm
19AWG.txt - fio esmaltado 19AWG	Seção = 0.6527 mm ² - 0.91 mm
20AWG.txt - fio esmaltado 20AWG	Seção = 0.5176 mm ² - 0.81 mm
21AWG.txt - fio esmaltado 21AWG	Seção = 0.4105 mm ² - 0.72 mm
22AWG.txt - fio esmaltado 22AWG	Seção = 0.3255 mm ² - 0.64 mm
23AWG.txt - fio esmaltado 23AWG	Seção = 0.2582 mm ² - 0.57 mm
24AWG.txt - fio esmaltado 24AWG	Seção = 0.2047 mm ² - 0.51 mm
25AWG.txt - fio esmaltado 25AWG	Seção = 0.1624 mm ² - 0.45 mm
26AWG.txt - fio esmaltado 26AWG	Seção = 0.1287 mm ² - 0.40 mm
27AWG.txt - fio esmaltado 27AWG	Seção = 0.1021 mm ² - 0.36 mm

28AWG.txt - fio esmaltado 28AWG Seção = 0.0810 mm² - 0.32 mm
 29AWG.txt - fio esmaltado 29AWG Seção = 0.0642 mm² - 0.29 mm
 30AWG.txt - fio esmaltado 30AWG Seção = 0.0509 mm² - 0.25 mm
 31AWG.txt - fio esmaltado 31AWG Seção = 0.0404 mm² - 0.23 mm
 32AWG.txt - fio esmaltado 32AWG Seção = 0.0320 mm² - 0.20 mm
 33AWG.txt - fio esmaltado 33AWG Seção = 0.0254 mm² - 0.18 mm
 34AWG.txt - fio esmaltado 34AWG Seção = 0.0201 mm² - 0.16 mm
 35AWG.txt - fio esmaltado 35AWG Seção = 0.0160 mm² - 0.14 mm
 36AWG.txt - fio esmaltado 36AWG Seção = 0.0127 mm² - 0.13 mm
 37AWG.txt - fio esmaltado 37AWG Seção = 0.0100 mm² - 0.11 mm
 38AWG.txt - fio esmaltado 38AWG Seção = 0.0080 mm² - 0.10 mm
 39AWG.txt - fio esmaltado 39AWG Seção = 0.0063 mm² - 0.09 mm
 40AWG.txt - fio esmaltado 40AWG Seção = 0.0050 mm² - 0.08 mm
 41AWG.txt - fio esmaltado 41AWG Seção = 0.0040 mm² - 0.09 mm

[parâmetros](#)
 Scond - Dcond

Condutor primário escolhido

$\Gamma_{pri} := \text{READPRN}("29\text{AWG.txt}")$

$S_{fio_pri_nom} := \Gamma_{pri}^{(0)} \cdot \text{mm}^2 = (0.064) \cdot \text{mm}^2$

$D_{fio_pri_nom} := \Gamma_{pri}^{(1)} \cdot \text{mm} = (0.29) \cdot \text{mm}$

Condutor secundário escolhido

$\Gamma_{sec} := \text{READPRN}("26\text{AWG.txt}")$

$S_{fio_sec_nom} := \Gamma_{sec}^{(0)} \cdot \text{mm}^2 = (0.129) \cdot \text{mm}^2$

$D_{fio_sec_nom} := \Gamma_{sec}^{(1)} \cdot \text{mm} = (0.4) \cdot \text{mm}$

Resistência do enrolamento primário e secundário

$R_{pri} := \frac{\rho_0 \cdot l_{esp} \cdot N_p l}{S_{fio_pri_nom}} = (0.222) \cdot \Omega$

$R_{sec} := \frac{\rho_0 \cdot l_{esp} \cdot N_s l}{S_{fio_sec_nom}} = (0.022) \Omega$

Análise efeito skin nos condutores

$$\Delta := \frac{7.5\sqrt{\text{Hz}}}{\sqrt{f_s}} = 0.038$$

$$S_{\text{skin}} := 2 \cdot \Delta \cdot \text{mm}^2 = 0.075 \cdot \text{mm}^2$$

$$N_{\text{cond_pri}} := \text{floor}\left(\frac{S_{\text{fio_pri_nom}}}{S_{\text{skin}}}\right) = (0)$$

$$N_{\text{cond_sec}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{fio_sec_nom}}}{S_{\text{skin}}}\right) = (2)$$

Perdas no indutor acoplado - Perdas no cobre

$$P_{\text{cu_pri}} := R_{\text{pri}} \cdot I_{\text{Tef_max}}^2 = (5.209) \cdot \text{mW}$$

$$P_{\text{cu_sec}} := N_s \cdot R_{\text{sec}} \cdot I_{\text{Def_max}}^2 = (4.594) \cdot \text{mW}$$

$$P_{\text{cu_total}} := P_{\text{cu_pri}} + P_{\text{cu_sec}} = (9.803) \cdot \text{mW}$$

Perdas no indutor acoplado - Perdas no cobre

$$V_{\text{sef}} := 117.2\text{V}$$

$$B := \frac{V_{\text{sef}}}{4 \cdot f_s \cdot N_{\text{p1}} \cdot A_e} = 0.131 \text{ T}$$

$$(f := 1, 1.1..1000)$$

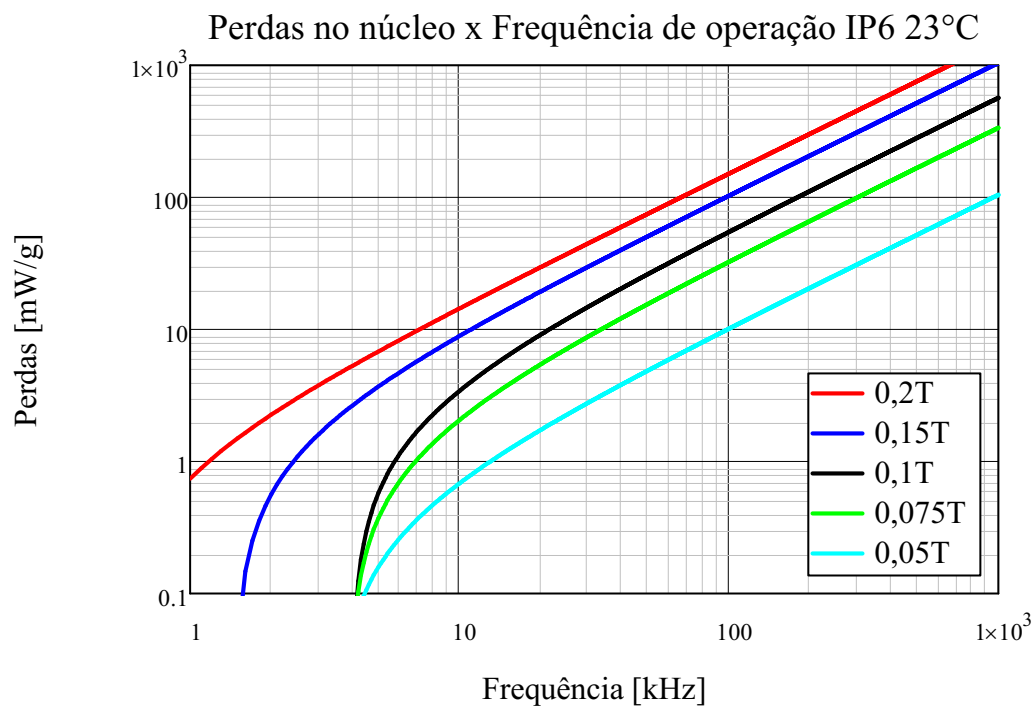
$$\text{PIP6_2000}(f) := 1.52 \cdot f - 0.78$$

$$\text{PIP6_1500}(f) := 1.045 \cdot f - 1.525$$

$$\text{PIP6_1000}(f) := 0.57 \cdot f - 2.27$$

$$\text{PIP6_750}(f) := 0.338 \cdot f - 1.316$$

$$\text{PIP6_500}(f) := 0.105 \cdot f - 0.366$$



$$\text{PIP12R_2000}(f) := 1.73 \cdot f - 7.11$$

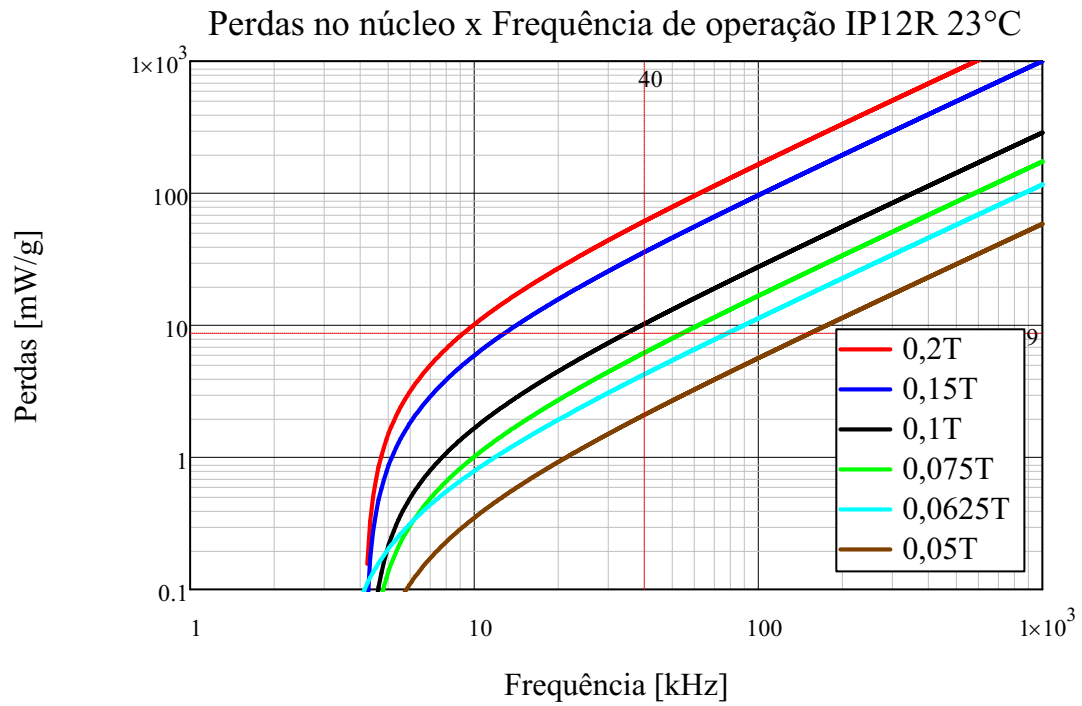
$$\text{PIP12R_1500}(f) := 1.01 \cdot f - 4.17$$

$$\text{PIP12R_1000}(f) := 0.29 \cdot f - 1.23$$

$$\text{PIP12R_750}(f) := 0.175 \cdot f - 0.735$$

$$\text{PIP12R_625}(f) := 0.117 \cdot f - 0.38$$

$$\text{PIP12R_500}(f) := 0.059 \cdot f - 0.24$$



$$\text{Perdasnucleo} := 9 \frac{\text{mW}}{\text{gm}} \cdot \text{Pesonucleo} = (99) \cdot \text{mW}$$

$$\text{Pcu_total} = (9.803) \cdot \text{mW}$$

$$\Lambda := \frac{\text{Perdasnucleo}}{\text{Pcu_total}} = 10.099$$

Resistência térmica do Núcleo

$$\text{Rtnucleo} := \frac{0.0457 \cdot \sqrt{\text{m} \cdot \text{m}}}{\sqrt{\text{Vnucleo}}} \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}} = (20.779) \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Elevação de temperatura

$$\Delta T := (\text{Perdasnucleo} + \text{Pcu_total}) \cdot \text{Rtnucleo} = 2.261 \text{ K}$$

Possibilidade de execução

$$A_{wmin} := \frac{N_{p1} \cdot N_{cond_pri} \cdot S_{fio_pri_nom} + (N_{s1} + N_{s2} + N_{s3}) \cdot N_{cond_sec} \cdot S_{fio_sec_nom}}{kw}$$

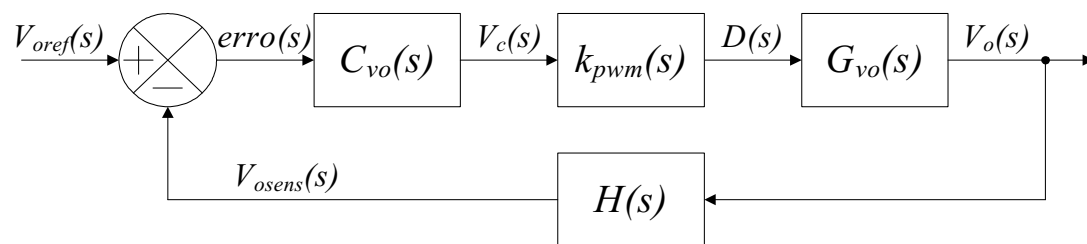
$$A_{wmin} = (50.193) \cdot \text{mm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{wmin}}{A_w} = 0.718$$

▲ Cálculo Transformador

▼ Controle

Diagrama de controle



Função de transferência da planta

$$s_w := i \cdot 2 \cdot \pi$$

$$(f_{bode} := 1 \text{ Hz}, 2 \text{ Hz} \dots 1 \cdot 10^5 \text{ Hz})$$

$$(V_{csat} := 1 \text{ V})$$

$$(V_{ref} := 2.5 \text{ V})$$

$$(I_{bias} := 1 \text{ mA})$$

$$E := V_{inmax} = 339.411 \text{ V}$$

$$I_{Lpk} := \frac{V_{inmax}}{Lm} \cdot D_{max} \cdot T_s = 1.527 \text{ A}$$

$$k_{pwm} := \frac{Lm}{E \cdot T_s} = 0.295 \frac{1}{A}$$

$$R_{i_{sens}} := \frac{V_{csat}}{I_{Lpk}} = 0.655 \Omega$$

$$P_{Ri} := R_{i_{sens}} \cdot I_{Lpk}^2 = 1.527 \text{ W}$$

$$P_{Ri_nom} := R_{i_{sens}} \cdot I_{Tp_max}^2 = 0.131 \text{ W}$$

$$R_{v1_{sens}} := \frac{V_{o3} - V_{ref}}{I_{bias}} = 21.5 \cdot k\Omega$$

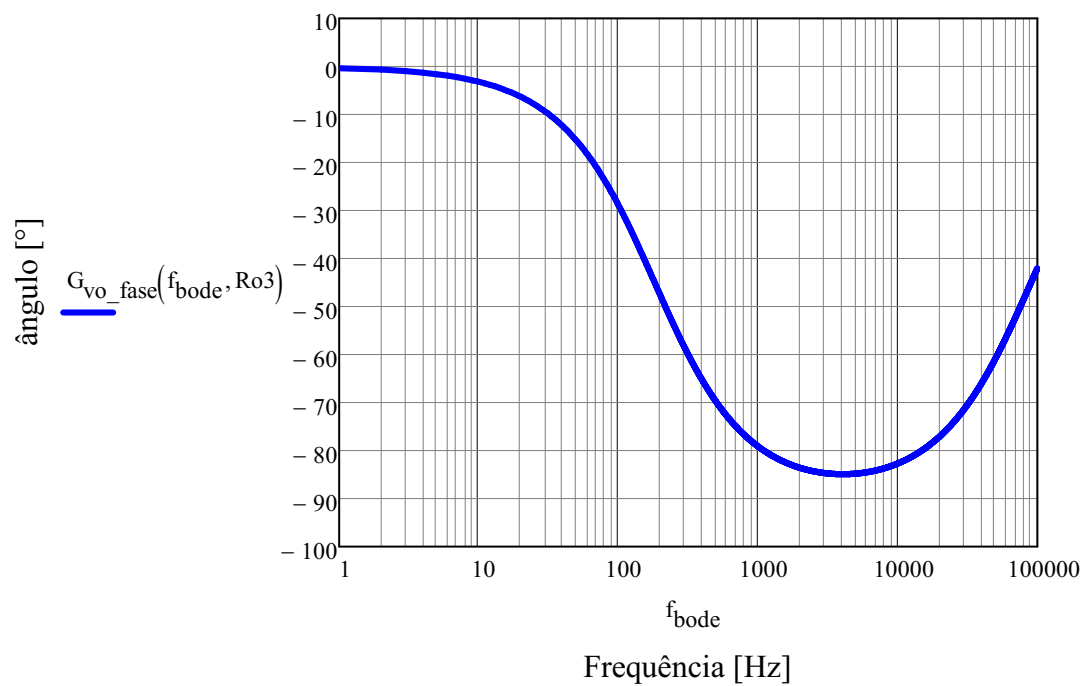
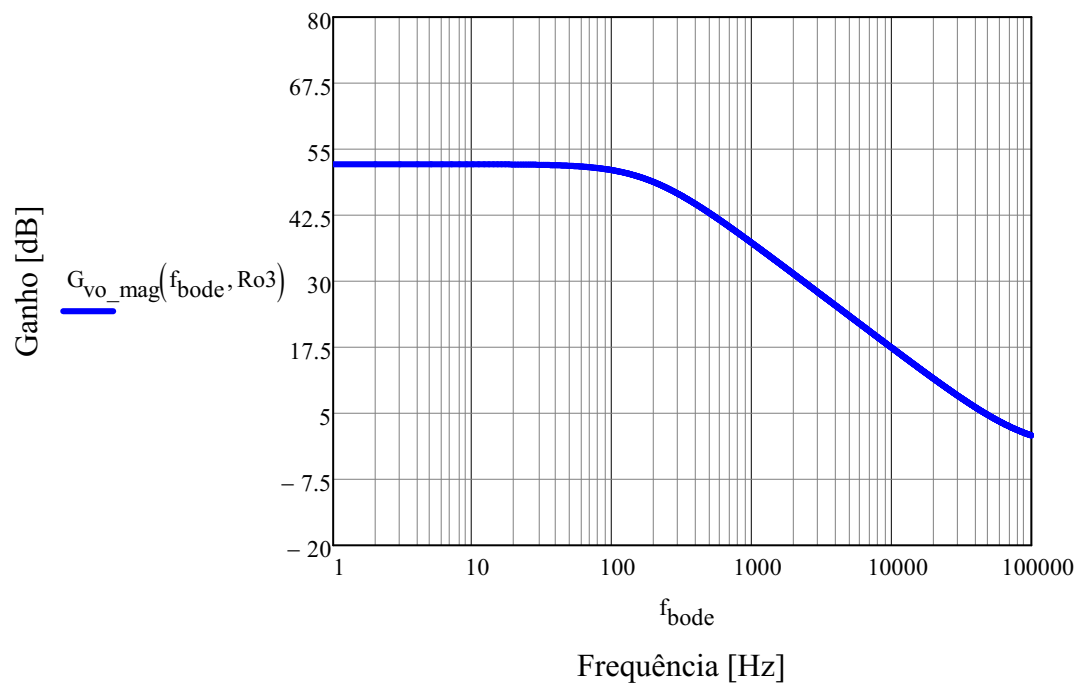
$$\left(R_{v2_{sens}} := \frac{V_{ref}}{I_{bias}} = 2.5 \cdot k\Omega \right)$$

$$(R_{SE} := 0.577\Omega)$$

$$G_{vo}(f_{bode}, Ro3) := \frac{E \cdot R_{SE}}{Ro3 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot Lm}{Ro3 \cdot T_s}}} \cdot \frac{\left(S \cdot f_{bode} + \frac{1}{Co3 \cdot R_{SE}} \right)}{\left(S \cdot f_{bode} + \frac{1}{Co3 \cdot Ro3} \right)} \cdot \frac{1}{V}$$

$$G_{vo_mag}(f_{bode}, Ro3) := 20 \cdot \log(|G_{vo}(f_{bode}, Ro3)|)$$

$$G_{vo_fase}(f_{bode}, Ro3) := \arg(G_{vo}(f_{bode}, Ro3)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



Função de transferência de malha aberta

$$(FTMA(s) = C_{vo}(s) \cdot G_{vo}(s) \cdot H_{vo}(s))$$

$$(|FTMA(s)| = 1)$$

$$C_{v_0}(s) = K_p$$

$$H_{v_0} := \frac{V_{\text{ref}}}{V_{o3}} = 0.104$$

$$FTMA_{v_0} = K_p \cdot \left[\frac{E \cdot R_{SE}}{R_{o3} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_m}{R_{o3} \cdot T_s}}} \cdot \frac{\left(S \cdot f_{\text{bode}} + \frac{1}{C_{o3} \cdot R_{SE}} \right)}{\left(S \cdot f_{\text{bode}} + \frac{1}{C_{o3} \cdot R_{o3}} \right)} \right] \cdot \frac{V_{\text{ref}}}{V_{o3}}$$

$$FTMA_{v_0} = K_p \cdot \left[\frac{E \cdot R_{SE}}{R_{o3} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_m}{R_{o3} \cdot T_s}}} \cdot \frac{\left(S \cdot f_{\text{bode}} + \frac{1}{C_{o3} \cdot R_{SE}} \right)}{\left(S \cdot f_{\text{bode}} + \frac{1}{C_{o3} \cdot R_{o3}} \right)} \right] \cdot \frac{V_{\text{ref}}}{V_{o3}}$$

$$K_p = \frac{V_{o3} \cdot R_{o3} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_m}{R_{o3} \cdot T_s}} \cdot \left(S \cdot f_c + \frac{1}{C_{o3} \cdot R_{o3}} \right)}{V_{\text{ref}} \cdot E \cdot R_{SE} \cdot \left(S \cdot f_c + \frac{1}{C_{o3} \cdot R_{SE}} \right)}$$

Projeto do controlador

Esse projeto do controlador foi considerado em carga nominal.

$$f_c := \frac{f_s}{5.46} = 7.32601 \cdot \text{kHz}$$

$$K_p := \left| \frac{V_{o3} \cdot R_{o3} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_m}{R_{o3} \cdot T_s}} \cdot \left(S \cdot f_c + \frac{1}{C_{o3} \cdot R_{o3}} \right)}{V_{\text{ref}} \cdot E \cdot R_{SE} \cdot \left(S \cdot f_c + \frac{1}{C_{o3} \cdot R_{SE}} \right)} \right| \cdot \frac{W_b}{s} = 0.950213$$

Análise do projeto do controlador

$$C_{vo}(f_{bode}) := Kp$$

$$FTMA_vo_nc(f_{bode}, Ro3) := 1 \cdot G_{vo}(f_{bode}, Ro3) \cdot H_{vo}$$

$$FTMA_vo_cc(f_{bode}, Ro3) := C_{vo}(f_{bode}) \cdot G_{vo}(f_{bode}, Ro3) \cdot H_{vo}$$

$$\left(C_{vo_mag}(f_{bode}) := 20 \cdot \log(|C_{vo}(f_{bode})|) \right)$$

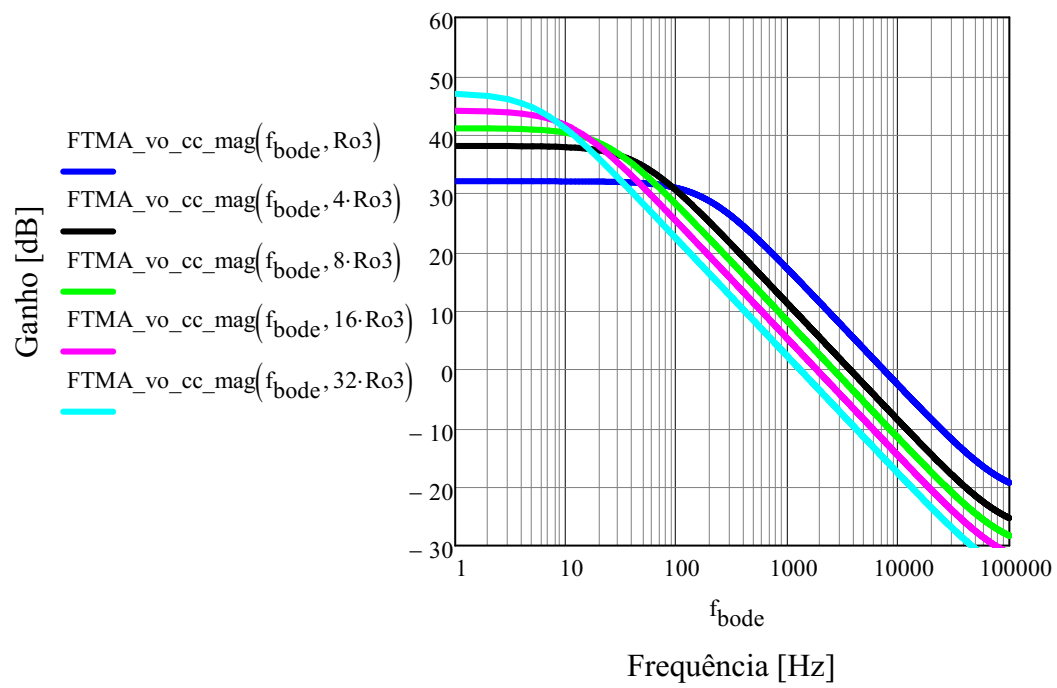
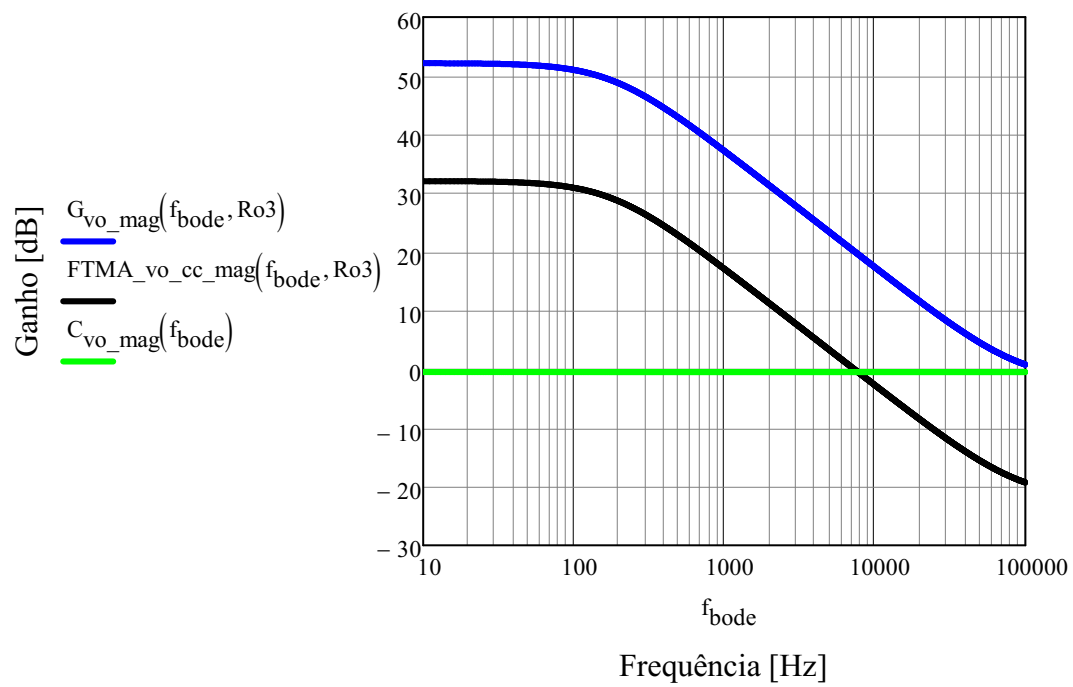
$$FTMA_vo_nc_mag(f_{bode}, Ro3) := 20 \cdot \log(|FTMA_vo_nc(f_{bode}, Ro3)|)$$

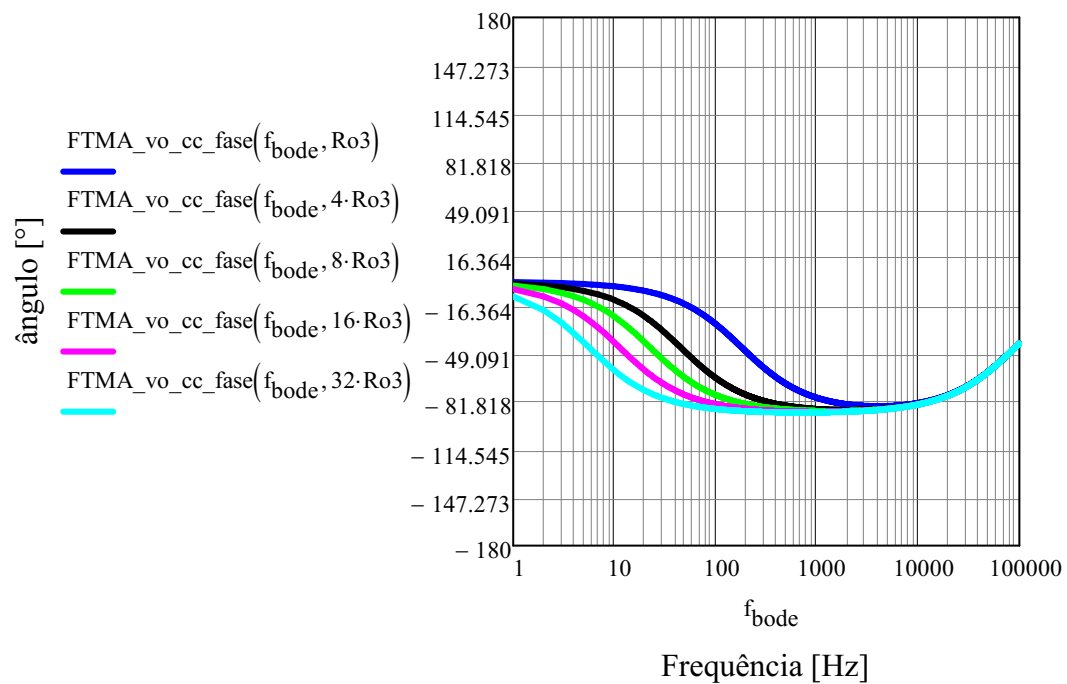
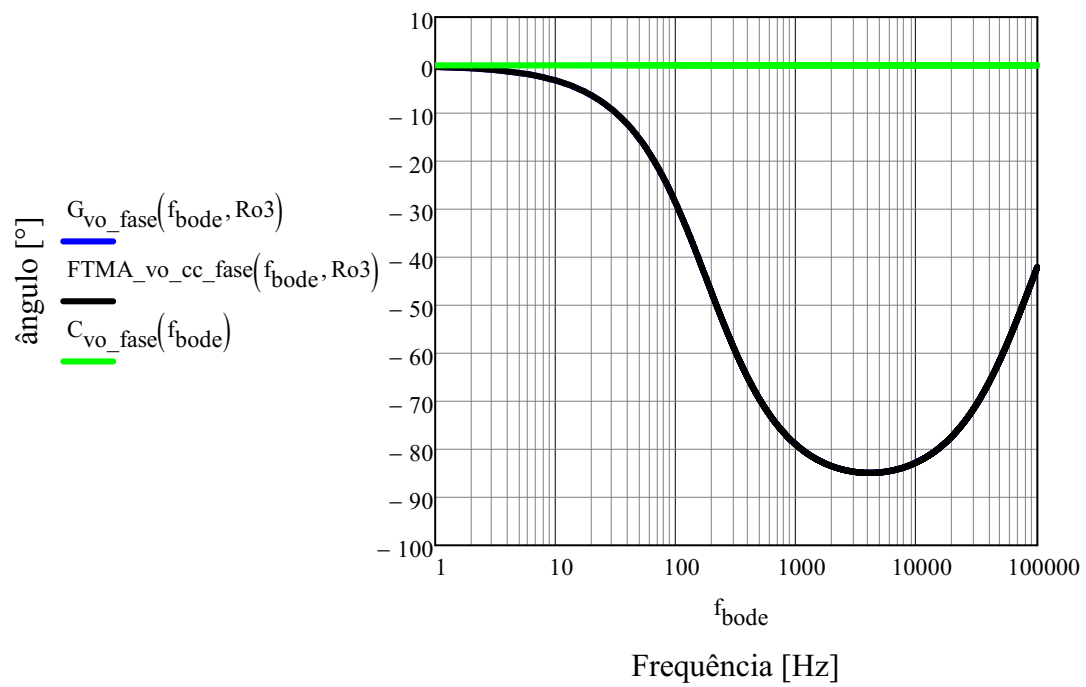
$$FTMA_vo_cc_mag(f_{bode}, Ro3) := 20 \cdot \log(|FTMA_vo_cc(f_{bode}, Ro3)|)$$

$$\left(C_{vo_fase}(f_{bode}) := \arg(C_{vo}(f_{bode})) \cdot \frac{180}{\pi} \right)$$

$$FTMA_vo_nc_fase(f_{bode}, Ro3) := \arg(FTMA_vo_nc(f_{bode}, Ro3)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

$$FTMA_vo_cc_fase(f_{bode}, Ro3) := \arg(FTMA_vo_cc(f_{bode}, Ro3)) \cdot \frac{180}{\pi}$$





$$\text{MF1}_{\text{vo}} := \text{FTMA_vo_cc_fase}(f_c, \text{Ro}3) + 180 = 96.048$$

$$\text{MF2}_{\text{vo}} := \text{FTMA_vo_cc_fase}(f_c, 4 \cdot \text{Ro}3) + 180 = 94.986$$

$$\text{MF3}_{\text{vo}} := \text{FTMA_vo_cc_fase}(f_c, 8 \cdot \text{Ro}3) + 180 = 94.808$$

$$MF4_{vo} := FTMA_{vo_cc_fase}(f_c, 16 \cdot Ro3) + 180 = 94.72$$

$$MF5_{vo} := FTMA_{vo_cc_fase}(f_c, 32 \cdot Ro3) + 180 = 94.676$$

$$(R_{1com} := 47k\Omega)$$

$$V3 := 24V$$

$$P3 := 2W$$

$$R_{PRECARGA} := \frac{V3^2}{P3} = 288 \Omega$$

RS = associação de R4 e R5

$$RS := \frac{1V}{I_{Tp_max}} = 2.236 \Omega$$