



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DEBORA PEREIRA DAMASCENO

**PROJETO DE UM CONVERSOR CLASSE C PARA UMA PLATAFORMA DE TESTE
DE SEMICONDUTORES**

FORTALEZA

2018

DEBORA PEREIRA DAMASCENO

PROJETO DE UM CONVERSOR CLASSE C PARA UMA PLATAFORMA DE TESTE DE
SEMICONDUtores

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza
Oliveira Júnior

Coorientador: Prof. Me. Juliano de Oli-
veira Pacheco

FORTALEZA

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- D162p Damasceno, Debora Pereira.
Projeto de um conversor classe C para uma plataforma de teste de semicondutores / Debora Pereira Damasceno. – 2018.
93 f. : il. color.
- Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2018.
Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Jr..
Coorientação: Prof. Me. Juliano de Oliveira Pacheco.
1. Perdas por comutação. 2. Perdas por condução. 3. Semicondutores. 4. Conversor CC-CC. I. Título.
CDD 621.3
-

DEBORA PEREIRA DAMASCENO

PROJETO DE UM CONVERSOR CLASSE C PARA UMA PLATAFORMA DE TESTE DE
SEMICONDUtores

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira
Júnior (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Me. Juliano de Oliveira
Pacheco (Coorientador)
UniFanor

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Bruno Ricardo de Almeida
Universidade de Fortaleza (Unifor)

Aos meus Pais, João e Lucenizia.

À minha sobrinha, Bella.

À minha avó, Maria Barbosa (in memoriam).

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus, por ter me dado a vida e até aqui ter me ajudado.

Aos meus pais, João Nazareno e Maria Lucenizia, que sempre estiveram do meu lado e por sempre terem me demonstrado esse amor incondicional. Sou o que sou graças ao esforço e sacrifício deles.

Ao meu orientador Demercil de Souza Oliveira Jr, pelo conhecimento transmitido durante as disciplinas e pelos ensinamentos durante a pesquisa, que foram passados com muita paciência e atenção. Aos participantes da banca examinadora, Paulo Peixoto Praça, Juliano de Oliveira Pacheco e Bruno Ricardo de Almeida, pelo tempo, colaborações e sugestões.

Ao meu coorientador, Juliano de Oliveira Pacheco, sem ele a realização desse trabalho não seria possível. Um dos seres humanos que mais admiro e tenho consideração. Muito obrigada por todo conhecimento transmitido a mim, por sua paciência e atenção e por toda orientação até aqui me dada. Gostaria de agradecer também ao doutorando Francisco José Barbosa de Brito Jr, que me adotou e me ensinou bastante, agradeço por todo auxílio e conhecimento passado de maneira atenciosa e paciente, muito obrigada.

Aos professores, Bismark Torrico, René Bascopé, Fabrício Gonzalez, Paulo Praça e Wilkley Correia pelos ensinamentos passados no decorrer do curso.

Aos meus primos, Davi e Gabriel, e à minha sobrinha, Bella, por serem meu sorriso e motivos da minha alegria.

À minha família, Douglas, Thaís, Lucivaldo, Elizier, Lucenilda, Alzenira, Valderice e Aldézio que sempre depositaram confiança em mim e com quem eu sei que sempre posso contar.

Aos amigos que me conquistaram durante a graduação, Graça, Isadora, Jander, Judá, Monilson, Nael, Rayssa, Rodrigo e Thiago, a amizade de vocês foi o melhor projeto de engenharia que eu já fiz. Muito obrigada por serem minhas gargalhadas e ombro nos momentos que eu mais precisei. A jornada não foi fácil, mas vocês a tornaram mais leve.

Aos meus amigos de vida, Danielle, Luan e Michelle, vocês sempre vão estar no meu coração.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC), pelo suporte à realização do trabalho. Agradeço aos companheiros de laboratório, Breno, Janiere, Marcus Anderson, Welton, Cícero Alisson, Samuel, Willame, Luan, Caio e Samanta, pelas ajudas dadas a mim de alguma forma e aos restantes, Andresa, Felipe, Jefferson, Bruno Almeida, Kristian, Rosana e

Janaína, pelos momentos de descontração que deixam o dia mais leve.

Agradeço em especial ao técnico do GPEC, Pedro Augusto, por todo auxílio prestado, de maneira paciente e atenciosa, meu muito obrigada.

Agradeço aos funcionários da coordenação do curso de engenharia elétrica, Mário Sérgio, Geraldo e Adely, por toda ajuda prestada durante esses anos de graduação.

Agradeço aos amigos de toda vida, que de alguma forma contribuíram para minha formação.

”A vida é locomoção. Se você não se move, você não está vivendo. Mas haverá um tempo em que você terá que parar de fugir das coisas, e você terá que correr atrás de alguma coisa. Você tem que seguir em frente. Mantenha-se em movimento, mesmo que seu caminho não esteja claro. Acredite que você encontrará o seu caminho...”

(Barry Allen - The Flash/DC Comics®)

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de um conversor classe C aplicado como uma plataforma de teste de semicondutores, que tem por objetivo analisar as perdas por condução e comutação dos mesmos. A plataforma tem especificações gerais bem abrangentes para que seja possível a realização de testes em diversos tipos de semicondutores. Receberá dois tipos de encapsulamentos, além de aceitar conexões com módulos, o conversor poderá operar em dois modos, no modo *Buck*, abaixador de tensão ou no modo *Boost*, elevador de tensão, sempre com uma razão cíclica fixa em 0,5. A faixa de operação do conversor vai de 12 V a 400 V de tensão e de 0 A a 20 A de corrente, podendo sua potência nominal chegar a até 2 kW. O conversor opera em malha fechada pelo método da corrente média. Para validar o projeto realizado, o conversor foi simulado para todas as condições de operação. Os resultados obtidos são apresentados, bem como os testes realizados nos semicondutores via simulação, os resultados preliminares do protótipo construído em laboratório também são apresentados.

Palavras-chave: Perdas por comutação. Perdas por condução. Semicondutores. Conversor CC-CC.

ABSTRACT

This work presents the study and development of a bidirectional DC-DC converter applied as a semiconductor test platform, whose objective is to analyze the conduction and switching losses in those devices under test. The platform has comprehensive specifications to enable testing of various types of semiconductors, it can receive two types of packages, in addition to accepting connections with modules, the converter can operate in two modes, in Buck mode, step-down, or in Boost mode, step-up, with the duty cycle fixed in 0.5, the converter operating voltage range is from 12 V to 400 V and the current range is from 0 A to 20 A. Its nominal power can reach up to 2 kW. The converter operates in closed loop with the average current method control, has three loops, but will only works with two simultaneously. To validate this design carried out the converter was simulated for all operating conditions. The simulation results obtained are presented, as well as the tests performed in the semiconductors, the results of the laboratory-built prototype are also presented.

Keywords: Switching losses. Conduction losses. Semiconductors. DC-DC converter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Aplicações da eletrônica de potência no processamento de energia elétrica . . .	19
Figura 2 – Circuito Equivalente dos Semicondutores em Condução.	22
Figura 3 – a): Símbolo Esquemático do MOSFET canal N e b): Estrutura Física Simplificada do MOSFET.	24
Figura 4 – Esboço das curvas características de um MOSFET tipo enriquecimento canal N	24
Figura 5 – Entrada em condução do MOSFET	26
Figura 6 – Entrada em bloqueio do MOSFET	27
Figura 7 – a): Estrutura Física Simplificada do IGBT e b): Símbolo Esquemático do IGBT.	28
Figura 8 – Tensão de condução do IGBT e do Diodo.	29
Figura 9 – Formas de onda da Tensão V_{CE} e da corrente I_C - Entrada de condução.	30
Figura 10 – Formas de onda da Tensão V_{CE} e da corrente I_C - Saída de condução.	32
Figura 11 – Conversor Classe C.	34
Figura 12 – Diagrama de Blocos do Sistema em Cascata.	42
Figura 13 – Diagrama de Blocos da Malha de Corrente.	43
Figura 14 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem controlador para a malha de corrente do conversor no modo <i>Buck</i>	46
Figura 15 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta com o controlador para a malha de corrente do conversor no modo <i>Buck</i>	46
Figura 16 – Diagramas de Lugar das Raízes das funções de transferência de malha aberta e de malha fechada para a malha de corrente do conversor no modo <i>Buck</i>	47
Figura 17 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem controlador para a malha de corrente do conversor no modo <i>Boost</i>	48
Figura 18 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta com o controlador para a malha de corrente do conversor no modo <i>Boost</i>	48
Figura 19 – Diagramas de Lugar das Raízes das funções de transferência de malha aberta e de malha fechada para a malha de corrente do conversor no modo <i>Boost</i>	49
Figura 20 – Diagrama de Blocos da Malha de Tensão.	49
Figura 21 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem controlador para a malha de tensão do conversor no modo <i>Buck</i>	51
Figura 22 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta com o controlador para a malha de tensão do conversor no modo <i>Buck</i>	52

Figura 23 – Diagramas de Lugar das Raízes das funções de transferência de malha aberta e de malha fechada para a malha de tensão do conversor no modo <i>Buck</i> . . .	53
Figura 24 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem controlador para a malha de tensão do conversor no modo <i>Boost</i>	53
Figura 25 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta com o controlador para a malha de tensão do conversor no modo <i>Boost</i>	54
Figura 26 – Diagramas de Lugar das Raízes das funções de transferência de malha aberta e de malha fechada para a malha de tensão do conversor no modo <i>Boost</i> . . .	55
Figura 27 – Fotografia da plataforma montada em laboratório.	55
Figura 28 – Ilustração do Circuito do Sensor de Tensão.	57
Figura 29 – Resultados de Simulação do Conversor Operando no Modo Boost para $P_o = 2 kW$	69
Figura 30 – Resultados de Simulação Conversor Operando no Modo Boost para $P_o = 240 W$	70
Figura 31 – Resultados de Simulação Conversor Operando no Modo Buck para $P_o = 2 kW$	71
Figura 32 – Resultados de Simulação Conversor Operando no Modo Buck para $P_o = 240 W$	72
Figura 33 – Circuito de Simulação para os Testes dos Semicondutores	73
Figura 34 – Resultados de Simulação das Perdas do <i>MOSFET IRFP260N</i> - Entrada em Condução	74
Figura 35 – Resultados de Simulação das Perdas do <i>MOSFET IRFP260N</i> - Entrada em Bloqueio	75
Figura 36 – Resultados de Simulação das Perdas do <i>MOSFET IRFP4710</i> - Entrada em Condução	76
Figura 37 – Resultados de Simulação das Perdas do <i>MOSFET IRFP4710</i> - Entrada em Bloqueio	77
Figura 38 – Resultados de Simulação das Perdas do <i>IGBT IRG4PC40UD</i> - Entrada em Condução	78
Figura 39 – Resultados de Simulação das Perdas do <i>IGBT IRG4PC40UD</i> - Entrada em Bloqueio	79
Figura 40 – Resultados Experimentais do Conversor - Tensões de saída e entrada, correntes através da chave e do indutor.	79
Figura 41 – Resultados Experimentais do Conversor - Tensão e corrente nas chaves. . .	80
Figura 42 – Resultados Experimentais do Conversor - Entrada e saída em condução. . .	80

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações e Considerações de Projeto do Conversor	35
Tabela 2 – Especificações de Projeto do Conversor - Modo <i>Buck</i>	36
Tabela 3 – Especificações de Projeto do Conversor - Modo <i>Boost</i>	39
Tabela 4 – Resumo do Projeto Físico do Indutor	56
Tabela 5 – Especificações dos Semicondutores para Teste.	58
Tabela 6 – Condições de Operação Para os Testes dos Semicondutores	61
Tabela 7 – Resumo do Cálculo de Perdas para o <i>MOSFET IRFP260N</i>	64
Tabela 8 – Resumo do Cálculo de Perdas para o <i>MOSFET IRFP4710</i>	65
Tabela 9 – Resumo do Cálculo de Perdas para o <i>MOSFET IRF8010</i>	66
Tabela 10 – Resumo do Cálculo de Perdas para o <i>IGBT IRG4PC40UD</i>	68
Tabela 11 – Resultados de Simulação do Conversor Operando no Modo Boost para $P_o =$ 2 kW	69
Tabela 12 – Resultados de Simulação do Conversor Operando no Modo Boost para $P_o =$ 240 W	70
Tabela 13 – Resultados de Simulação do Conversor Operando no Modo Buck para $P_o =$ 2 kW	71
Tabela 14 – Resultados de Simulação das Perdas do <i>MOSFET IRFP260N</i>	74
Tabela 15 – Resultados de Simulação das Perdas do <i>MOSFET IRFP4710</i>	75
Tabela 16 – Resultados de Simulação das Perdas do <i>MOSFET IRF8010</i>	76
Tabela 17 – Resultados de Simulação das Perdas do <i>IGBT IRG4PC40UD</i>	77
Tabela 18 – Resumo dos Resultados Teóricos e de Simulação	77

LISTA DE SÍMBOLOS

V_T	Tensão limiar de condução do semicondutor
i_S	Corrente elétrica através do semicondutor
S_{ideal}	Chave ideal
R_{int}	Resistência intrínseca ao semicondutor
V_{GS}	Tensão porta-fonte
V_{DS}	Tensão dreno-fonte
I_D	Corrente de dreno
$P_{MOSFET(on)}$	Perdas por condução do MOSFET
I_{DEF}	Corrente eficaz de dreno
C_{GS}	Capacitância parasita porta-fonte
C_{GD}	Capacitância parasita porta-dreno
C_{DS}	Capacitância parasita dreno-fonte
V_{lv}	Tensão no barramento de tensão menor
V_{hv}	Tensão no barramento de tensão maior
D	Razão cíclica
ΔI_L	Ondulação da corrente no indutor
V_o	Tensão de saída
V_i	Tensão de entrada
L_o	Indutor
R_o	Resistência equivalente da carga de saída
ΔV_o	Ondulação na tensão de saída
$I_{S_{med}}$	Corrente média na chave
$I_{S_{ef}}$	Corrente eficaz na chave
I_S	Tensão na chave
$K_{A/D}$	Ganho do conversor AD
K_{si}	Ganho do sensor de corrente

K_{PWM}	Ganho do modulador PWM
$u(k)_i$	Saída do controlador de corrente
$u(k)_i$	Saída do controlador de tensão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	22
2.1	Análise de Perdas	22
2.1.1	<i>Perdas por condução</i>	22
2.1.2	<i>Perdas por comutação</i>	23
2.2	O MOSFET de Potência	23
2.2.1	<i>Perdas Por Condução do MOSFET de Potência</i>	24
2.2.2	<i>Perdas Por Comutação do MOSFET de Potência</i>	25
2.3	O IGBT	28
2.3.1	<i>Perdas Por Condução do IGBT</i>	29
2.3.2	<i>Perdas Por Comutação do IGBT</i>	30
2.3.2.1	<i>Perdas por comutação na entrada de condução do IGBT</i>	30
2.3.2.2	<i>Perdas por comutação na entrada de bloqueio do IGBT</i>	32
3	METODOLOGIA	34
3.1	Projeto de Potência do Conversor	35
3.1.1	<i>Conversor no modo Buck</i>	35
3.1.1.1	<i>Indutor L_o</i>	36
3.1.1.2	<i>Carga equivalente R_o</i>	36
3.1.1.3	<i>Capacitor filtro de saída C_{lv}</i>	37
3.1.1.4	<i>Análise dos esforços de tensão e corrente nas chaves</i>	37
3.1.2	<i>Conversor modo Boost</i>	39
3.1.2.1	<i>Indutor L_o</i>	39
3.1.2.2	<i>Carga equivalente R_o</i>	40
3.1.2.3	<i>Capacitor filtro de saída C_{hv}</i>	40
3.1.2.4	<i>Análise dos esforços de tensão e corrente nas chaves</i>	41
3.2	Projeto das Malhas de Controle	42
3.2.1	<i>Malha de corrente</i>	43
3.2.1.1	<i>Malha de corrente - modo Buck</i>	45
3.2.1.2	<i>Malha de Corrente - modo Boost</i>	47
3.2.2	<i>Malhas de Tensão</i>	49

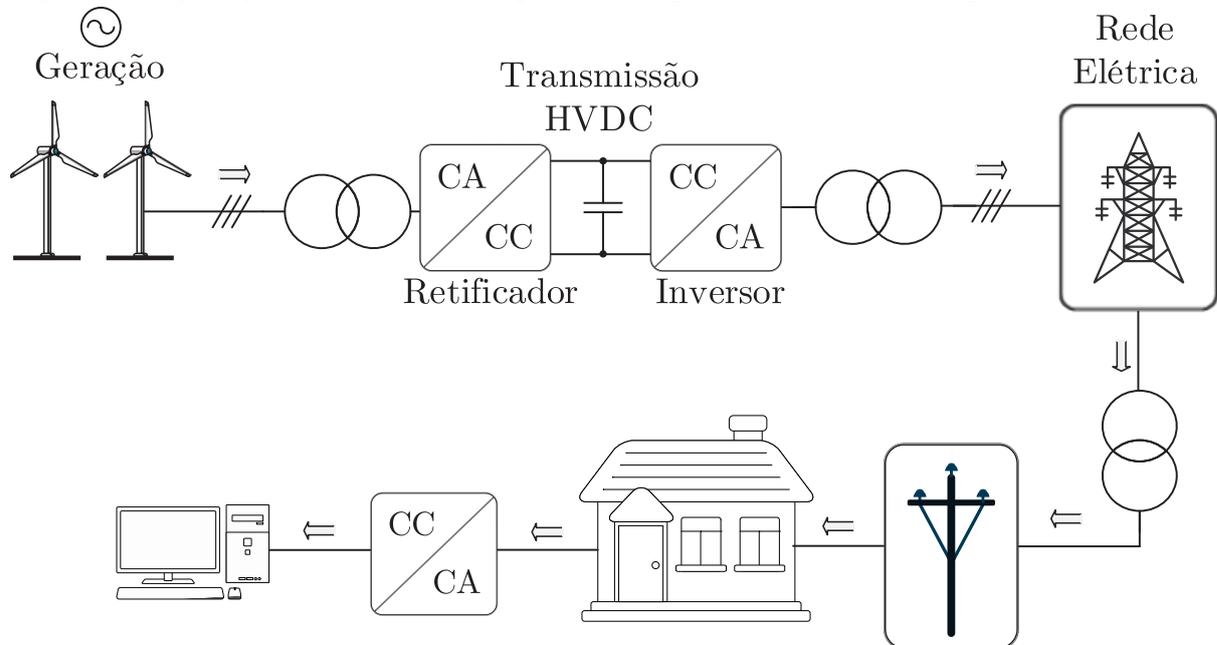
3.2.2.1	<i>Malha de Tensão V_{lv} - modo Buck</i>	51
3.2.2.2	<i>Malha de Tensão V_{hv} - modo Boost</i>	53
3.3	Construção do Protótipo	55
3.3.1	<i>Projeto físico do indutor</i>	56
3.3.2	<i>Circuitos de comando das chaves</i>	56
3.3.3	<i>Sensores</i>	56
3.3.4	<i>Placa de potência</i>	57
3.4	Condições de Operação para Testes	57
3.4.1	<i>Condições de teste para o MOSFET IRFP260N</i>	58
3.4.2	<i>Condições de teste para o MOSFET IRF8010</i>	59
3.4.3	<i>Condições de teste para o MOSFET IRFP4710</i>	60
3.4.4	<i>Condições de teste para o IGBT IRG4PC40UD</i>	60
4	RESULTADOS	62
4.1	Resultados Teóricos	62
4.1.1	<i>Análise de perdas no MOSFET IRFP260N</i>	62
4.1.2	<i>Análise de perdas no MOSFET IRFP4710</i>	64
4.1.3	<i>Análise de perdas no MOSFET IRF8010</i>	65
4.1.4	<i>Análise de Perdas no IGBT IRG4PC40UD</i>	66
4.2	Resultados de Simulação	68
4.2.1	<i>Conversor</i>	68
4.2.1.1	<i>Conversor operando no modo Boost</i>	68
4.2.1.2	<i>Conversor operando no modo Buck</i>	70
4.2.2	<i>Testes dos Semicondutores</i>	72
4.2.2.1	<i>Testes para o MOSFET IRFP260N</i>	73
4.2.2.2	<i>Testes para o MOSFET IRFP4710</i>	73
4.2.2.3	<i>Testes para o MOSFET IRF8010</i>	75
4.2.2.4	<i>Testes para o IGBT</i>	76
4.3	Síntese dos Resultados Teóricos e de Simulação	76
4.4	Resultados Experimentais Preliminares	78
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	81
	REFERÊNCIAS	83
	APÊNDICES	84

APÊNDICE A – Apêndice A - Circuitos Simulados	84
APÊNDICE B – Apêndice B - Esquemático da placa do Driver	86
APÊNDICE C – Apêndice C - Esquemático da placa de potência	88
APÊNDICE D – Apêndice D - Projeto do Indutor	90

1 INTRODUÇÃO

No século passado, antes do advento da eletrônica de potência, o funcionamento do sistema elétrico era baseado na utilização de sistemas eletromecânicos, sistemas esses que não são capazes de fornecer um comportamento dinâmico adequado, no que tange as necessidades modernas. Somente após a década de 1960 que se tornou possível a atuação, em qualquer estágio e em tempo real, sobre grandes níveis de energia (POMILIO, 2018), utilizando a eletrônica de potência, através da implementação de metodologias e estratégias de controle eficazes, desde a geração de energia, até seu aproveitamento final. A Figura 1 ilustra algumas das aplicações da eletrônica de potência no processamento de energia elétrica de modo geral.

Figura 1 – Aplicações da eletrônica de potência no processamento de energia elétrica



Fonte: Própria autora.

A eletrônica de potência foi definida em (RASHID, 1999) como sendo a combinação de potência, controle e eletrônica. A potência trata de equipamentos de potência para geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. O controle é responsável por tratar das características dinâmicas e de regime permanente dos sistemas em malha fechada. E a eletrônica fica responsável pelos dispositivos e circuitos de estado sólido utilizados no processamento de sinais para que seja possível alcançar os objetivos de controle desejados.

A eletrônica de potência é fundamentalmente baseada no chaveamento dos dispositivos semicondutores. Com o desenvolvimento tecnológico dos semicondutores de potência, as capacidades nominais e a frequência de chaveamento dos dispositivos aumentaram signifi-

cativamente. O desenvolvimento da tecnologia dos microprocessadores teve e continua tendo um grande impacto na concretização das estratégias de controle utilizadas nos dispositivos semicondutores de potência (RASHID, 1999).

O processamento de energia elétrica exige um alto rendimento e a qualidade de energia se tornou uma grande questão para o consumidor. Sendo a eletrônica de potência a ciência que estuda o desenvolvimento de conversores estáticos, visando a máxima eficiência e qualidade nos processos de transformação de energia, tem-se cada vez mais a necessidade de se projetar esses conversores com o menor número de perdas possível.

Sendo um conversor estático de potência um dispositivo que utiliza semicondutores como sua principal forma de processamento de energia, suas perdas consistem, principalmente, nas perdas por comutação e condução nos semicondutores, (HELDWEIN, 2011). Com isso, tem-se a necessidade do levantamento preciso das características dos elementos semicondutores. Esse conhecimento retornará a eficiência alcançada, a densidade de potência e a confiabilidade do conversor como um todo. A caracterização das perdas de um conversor fornece subsídios importantes para a definição de estratégias de resfriamento e frequência de chaveamento. Como consequência, isso trará grande impacto nos custos de um conversor de potência.

Nesse contexto o presente trabalho propõe a construção de uma plataforma de testes de semicondutores que tem por finalidade fazer o levantamento de perdas e assim caracterizar os mesmos. A plataforma é baseada na topologia de um conversor classe C que poderá operar no modo *Buck* (conversor abaixador de tensão) ou no modo *Boost* (conversor elevador de tensão). A faixa de operação do conversor é de 240 W até 2 kW de potência, possuindo um razão cíclica fixa em 0,5, quando no modo *Buck* tem o valor de tensão de entrada mínimo de 24 V e de saída de 12 V, e valores máximos de tensão de entrada de 400 V e de tensão de saída de 200 V. Já no modo *Boost* tem o valor de tensão de entrada mínimo de 12 V e de saída de 24 V, e valores máximos de tensão de entrada de 200 V e de tensão de saída de 400 V. A plataforma trabalhará com até três tipos diferentes de encapsulamento de semicondutores. O conversor operará em malha fechada, com malha de tensão de saída e de corrente através do indutor. As malhas trabalharão em modo cascata, sendo a malha externa a malha de tensão e a interna a malha de corrente.

Este trabalho está dividido em 5 capítulos, sendo o primeiro deles referente à presente introdução. O segundo capítulo aborda uma fundamentação teórica sobre o tema, focando em análises de perdas nos semicondutores MOSFET e IGBT feitas na literatura. A análise de perdas foi subdividida em perdas por condução e perdas por comutação. O terceiro capítulo deste

trabalho se refere à metodologia abordada, nele contém o projeto e construção do protótipo bem como a metodologia para obtenção das perdas dos semicondutores. O quarto capítulo traz os resultados obtidos teoricamente, os de simulação obtidos através do *software* Psim[®] e os resultados experimentais preliminares obtidos em bancada, como também traz os resultados dos testes feitos nos semicondutores. Por fim vem o último capítulo deste trabalho que traz a conclusão e trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo aborda uma fundamentação teórica sobre o tema, focando em análises de perdas nos semicondutores MOSFET e IGBT feitas na literatura. A análise de perdas foi subdividida em perdas por condução e perdas por comutação.

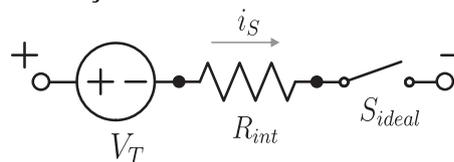
2.1 Análise de Perdas

Os conversores estáticos têm a finalidade de converter energia com um alto índice de eficiência e de qualidade. Seu princípio de funcionamento é baseado no chaveamento de semicondutores, que idealmente não dissipariam potência quando estivessem conduzindo corrente (interruptor fechado). Porém sabe-se que durante a operação dos conversores os dispositivos semicondutores ficam sujeitos à perda de potência tanto no momento da condução de corrente, como nos momentos da comutação (transição de condução para bloqueio ou de bloqueio para condução) (HART, 2011).

2.1.1 Perdas por condução

As perdas por condução de um semicondutor podem ser caracterizadas como a potência dissipada em um elemento resistivo intrínseco ao dispositivo. Essa resistência é inerente do material semicondutor (MELLO, 1981). Normalmente se quantifica essa resistência pelas informações dadas pelos fabricantes, pode-se retirar essa informação das curvas de condutância dos dispositivos inseridas no *datasheet* dos mesmos. As perdas por condução de um semicondutor qualquer podem ser, de maneira geral, representadas pelo circuito ilustrado na Figura 2.

Figura 2 – Circuito Equivalente dos Semicondutores em Condução.



Fonte: O autor.

O circuito contém uma fonte de tensão V_T , um resistor R_{int} e uma chave S_{ideal} todos em série uns com os outros. A tensão V_T representa a tensão limiar de condução do semicondutor, o resistor R_{int} representa a resistência intrínseca ao material semicondutor e S_{ideal} representa um interruptor ideal. A Equação 2.1 define o cálculo das perdas por condução nos semicondutores

em geral.

$$P_S = V_T \cdot I_{SMED} + R_{int} \cdot I_{SEF}^2 \quad (2.1)$$

Portanto, as perdas por condução dependem dos parâmetros que são determinados através da linearização da curva da queda de tensão instantânea em função da corrente direta instantânea dada pelo fabricante (R_{int}), além dos valores de corrente média e eficaz (HELDWEIN, 2010).

2.1.2 Perdas por comutação

Além das perdas por condução um semiconductor também possui perdas por comutação. A comutação é dividida em dois momentos o em que o dispositivo passa do estado de condução para o de bloqueio e o em que o semiconductor passa do estado de bloqueio para o de condução. Um interruptor não ideal leva um certo tempo para comutar entre esses dois estados e é esse atraso no momento da transição que ocasiona as perdas por comutação. As perdas de comutação são subdivididas em: perda de comutação durante a entrada em condução (P_{on}) e perda de comutação durante a entrada do bloqueio, ou saída de condução (P_{off}). (HELDWEIN, 2011)

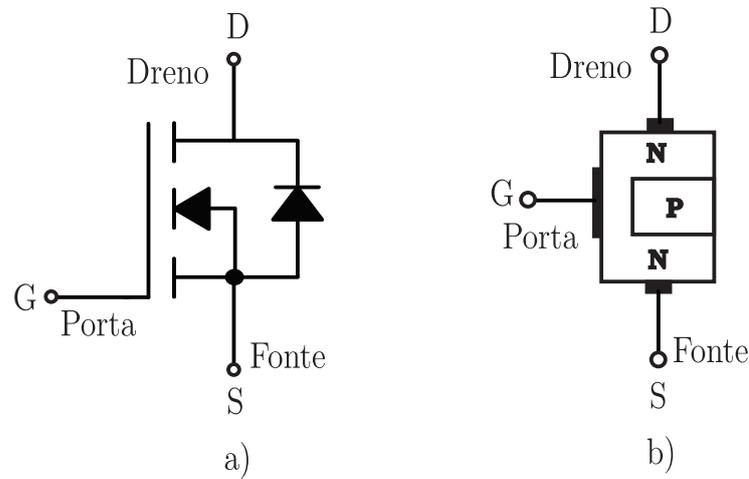
2.2 O MOSFET de Potência

O MOSFET (*Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*) de potência é um semiconductor totalmente controlado, seu símbolo esquemático e sua estrutura física simplificada são mostrados nas Figuras 3a) e 3b) respectivamente. Existem 2 tipos de MOSFETs, o de depleção e o de enriquecimento, os MOSFETs de potência são do tipo enriquecimento (HART, 2011).

O MOSFET canal N é mais utilizado que o de canal P pois o último, apesar de possuir uma estrutura semelhante ao de canal N , possui uma resistência de condução bem maior que o MOSFET canal N (BALIGA, 2010).

Como pode ser visto na Figura 3a) o MOSFET possui três terminais, sendo o terminal G (do inglês *gate*) o terminal de gatilho ou de ativação do transistor é o responsável por controlar o fluxo de corrente através do canal induzido entre os terminais D e S e traduzido como porta, o terminal D é chamado de dreno (em inglês *drain*) e o terminal S (do inglês *source*) é chamado de

Figura 3 – a): Símbolo Esquemático do MOSFET canal N e b): Estrutura Física Simplificada do MOSFET.



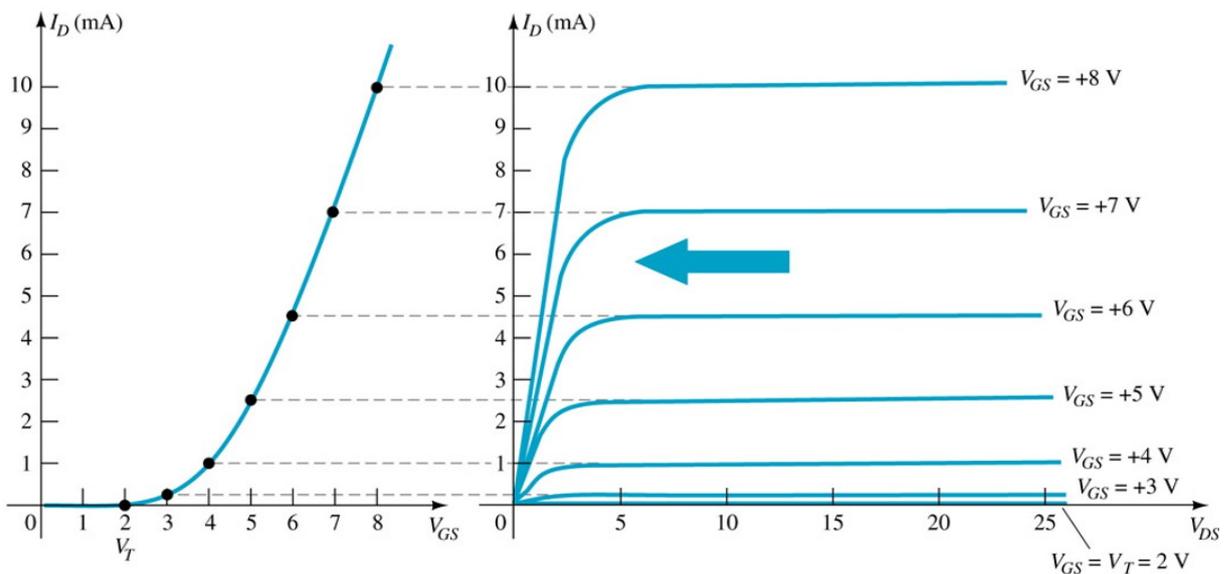
Fonte: Própria autora.

fonte. A construção do MOSFET produz um diodo parasita, que às vezes pode ser usado como uma vantagem em circuitos de eletrônica de potência (HART, 2011).

2.2.1 Perdas Por Condução do MOSFET de Potência

Os MOSFETs são dispositivos controlados por tensão e têm uma impedância de entrada muito alta (RASHID, 1999). Seu funcionamento baseia-se em aplicar uma tensão nos terminais $G - S$ que seja suficiente para "ligar" o dispositivo. As curvas características de um MOSFET enriquecimento canal N são mostradas na Figura 4.

Figura 4 – Esboço das curvas características de um MOSFET tipo enriquecimento canal N .



Fonte: (BOYLESTAD, 2002).

Observando as curvas características do MOSFET de potência, conclui-se que a corrente de dreno (I_D) é nula antes de a tensão porta-fonte (V_{GS}) atingir determinado valor (BOYLESTAD, 2002), ou o valor limiar de condução (V_T). Após atingir esse valor conforme V_{GS} aumenta, a corrente I_D aumenta caracterizando uma região linear ou ôhmica. Quando o dispositivo está em condução a mudança em V_{DS} é linearmente proporcional à mudança de I_D , portanto o MOSFET em condução pode ser modelado como uma resistência, chamada na literatura de $R_{DS(on)}$. Portanto a resistência $R_{DS(on)}$ é definida conforme a Equação 2.2 (RASHID, 1999).

$$R_{DS(on)} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \quad (2.2)$$

Sendo o MOSFET em condução modelado como a resistência $R_{DS(on)}$, então suas perdas por condução podem ser definidas como a Equação 2.3 (SARTORI, 2009).

$$P_{conMOSFET} = R_{DS(on)} \cdot I_{DEF}^2 \quad (2.3)$$

Ao se observar as curvas mostradas na Figura 4 é importante salientar a existência das 3 regiões de operação do MOSFET. Na região onde $V_{GS} \leq V_T$ é conhecida como região de corte, a região chamada de saturação fica em $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ e a terceira região se encontra em $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$ e é chamada de região linear, ou ôhmica. Sendo o MOSFET operado como chave na região linear, a resistência R_{DS} é normalmente muito pequena nessa região, tipicamente da ordem de miliohms (RASHID, 1999).

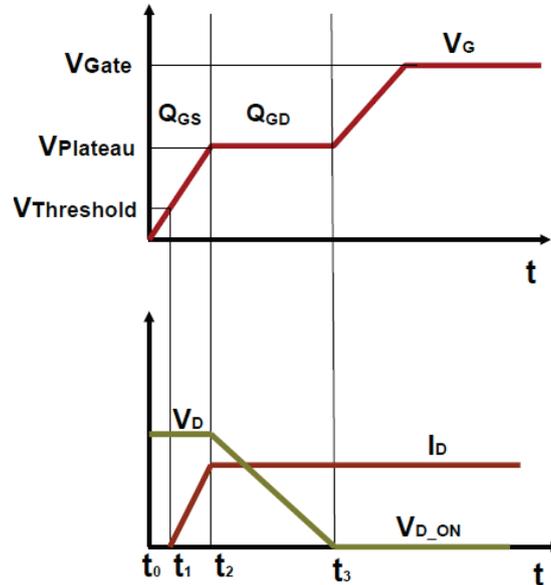
2.2.2 Perdas Por Comutação do MOSFET de Potência

Quando não há um sinal no terminal G, o MOSFET de potência pode ser considerado como sendo dois diodos conectados em antiparalelo. Do terminal porta (G) para o fonte (S) e para o dreno (D) há capacitâncias parasitas, denominadas de C_{GS} e C_{GD} respectivamente. Entre os terminais dreno e fonte também há uma capacitância parasita, denominada C_{DS} . As capacitâncias parasitas são dependentes das suas respectivas tensões.

As perdas por comutação no MOSFET se dão por conta de sobreposições entre tensão e corrente nos momentos de entrada e saída de condução. Os tempos em que ocorrem estas

sobreposições são proporcionais a cargas e descargas das capacitâncias parasitas mencionadas anteriormente (MORITZ, 2014). A Figura 5 mostra a entrada em condução do MOSFET.

Figura 5 – Entrada em condução do MOSFET



Fonte: (SARTORI, 2009).

A tensão de limiar (do inglês *Threshold*) está ilustrada, como descrito anteriormente, como sendo a tensão mínima necessária para criar um canal de condução entre a fonte e o dreno. No momento em que a tensão porta-fonte (V_G , na figura e adotada como V_{GS}) atinge o valor da tensão de limiar (V_T), a corrente começa a circular pelo dreno. Sendo, Q_{GS} a carga da capacitância C_{GS} , Q_{GD} a carga da capacitância C_{GD} e Q_{DS} a carga da capacitância C_{DS} .

A tensão V_{GS} continua a crescer até que C_{GS} se carregue por completo (t_2). Nesse instante, a tensão sobre a chave V_{DS} (na figura V_D) começa a diminuir. O intervalo entre t_2 e t_3 é relativamente grande, dessa forma a carga do circuito de acionamento é mais elevada para C_{GD} do que para C_{GS} . Em t_3 o MOSFET entra em condução.

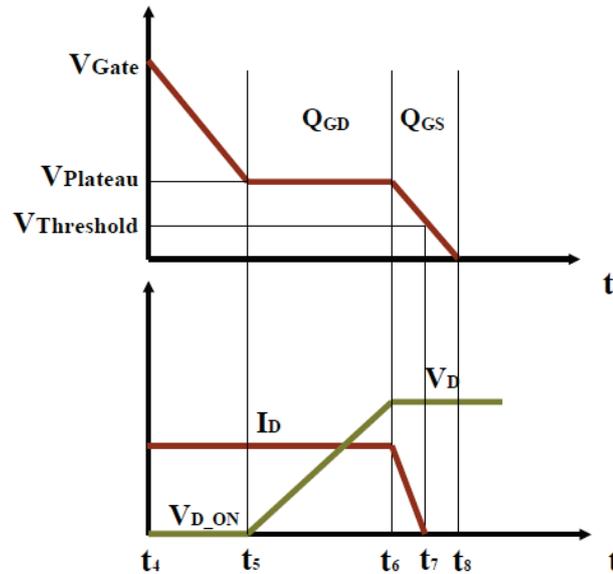
As cargas das capacitâncias parasitas são proporcionais ao produto da corrente com o tempo. A corrente de porta I_G é inversamente proporcional ao tempo de carga das capacitâncias parasitas. A perda por entrada em condução do MOSFET pode ser obtida a partir da Equação 2.4 (SARTORI, 2009).

$$P_{onMOSFET} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot f_s \cdot (t_3 - t_1) \quad (2.4)$$

O intervalo de tempo $t_3 - t_1$ é conhecido na literatura como t_{fall} ou apenas t_f , que é o tempo de descida da tensão V_D .

A Figura 6 mostra a saída em condução do MOSFET. Quando a chave recebe o comando de bloquear (instante de tempo t_5), a tensão sobre a mesma, V_{DS} começa a aumentar, porém a corrente de dreno I_D ainda se mantém num valor constante.

Figura 6 – Entrada em bloqueio do MOSFET



Fonte: (SARTORI, 2009).

No instante t_6 , a tensão sobre a chave fica constante e a corrente I_D decresce bruscamente até atingir o valor zero em t_7 . A partir desse momento, o MOSFET está bloqueado. As perdas por bloqueio do semiconductor são obtidas com a Equação 2.5 (SARTORI, 2009).

$$P_{off_{MOSFET}} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot f_s \cdot (t_7 - t_5) \quad (2.5)$$

O intervalo de tempo $t_7 - t_5$ é conhecido na literatura como t_{rise} ou apenas t_r , que é o tempo de subida da tensão V_D .

Além das perdas por entrada em condução e da entrada em bloqueio, o MOSFET também apresenta perdas em função da condução capacitiva, mas que podem ser desconsideradas. Assim, a potência total dissipada pelo MOSFET durante as comutações pode ser definida pelo

somatório das perdas produzidas em cada etapa, Equação 2.6 (SARTORI, 2009).

$$P_{swMOSFET} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot f_s \cdot (t_7 - t_5 + t_3 - t_1) = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot f_s \cdot (t_r + t_f) \quad (2.6)$$

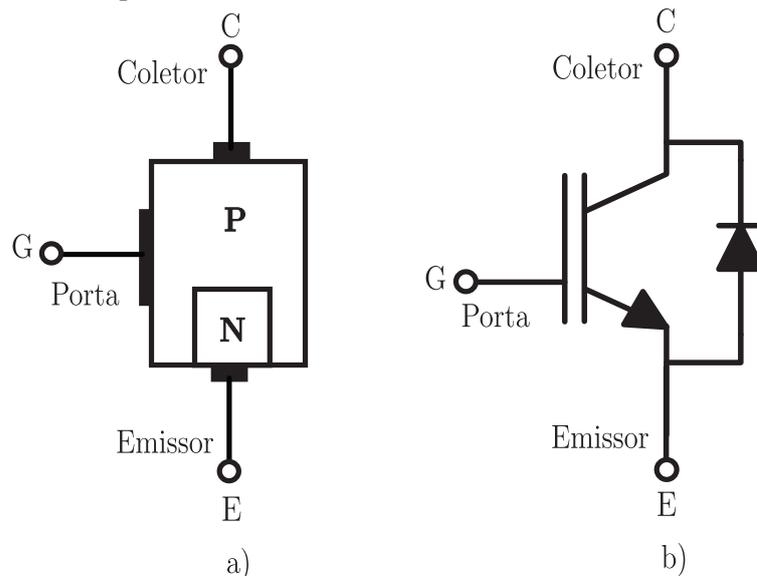
2.3 O IGBT

O transistor bipolar de porta isolada, IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) é um dispositivo que combina as vantagens dos transistores bipolares BJTs (capacidade de corrente de coletor) e do MOSFET de potência (controle por tensão aplicado entre gate-emissor. Atualmente é o mais utilizado comercialmente por conta das características listadas a seguir:

- Controle por tensão;
- Baixas perdas por condução;
- Elevada capacidade de corrente de coletor;
- Operação em tensões elevadas.

A estrutura física do IGBT canal N é mostrada na Figura 7a) e seu símbolo esquemático é ilustrado na Figura 7b).

Figura 7 – a): Estrutura Física Simplificada do IGBT e b): Símbolo Esquemático do IGBT.



Fonte: Própria autora.

Como pode ser visto na Figura 7b) o IGBT possui 3 terminais, sendo o primeiro deles o terminal G, que tem a mesma função, nome e significado que o terminal G do MOSFET.

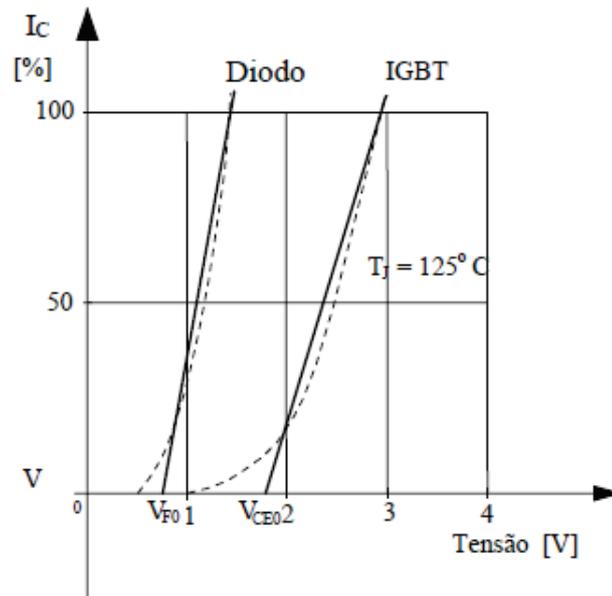
O segundo é o terminal C, terminal de coletor e por último vem o terminal E, emissor.

2.3.1 Perdas Por Condução do IGBT

Como o IGBT resulta da combinação de uma estrutura MOS e de uma estrutura bipolar, sua análise difere de ambos os dispositivos de potência. Um IGBT possui impedância de entrada elevada, como os MOSFETs, e baixas perdas de condução, como os BJTs (RASHID, 1999). Devido sua estrutura a resistência equivalente do dreno para a fonte R_{DS} é controlada para se comportar como a de um BJT.

O IGBT possui as características de condução apresentadas na Figura 8. Para fins de simplificação na análise, a curva é aproximada por uma reta, o qual tem início na tensão de limiar V_{CE0} .

Figura 8 – Tensão de condução do IGBT e do Diodo.



Fonte: (BASCOPE, 1997).

O valor de limiar da tensão de saturação coletor-emissor (V_{CE0}) é de aproximadamente 1 V. Já o valor da tensão de saturação coletor-emissor na corrente nominal (V_{CEN}) pode ser obtido no catálogo do fabricante. As perdas por condução do IGBT podem ser calculadas de acordo com a Equação 2.7 (BASCOPE, 1997).

$$P_{conIGBT} = \left[V_{CE0} + (V_{CEN} - V_{CE0}) \cdot \frac{I_{Cmd}}{I_{CN}} \right] \cdot I_{Cmd} \cdot D \quad (2.7)$$

Onde:

I_{Cmd} : valor médio da corrente de coletor no intervalo de condução;

I_{CN} : corrente nominal de coletor do IGBT;

D : razão cíclica.

2.3.2 Perdas Por Comutação do IGBT

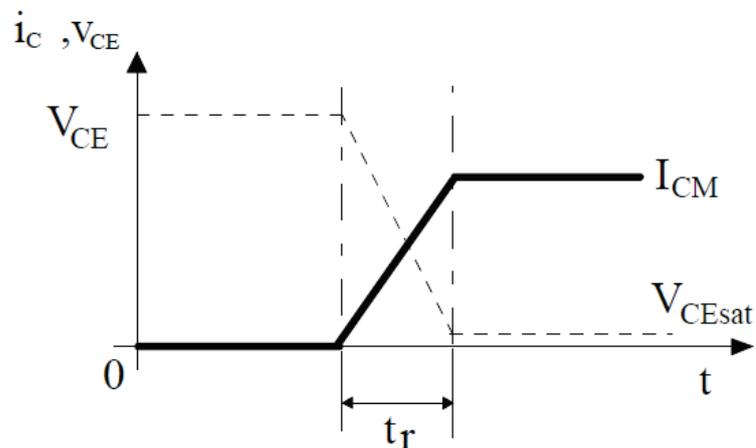
As perdas por comutação do transistor IGBT seguem o mesmo princípio das perdas por comutação no MOSFET, porém a capacitância de gate do IGBT é levemente superior que a do MOSFET. No instante de saída de condução do IGBT há uma corrente devido a recombinação dos portadores minoritários, o que faz com que as perdas aumentem nessa etapa. Esse evento limita a aplicação do IGBT em altas frequências. Para obtenção das equações de perdas por comutação do IGBT será considerada a situação de carga resistiva para uma modulação PWM.

2.3.2.1 Perdas por comutação na entrada de condução do IGBT

O tempo de subida (rise time) da corrente de coletor do IGBT que é indicada no catálogo do fabricante, é medida de 10% a 90% do valor máximo da corrente de coletor e não é considerado desde o zero até o valor máximo. Por este motivo se multiplica os tempos de subida dos catálogos por um coeficiente igual a 1.2.

As formas de onda típicas de corrente de coletor I_C e tensão de coletor-emissor V_{CE} no instante da entrada em condução para uma situação de carga resistiva são mostradas na Figura 9.

Figura 9 – Formas de onda da Tensão V_{CE} e da corrente I_C - Entrada de condução.



Fonte: (BASCOPE, 1997).

A perda de energia durante a entrada em condução pode ser calculada utilizando-se

a Equação 2.8 (BASCOPE, 1997).

$$E_{onIGBT} = \int_0^{t_r} I_{CM} \cdot \frac{t}{t_r} \cdot V_{CE} \cdot \left(1 - \frac{t}{t_r}\right) \cdot dt \quad (2.8)$$

Resolvendo a integral, tem-se:

$$E_{onIGBT} = \frac{I_{CM} \cdot V_{CE} \cdot (1.2 \cdot t_r N)}{6} \quad (2.9)$$

A perda de potência exata para uma modulação PWM durante a entrada em condução do IGBT pode ser dada pela Equação 2.10 (BASCOPE, 1997).

$$P_{onIGBT} = \left[(I_o + I_{rr}) \cdot (1.2 \cdot t_r + t_a) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot V_{cc} - \frac{1}{3} \cdot L_s \cdot \frac{di_c}{dt} \right) + t_b \cdot \left(V_{cc} - L_s \cdot \frac{di_c}{dt} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot I_o + \frac{1}{3} \cdot I_{rr} \right) \cdot f_s \right] \quad (2.10)$$

Onde:

t_{rr} : tempo de recuperação reversa do diodo. O valor encontra-se no catálogo do diodo.

$$t_a = \frac{2}{3} \cdot t_{rr}; \quad (2.11)$$

$$t_b = \frac{1}{3} \cdot t_{rr}; \quad (2.12)$$

L_s : é a indutância do laço de corrente. Se não for conhecido, pode ser assumido o valor de 10nH/cm do laço de corrente.

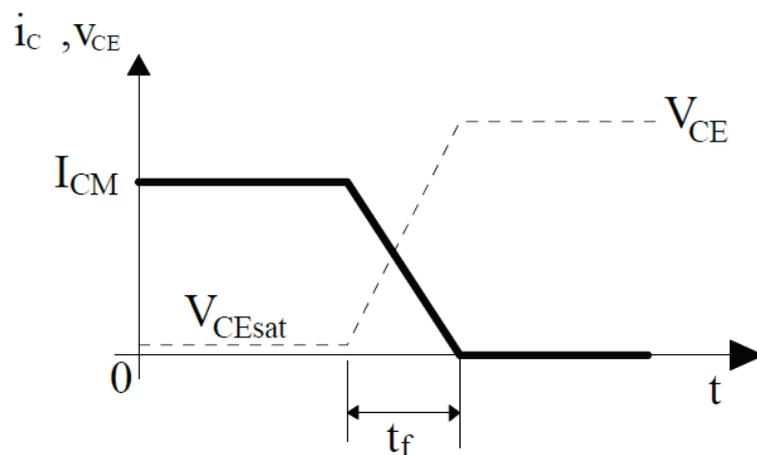
$\frac{di_c}{dt}$: é igual a derivada da corrente de recuperação do diodo de roda livre. O valor é dado no catálogo.

f_s : frequência de chaveamento.

2.3.2.2 Perdas por comutação na entrada de bloqueio do IGBT

O tempo de descida (*fall time*) da corrente de coletor I_C que vem indicado nos catálogos dos fabricantes, é medido de 90% a 10% do valor máximo e não é considerado desde o valor máximo até zero. Por esta razão se multiplica os tempos de descida obtidos nos catálogos por um coeficiente igual a 1.2. As formas de onda da corrente de coletor I_C e da tensão coletor-emissor V_{CE} durante o processo de comutação de bloqueio (entrada em bloqueio ou saída de condução) para uma situação de carga resistiva são mostradas na Figura 10.

Figura 10 – Formas de onda da Tensão V_{CE} e da corrente I_C - Saída de condução.



Fonte: (BASCOPE, 1997).

A perda de energia durante a entrada em bloqueio pode ser calculada utilizando-se a Equação 2.13 (BASCOPE, 1997).

$$E_{offIGBT} = \int_0^{t_f} I_{CM} \cdot \frac{t}{t_f} \cdot V_{CE} \cdot \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \cdot dt \quad (2.13)$$

Resolvendo a integral, tem-se:

$$E_{offIGBT} = \frac{I_{CM} \cdot V_{CE} \cdot (1.2 \cdot t_{fN})}{6} \quad (2.14)$$

A perda de potência exata para uma modulação PWM durante a entrada em bloqueio

do IGBT pode ser dada pela Equação 2.15 (BASCOPE, 1997).

$$P_{ofIGBT} = \left(\frac{1}{2} \cdot P_{max} \cdot t_{rv} + \xi \cdot P_{max} \right) \cdot f_s \quad (2.15)$$

Onde:

P_{max} : Potência máxima.

$$t_{rv} = \frac{2}{5} \cdot t_f : \text{tempo de subida da tensao.} \quad (2.16)$$

f_s : frequência de chaveamento.

$$\xi = \frac{t_f}{\ln(P_{max}) - \ln(P_f)} : \text{constante de tempo da potencia, onde } P_f = 0.1 \cdot P_{max}. \quad (2.17)$$

Assim, a potência total dissipada pelo IGBT durante as comutações pode ser definida pelo somatório das perdas produzidas em cada etapa, como mostra a Equação 2.18.

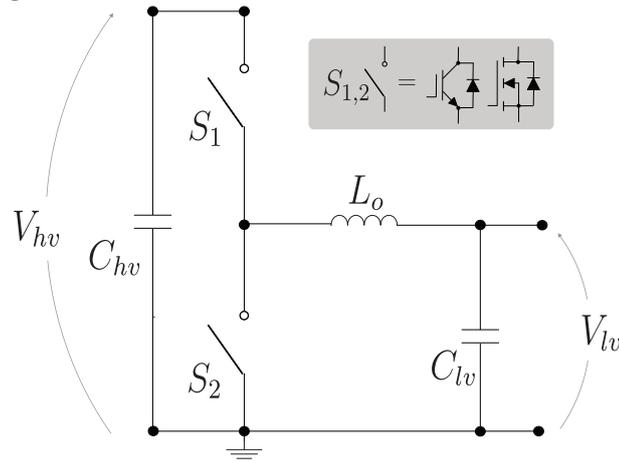
$$P_{SWIGBT} = (E_{onIGBT} + E_{ofIGBT}) \cdot f_s = \left[\frac{I_{CM} \cdot V_{CE} \cdot (1.2 \cdot t_{fN})}{6} + \frac{I_{CM} \cdot V_{CE} \cdot (1.2 \cdot t_{rN})}{6} \right] \cdot f_s \quad (2.18)$$

$$P_{SWIGBT} = \frac{I_{CM} \cdot V_{CE} \cdot 1.2 \cdot (t_{fN} + t_{rN}) \cdot f_s}{6}$$

3 METODOLOGIA

Pensando no contexto abordado no capítulo anterior, esse trabalho propõe a construção de uma plataforma de testes de semicondutores. A plataforma se baseia na topologia de um conversor CC-CC não isolado bidirecional, o conversor classe C, como mostra a Figura 11.

Figura 11 – Conversor Classe C.



Fonte: Própria autora.

O conversor opera em dois modos, no modo *Buck*, abaixador de tensão, e no modo *Boost*, elevador de tensão. Possui uma modulação *PWM* e três malhas de controle, uma de corrente e uma malha de tensão em cada barramento CC. O conversor tem uma faixa de operação que vai de 12 V a 400 V de tensão de entrada e de 240 W a 2000 W de potência. Sua funcionalidade é bidirecional, o que significa que o fluxo de potência poderá ir do barramento V_{hv} para o V_{lv} e vice-versa.

Para operar no modo *Buck* a fonte de tensão de entrada terá que ser de no mínimo 24 V e no máximo de 400 V sendo conectada no barramento V_{hv} . A tensão de saída do conversor no modo *Buck* (V_{lv}) sempre será a metade da tensão de entrada, pois o conversor é especificado com uma razão cíclica (D) sempre igual a 0,5. No modo *Buck* o fluxo de potência se dará de V_{hv} para V_{lv} . Quando nesse modo a malha de controle que atuará é a do barramento V_{lv} em conjunto com a de corrente.

Para operar no modo *Boost* a fonte de tensão de entrada terá que ser de no mínimo 12 V e no máximo de 200 V sendo conectada no barramento V_{lv} . A tensão de saída do conversor no modo *Boost* (V_{hv}) sempre será o dobro da tensão de entrada, pois o conversor é especificado com uma razão cíclica (D) sempre igual a 0,5. No modo *Boost* o fluxo de potência se dará de V_{lv} para V_{hv} . Quando nesse modo a malha de controle que atuará é a do barramento V_{hv} em conjunto

com a de corrente.

3.1 Projeto de Potência do Conversor

O conversor tem as suas especificações e considerações de projeto mostradas na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações e Considerações de Projeto do Conversor

Especificação	Valor
Potência máxima	$P_{max} = 2 \text{ kW}$
Potência mínima	$P_{min} = 240 \text{ W}$
Freq. de chaveamento	$f_s = 25 \text{ kHz}$
Corrente máxima no indutor	$I_{Lmax} = 20 \text{ A}$
Corrente mínima no indutor	$I_{Lmin} = 10 \text{ A}$
Ripple da corrente no indutor	$\Delta I_L = 10\%$
Ripple da tensão de saída	$\Delta V_o = 1\%$
Razão cíclica	$D = 0,5$

Fonte: a autora.

Como se sabe, o conversor opera em dois modos, portanto o projeto de potência será feito para ambos os modos, *Buck* e *Boost*, além de ser projetado para o pior caso dentro de sua faixa de operação. Quando operar com valores de tensão mínimos, o conversor terá que operar com os valores de corrente máximos e vice-versa.

3.1.1 Conversor no modo *Buck*

O conversor operando em modo *Buck* tem as especificações mostradas na Tabela 2. Sendo a ondulação da corrente no indutor adotada, como mostrado na Tabela 1, de $\Delta I_L = 10\% \cdot I_L$, decidiu-se que a ondulação de corrente adotada será de:

$$\Delta I_{Lmax} = 0,1 \cdot 20 = 2 \text{ A} \quad (3.1)$$

Tabela 2 – Especificações de Projeto do Conversor - Modo *Buck*

Especificação	Valor
Tensão máxima de entrada	$V_{hv_{max}} = 400 V$
Tensão mínima de entrada	$V_{hv_{min}} = 24 V$
Tensão máxima de saída	$V_{lv_{max}} = 200 V$
Tensão mínima de saída	$V_{lv_{min}} = 12 V$
Carga de saída mínima	$R_{o_{max}} = 20 \Omega$
Carga de saída máxima	$R_{o_{min}} = 0,6 \Omega$
Corrente máxima de saída	$I_{lv_{max}} = 20 A$
Corrente mínima de saída	$I_{lv_{min}} = 10 A$

Nota: Valores médios.

Fonte: a autora.

3.1.1.1 Indutor L_o

Sendo o valor de indutância calculado pela expressão 3.2 (HART, 2011)

$$L_o = \frac{V_o \cdot D_l}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (3.2)$$

Onde $V_o = V_{lv}$, $D_l = 1 - D = 0,5$ e $\Delta I_L = 2 A$. A indutância de L_o é calculada como em 3.3.

$$L_o = \frac{V_{lv_{max}} \cdot 0,5}{\Delta I_{L_{min}} \cdot f_s} = \frac{200 \cdot 0,5}{2 \cdot 25000} = 2 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ mH} \quad (3.3)$$

3.1.1.2 Carga equivalente R_o

Os cálculos para as cargas equivalentes de saída para as condições de operação máxima e mínima se encontram em 3.4 e 3.5 respectivamente.

$$R_{o_{min}} = \frac{V_{lv_{min}}^2}{P_{min}} = \frac{12^2}{240} = 0,6 \Omega \quad (3.4)$$

$$R_{o_{max}} = \frac{V_{lv_{max}}^2}{P_{max}} = \frac{200^2}{2000} = 20 \Omega \quad (3.5)$$

3.1.1.3 Capacitor filtro de saída C_{lv}

O valor da capacitância de saída C_{lv} pode ser calculado conforme 3.6 (HART, 2011):

$$C_{lv} = \frac{D_l}{8 \cdot L_o \cdot \Delta V_{lv} \cdot f_s^2} = \frac{0.5}{8 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 0.01 \cdot 25000^2} = 5 \mu F \quad (3.6)$$

Porém escolheu-se o método que leva em consideração a resistência série do capacitor, que é dado por 3.7:

$$R_{se} \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (3.7)$$

Onde o valor utilizado para esse cálculo foi o do pior caso, que será quando o conversor estiver operando com o valor mínimo de tensão e máximo de corrente. Sendo assim $R_{se} \leq \frac{0.12}{2} = 60 \cdot 10^{-3}$. Com isso o capacitor C_{lv} escolhido foi o B43840-S2827-M1 da EPCOS de $820 \mu F / 250 \text{ V} / 55 \text{ m}\Omega$

3.1.1.4 Análise dos esforços de tensão e corrente nas chaves

O valor da corrente média nos interruptores S_1 e S_2 é dado pela Equação 3.8.

$$I_{S_{med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_S \cdot dt \quad (3.8)$$

Analisando o conversor é possível observar que haverá corrente através do interruptor S_1 quando esse estiver conduzindo, o mesmo estará conduzindo, para o modo *Buck*, no período de tempo de 0 a $D \cdot T_s$. Já o interruptor S_2 irá conduzir no período de tempo complementar, ou seja, de $D \cdot T_s$ a T_s . Sendo a corrente através dos interruptores a mesma que passa pelo indutor L_o , os valores de corrente média através dos interruptores S_1 e S_2 podem ser definidos por 3.9 e 3.10 respectivamente.

$$I_{S_{1med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} i_L \cdot dt = I_L \cdot D \quad (3.9)$$

$$I_{S_{2med}} = \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_s} i_L \cdot dt = I_L \cdot (1 - D) \quad (3.10)$$

Sendo o valor de $D = 0.5$ concluí-se que $I_{S_{1med}} = I_{S_{2med}}$, portanto a corrente média através dos interruptores S_1 e S_2 para o modo *Buck* são definidas por 3.11.

$$I_{S_{med}} = I_L \cdot D \quad (3.11)$$

O valor da corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_2 é dado pela Equação 3.12.

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_S^2 \cdot dt} \quad (3.12)$$

Resolvendo a integral da Equação 3.12 tem-se o valor da corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_2 nas Equações 3.13 e 3.14 respectivamente.

$$I_{S_{1ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} i_L^2 \cdot dt} = I_L \cdot \sqrt{D} \quad (3.13)$$

$$I_{S_{2ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_s} i_L^2 \cdot dt} = I_L \cdot \sqrt{(1 - D)} \quad (3.14)$$

Sendo o valor de $D = 0.5$ concluí-se que $I_{S_{1ef}} = I_{S_{2ef}}$, portanto a corrente eficaz através dos interruptores S_1 e S_2 para o modo *Buck* são definidas por 3.15.

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} i_L^2 \cdot dt} = I_L \cdot \sqrt{D} \quad (3.15)$$

O valor máximo de tensão aplicado sobre o interruptor S_1 , para o modo *Buck*, é dado pela Equação 3.16 e o valor máximo de tensão aplicado sobre o interruptor S_2 é dado pela Equação 3.17.

$$V_{S1_{max}} = V_{hv} \quad (3.16)$$

$$V_{S2_{max}} = V_{hv} \quad (3.17)$$

3.1.2 Conversor modo Boost

O conversor operando em modo *Boost* tem as especificações mostradas na Tabela 3. Como feito para o *Buck*, para realizar o dimensionamento dos componentes de potência é necessário analisar qual será o pior caso para a faixa de operação do conversor.

Tabela 3 – Especificações de Projeto do Conversor - Modo *Boost*

Especificação	Valor
Tensão máxima de entrada	$V_{lv} = 200 \text{ V}$
Tensão mínima de entrada	$V_{lv} = 12 \text{ V}$
Tensão máxima de saída	$V_{hv} = 400 \text{ V}$
Tensão mínima de saída	$V_{hv} = 24 \text{ V}$
Corrente de saída máxima	$I_{hv} = 10 \text{ A}$
Corrente de saída mínima	$I_{hv} = 5 \text{ A}$
Carga de saída mínima	$R_{o_{max}} = 80 \text{ } \Omega$
Carga de saída máxima	$R_{o_{min}} = 2.4 \text{ } \Omega$

Nota: Valores médios.

Fonte: a autora.

3.1.2.1 Indutor L_o

Sendo o valor de indutância calculado pela expressão 3.18 (HART, 2011)

$$L_o = \frac{V_i \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (3.18)$$

Onde $V_i = V_{lv}$ e $\Delta I_L = 2 A$. A indutância de L_o é calculada como em 3.19.

$$L_o = \frac{V_{lv_{max}} \cdot 0.5}{\Delta I_{L_{min}} \cdot f_s} = \frac{200 \cdot 0.5}{2 \cdot 25000} = 2 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ mH} \quad (3.19)$$

3.1.2.2 Carga equivalente R_o

Os cálculos para as cargas equivalentes de saída para as condições de operação máxima e mínima se encontram em 3.20 e 3.21 respectivamente.

$$R_{o_{min}} = \frac{V_{hv_{min}}^2}{P_{min}} = \frac{24^2}{240} = 2.4 \Omega \quad (3.20)$$

$$R_{o_{max}} = \frac{V_{hv_{max}}^2}{P_{max}} = \frac{400^2}{2000} = 80 \Omega \quad (3.21)$$

3.1.2.3 Capacitor filtro de saída C_{hv}

O valor da capacitância de saída C_{hv} pode ser calculado conforme a expressão 3.22 (HART, 2011)

$$C_{hv} = \frac{D}{R_{hv} \cdot \Delta V_{hv} \cdot f_s} \quad (3.22)$$

Sendo o valor de R_{hv} escolhido como o mínimo, o valor da capacitância de saída é $C_{hv} = 833.33 \mu F$. Utilizando o método que leva em consideração a resistência série do capacitor, que é dado por 3.23:

$$R_{se} \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (3.23)$$

Onde o valor utilizado para esse cálculo foi o do pior caso, que será quando o conversor estiver operando com o valor mínimo de tensão e máximo de corrente. Sendo assim $R_{se} \leq \frac{0.24}{2} = 120 \cdot 10^{-3}$. Com isso o capacitor escolhido foi a associação de 5 capacitores B43503-S5477-M91 da EPCOS de $470 \mu F / 450 V / 70 m\Omega$ em paralelo.

3.1.2.4 Análise dos esforços de tensão e corrente nas chaves

O valor da corrente média nos interruptores S_1 e S_2 é dado pela Equação 3.8. Analisando o conversor é possível observar que haverá corrente através do interruptor S_1 quando esse estiver conduzindo, o mesmo estará conduzindo, para o modo *Boost*, no período de tempo de $D \cdot T_s$ a T_s . Já o interruptor S_2 irá conduzir no período de tempo de 0 a $D \cdot T_s$. Sendo a corrente através dos interruptores a mesma que passa pelo indutor L_o , os valores de corrente média através dos interruptores S_1 e S_2 podem ser definidos por 3.24 e 3.25 respectivamente.

$$I_{S1_{med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} i_L \cdot dt = I_L \cdot (1 - D) \quad (3.24)$$

$$I_{S2_{med}} = \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_s} i_L \cdot dt = I_L \cdot D \quad (3.25)$$

Sendo o valor de $D = 0.5$ concluí-se que $I_{S1_{med}} = I_{S2_{med}}$, portanto a corrente média através dos interruptores S_1 e S_2 para o modo *Boost* também são definidas por 3.11.

O valor da corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_2 é dado pela Equação 3.12. Resolvendo a integral da Equação 3.12 tem-se o valor da corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_2 nas Equações 3.26 e 3.27 respectivamente.

$$I_{S1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_s} i_L^2 \cdot dt} = I_L \cdot \sqrt{(1 - D)} \quad (3.26)$$

$$I_{S2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} i_L^2 \cdot dt} = I_L \cdot \sqrt{D} \quad (3.27)$$

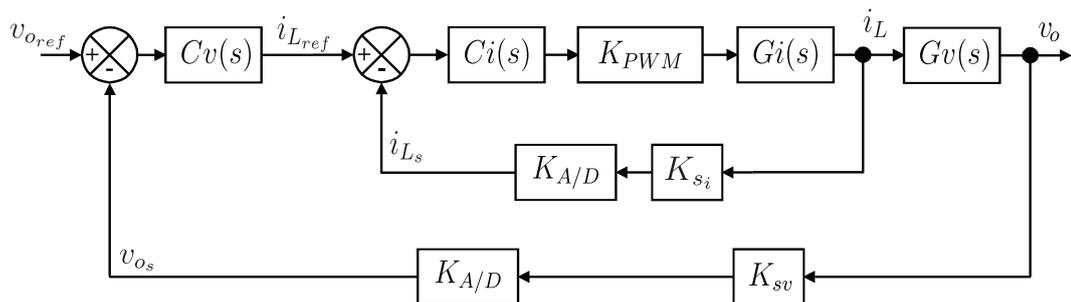
Sendo o valor de $D = 0.5$ concluí-se que $I_{S1_{ef}} = I_{S2_{ef}}$ também para o modo *Boost* e portanto a corrente eficaz através dos interruptores S_1 e S_2 também são definidas por 3.15.

O valor máximo de tensão aplicado sobre os interruptores S_1 e S_2 para o modo *Boost* também é dado pelas Equações 3.16 e 3.17 respectivamente.

3.2 Projeto das Malhas de Controle

O projeto de controle se divide em três malhas, uma de corrente e duas de tensão. O método abordado é conhecido como controle por modo corrente média (TODD, 1999), que faz o controle de tensão por cascata. A malha mais externa é a de tensão e a malha mais interna é a malha de corrente. A malha de tensão gera a referência para a malha de corrente, sendo então sua planta $\frac{v_o}{i_L}$, que controla tensão de saída em função da corrente através do indutor. Já a malha de corrente trabalha com a planta $\frac{i_L}{d}$, onde controla a corrente através do indutor em função da razão cíclica. O diagrama de blocos do sistema em cascata encontra-se na Figura 12.

Figura 12 – Diagrama de Blocos do Sistema em Cascata.



Fonte: Própria autora.

O controle será implementado digitalmente, o que significa que os valores de realimentação terão que ser digitalizados, o que explica a presença do bloco $K_{A/D}$. Os controladores serão PI, proporcional integral, discretizados por *Backward*, com uma frequência de amostragem igual a duas vezes a frequência de chaveamento do conversor.

A configuração do controlador será a paralela e sua função de transferência utilizada será a apresentada na equação 3.28.

$$C(s) = \frac{k_p \cdot (s + w_z)}{s} \quad (3.28)$$

O zero do controlador w_z será igual à frequência de cruzamento desejada dividida pela tangente do avanço de fase necessário. A Equação 3.29 mostra essa relação. O ganho

proporcional do controlador é calculado como mostra a Equação 3.30

$$w_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c}{\operatorname{tg}\left(MF_{des} - \frac{\pi}{2} - \operatorname{ang}(w_c)\right)} \quad (3.29)$$

$$k_p = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c}{\sqrt{w_z^2 + w_c^2} \cdot |\operatorname{ganho}(w_c)|} \quad (3.30)$$

Onde:

f_c : Frequência de cruzamento desejada em Hz;

MF_{des} : Margem de fase desejada em rad;

$$w_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c : \text{Frequencia de cruzamento desejada em rad/s}; \quad (3.31)$$

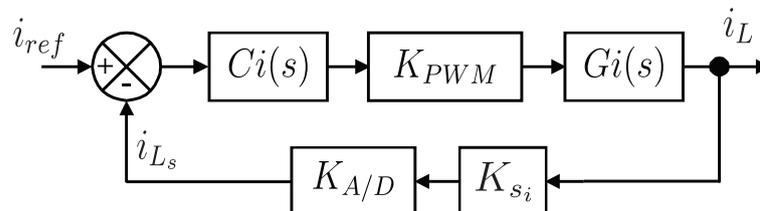
$\operatorname{ang}(w_c)$: Fase do sistema em malha aberta na frequência de cruzamento desejada em rad;

$\operatorname{ganho}(w_c)$: ganho do sistema em malha aberta na frequência de cruzamento desejada.

3.2.1 Malha de corrente

A malha de corrente é a malha mais interna do sistema e ela tem que ser no mínimo cinco vezes mais rápida que a malha mais externa. O diagrama de blocos da malha de corrente encontra-se na Figura 13.

Figura 13 – Diagrama de Blocos da Malha de Corrente.



Fonte: Própria autora.

Conforme pode ser visto no diagrama de blocos da Figura 13 a malha de corrente é composta pelo controlador ($C_i(s)$), pelo atuador, que nesse caso se dá pelo ganho da moduladora PWM (K_{PWM}), a planta da corrente através do indutor em função da razão cíclica $G_i(s) = \frac{i_L}{d}$ e

os ganhos dos elementos de medição que se dão pelo sensor de corrente (K_{si}) e pelo conversor analógico digital ($K_{A/D}$).

O ganho do conversor analógico digital, $K_{A/D}$, depende de qual microcontrolador será utilizado. O microcontrolador escolhido é o *TMS320F28377S* da *TEXAS INSTRUMENTS*[®] que opera com um conversor AD de $n_{AD} = 12$ bits e com um valor de fundo de escala de $V_{fcAD} = 3.3$ V. Com essas informações pode-se obter o valor do ganho $K_{A/D}$ conforme mostrado na Equação 3.32. O ganho da moduladora K_{PWM} é calculado como sendo o inverso do valor de pico da portadora. O valor de pico da portadora também depende do microcontrolador. O *TMS320F28377S* possui uma frequência de *clock* de 50 MHz e o inverso do pico de sua portadora triangular é calculado conforme mostra a Equação 3.33

$$K_{A/D} = \frac{2^{n_{AD}} - 1}{V_{fcAD}} = \frac{2^{12} - 1}{3.3} = 1240.9 \quad (3.32)$$

$$K_{PWM} = \frac{1}{\frac{f_{clk}}{2 \cdot f_s}} = \frac{2 \cdot 25 \cdot 10^3}{50 \cdot 10^6} = \frac{1}{1000} = 1 \cdot 10^{-3} \quad (3.33)$$

O sensor de corrente escolhido foi o *ACS709LLFTR – 20BB – T* da *Allegro*TM bidirecional, de 37.5 A, com um ganho igual a 44 mV/A. O sensor possui um filtro de primeira ordem que foi projetado para ter sua frequência de corte seis vezes maior que a frequência de chaveamento do conversor. Tendo o sensor um resistor interno de valor igual a $R_{f_1} = 1.7$ kΩ o projeto do filtro se limita a dimensionar o capacitor para se obter a frequência de corte desejada. A frequência de corte do filtro foi escolhida em $f_{c_1} = 150$ kHz, portanto o valor da capacitância do filtro será de:

$$C_{f_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{c_1} \cdot R_{f_1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 1.7 \cdot 10^3} = 624.137 \text{ pF} \quad (3.34)$$

Valor comercial adotado: $C_{f_1} = 680$ pF.

A função de transferência do filtro RC de primeira ordem é mostrada na Equação 3.35. O elemento de medição K_{si} será a função de transferência do filtro de primeira ordem do

sensor e o ganho do mesmo multiplicados. A Equação 3.36 mostra K_{si} .

$$G_{fi} = \frac{1}{R_{f1} \cdot C_{f1} \cdot s + 1} \quad (3.35)$$

$$K_{si} = 44 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1}{1.7 \cdot 10^3 \cdot 620 \cdot 10^{-9} \cdot s + 1} = \frac{44 \cdot 10^{-3}}{1.7 \cdot 10^3 \cdot 680 \cdot 10^{-12} \cdot s + 1} \quad (3.36)$$

Adicionando-se os ganhos, a função de transferência de malha aberta sem controlador da malha de corrente é dada pela Equação 3.37.

$$G_{MAi} = G_i(s) \cdot K_{A/D} \cdot K_{PWM} \cdot K_{si} \quad (3.37)$$

3.2.1.1 Malha de corrente - modo Buck

A planta de corrente de um conversor *Buck* pode ser aproximada pela função de transferência mostrada na expressão 3.38.

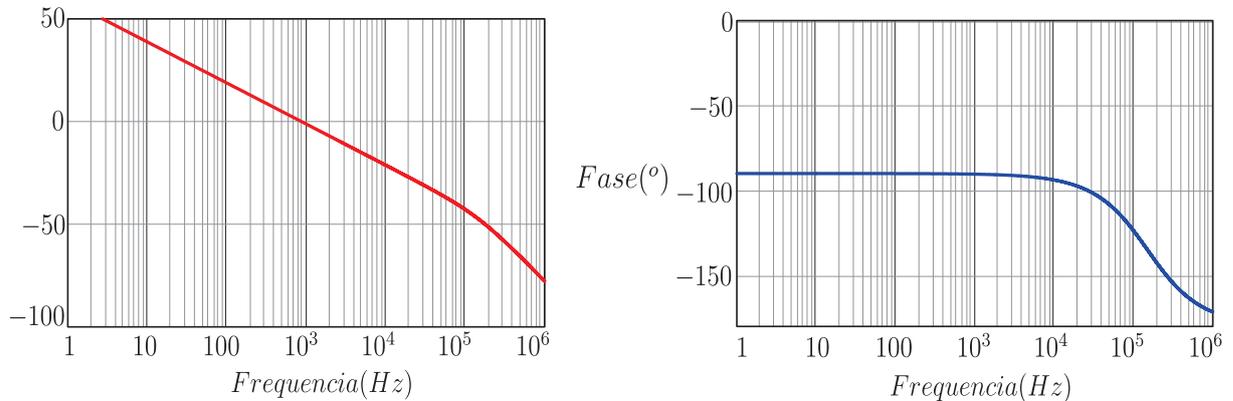
$$\frac{i_L}{d} = \frac{V_o}{s \cdot L} \quad (3.38)$$

Onde $V_o = V_{lv} = 200 \text{ V}$ e L é o valor da indutância $L_o = 2 \text{ mH}$. O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem controlador para a malha de corrente do conversor no modo *Buck* é mostrado na Figura 14.

A frequência de cruzamento escolhida para o controlador de corrente foi de $f_{ci_{Buck}} = \frac{f_s}{10} = 2500 \text{ Hz}$. Nessa frequência o ganho da planta é de 6.785 dB e sua fase é igual a -90.151° , totalizando uma margem de fase igual a 89.849° . A margem de fase desejada é de 75° . Com esses dados pode-se calcular o zero (Equação 3.39) e o ganho proporcional do controlador (Equação 3.40).

$$w_{z_{i_{buck}}} = 3.931 \cdot 10^3 \quad (3.39)$$

Figura 14 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem controlador para a malha de corrente do conversor no modo *Buck*.

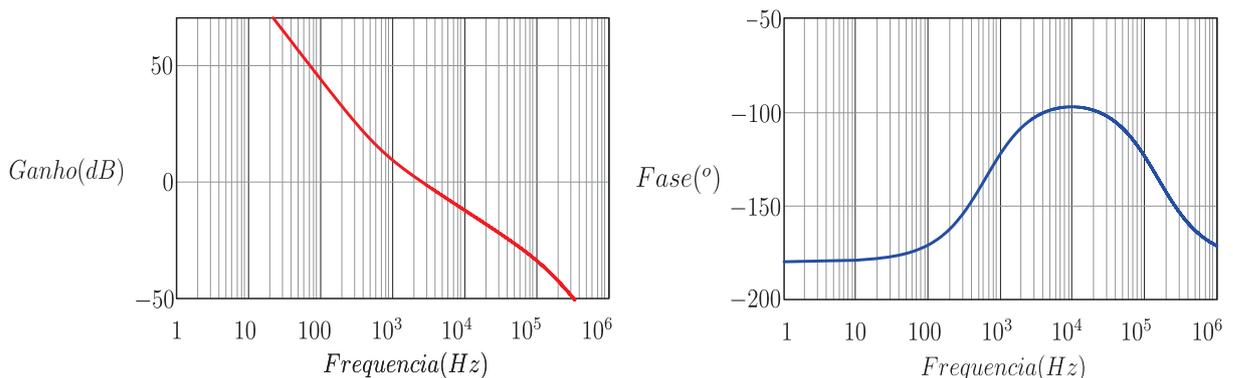


Fonte: Própria autora.

$$k_{p_{i_{boost}}} = 2.791216 \quad (3.40)$$

O diagrama de Bode do sistema em malha aberta com o controlador é mostrado na Figura 15. Observando o diagrama de Bode da Figura 15 é possível notar que a frequência de cruzamento do sistema está em 2.5 kHz e sua margem de fase é de 75° como desejado.

Figura 15 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta com o controlador para a malha de corrente do conversor no modo *Buck*.



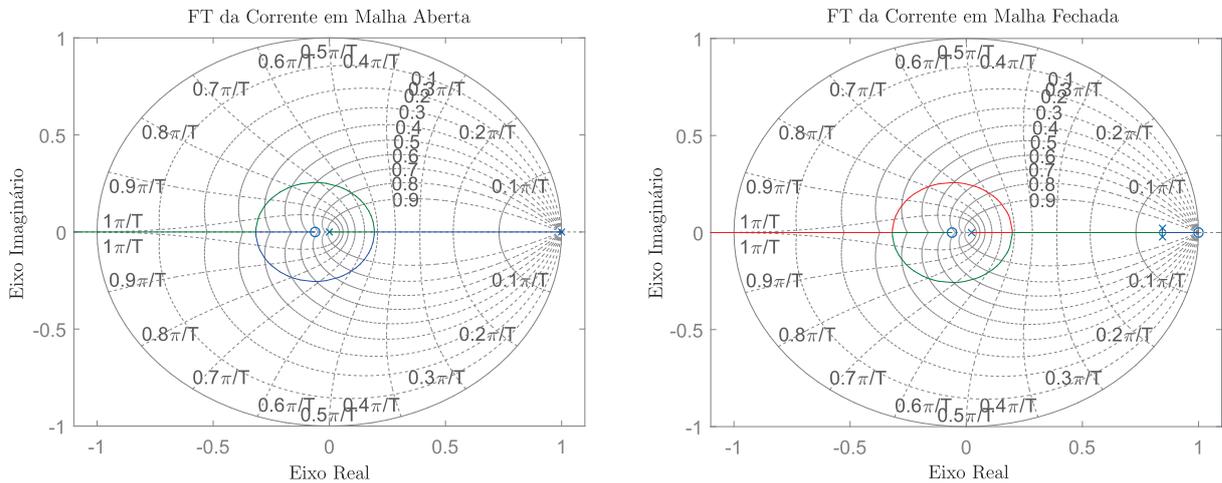
Fonte: Própria autora.

Após projetar o controlador é necessário discretizar o mesmo e achar sua equação de diferenças. Esse processo foi feito com o auxílio do *software MATLAB*[®]. A equação de diferenças do controlador de corrente para o conversor no modo *Buck* encontra-se a seguir:

$$u(k)_i = 2.791 \cdot e(k)_i - 2.572 \cdot e(k-1)_i + u(k-1)_i$$

O diagrama de lugar das raízes do sistema em malha aberta e em malha fechada é mostrado na Figura 16.

Figura 16 – Diagramas de Lugar das Raízes das funções de transferência de malha aberta e de malha fechada para a malha de corrente do conversor no modo *Buck*.



Fonte: Própria autora.

3.2.1.2 Malha de Corrente - modo Boost

A planta de corrente de um conversor *Boost* pode ser aproximada pela função de transferência mostrada na expressão 3.45.

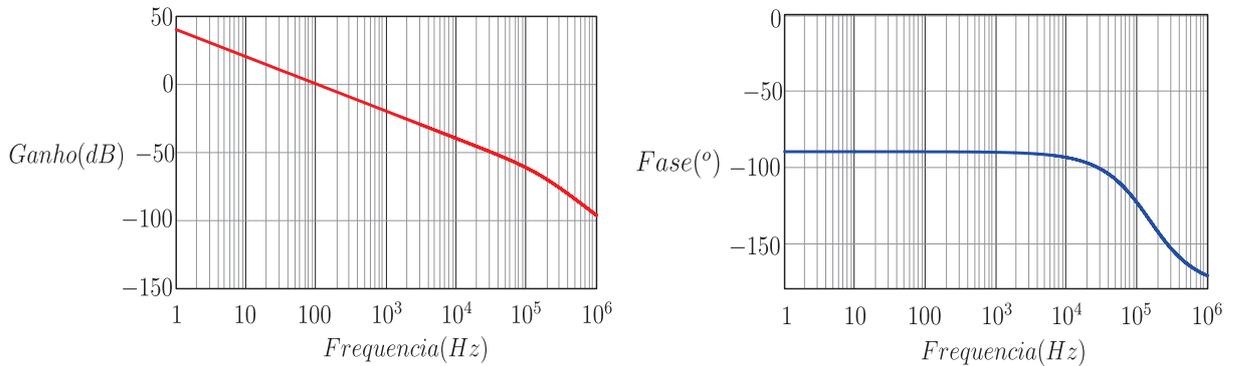
$$\frac{i_L}{d} = \frac{V_o}{s \cdot L} \quad (3.41)$$

Onde $V_o = V_{hv} = 24 \text{ V}$ e L é o valor da indutância $L_o = 2 \text{ mH}$. O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem controlador para a malha de corrente do conversor no modo *Boost* é mostrado na Figura 17.

A frequência de cruzamento escolhida para o controlador de corrente foi de $f_{ci_{Boost}} = \frac{f_s}{25} = 1000 \text{ Hz}$. Nessa frequência o ganho da planta é de -3.673 dB e sua fase é igual a -90.06° , totalizando uma margem de fase igual a 89.94° . A margem de fase desejada é de 75° . Com esses dados pode-se calcular o zero (Equação 3.47) e o ganho proporcional do controlador (Equação 3.43).

$$w_{z_{i_{boost}}} = 1.639 \cdot 10^3 \quad (3.42)$$

Figura 17 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem controlador para a malha de corrente do conversor no modo *Boost*.

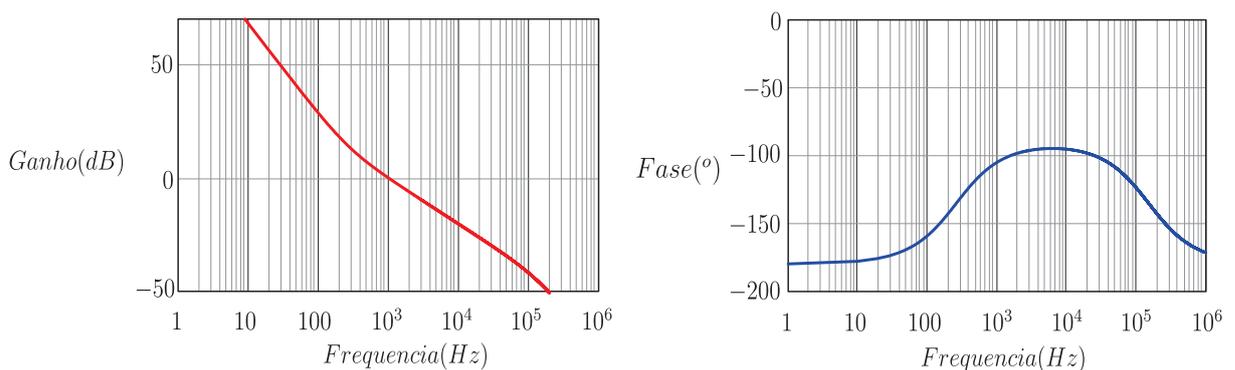


Fonte: Própria autora.

$$k_{p_{i_{boost}}} = 9.279396 \quad (3.43)$$

O diagrama de Bode do sistema em malha aberta com o controlador é mostrado na Figura 18. Observando o diagrama de Bode da Figura 18 é possível notar que a frequência de cruzamento do sistema está em 1 kHz e sua margem de fase é de 75° como desejado.

Figura 18 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta com o controlador para a malha de corrente do conversor no modo *Boost*.



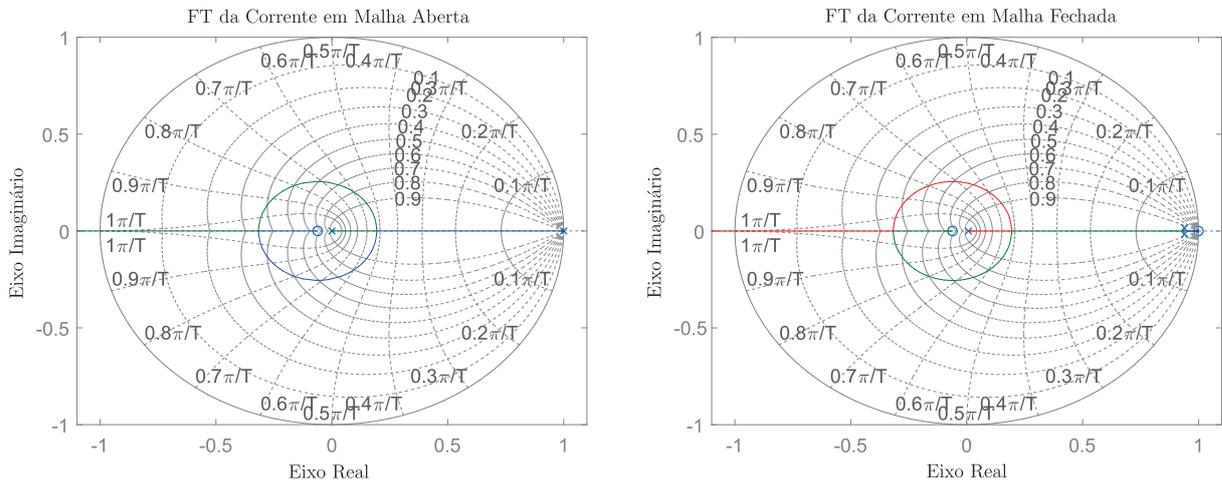
Fonte: Própria autora.

Após projetar o controlador é necessário discretizar o mesmo e achar sua equação de diferenças. Esse processo foi feito com o auxílio do *software MATLAB*[®]. A equação de diferenças do controlador de corrente para o conversor no modo *Boost* encontra-se a seguir:

$$u(k)_i = 9.279 \cdot e(k)_i - 8.975 \cdot e(k-1)_i + u(k-1)_i$$

O diagrama de lugar das raízes do sistema em malha aberta e em malha fechada é mostrado na Figura 19.

Figura 19 – Diagramas de Lugar das Raízes das funções de transferência de malha aberta e de malha fechada para a malha de corrente do conversor no modo *Boost*.

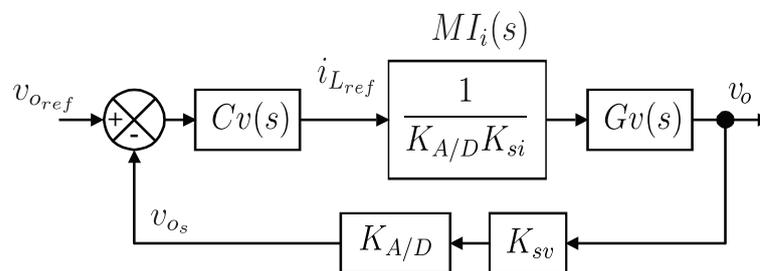


Fonte: Própria autora.

3.2.2 Malhas de Tensão

A malha de tensão é a malha mais externa do sistema e ela tem que ser no mínimo uma década mais lenta que a malha mais interna (BASCOPE, 2018). O diagrama de blocos da malha de tensão encontra-se na Figura 20.

Figura 20 – Diagrama de Blocos da Malha de Tensão.



Fonte: Própria autora.

A planta $G_v(s)$ é a função de transferência que relaciona a tensão de saída e a corrente através do indutor $G_v(s) = \frac{v_o}{i_L}$. Conforme pode ser visto no diagrama de blocos da malha de tensão (Figura 20) os ganhos adicionais da malha se resumem nos elementos de medição $K_{A/D}$ e K_{sv} e no equivalente da malha de corrente MI_i . O ganho MI_i é igual ao inverso do ganho do

sensor de corrente em série com o ganho do conversor AD, como mostra a Equação 3.44.

$$MI_i = \frac{1}{44 \cdot 10^{-3} \cdot K_{A/D}} = \frac{22.72}{K_{A/D}} \quad (3.44)$$

O ganho dos sensores de tensão foram dimensionados utilizando divisores resistivos. Sendo a tensão máxima lida pelo sensor do barramento V_{hv} igual a 400 V o divisor resistivo foi dimensionado de forma que a tensão máxima na entrada do microcontrolador fosse por volta de 2.7 V. Sendo assim o divisor resistivo foi dimensionado conforme é mostrado a seguir:

$$R_{1_{hv}} = 10 \text{ M}\Omega \text{ e} \quad (3.45)$$

$$R_{2_{hv}} = 68 \text{ k}\Omega \quad (3.46)$$

então têm-se:

$$K_{sv_{hv}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 6.754 \cdot 10^{-3}. \quad (3.47)$$

Já para o barramento V_{lv} a tensão máxima lida pelo sensor será de 200 V e o divisor resistivo foi dimensionado de forma que a tensão máxima na entrada do microcontrolador fosse por volta de 2.5 V. Sendo assim o divisor resistivo foi dimensionado conforme mostrado a seguir:

$$R_{1_{lv}} = 10 \text{ M}\Omega \quad (3.48)$$

$$R_{2_{lv}} = 130 \text{ k}\Omega \quad (3.49)$$

$$K_{sv_{lv}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1283 \cdot 10^{-3} \quad (3.50)$$

Adicionando-se os ganhos à malha de tensão a função de transferência de malha aberta sem o compensador para a malha de tensão é mostrada na Equação 3.51.

$$G_{MA_v} = G_v(s) \cdot K_{sv} \cdot MI_i \quad (3.51)$$

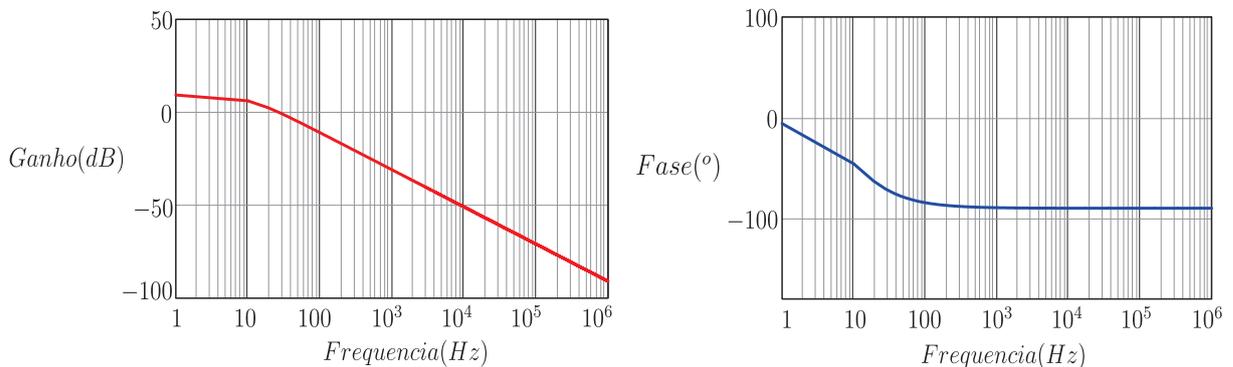
3.2.2.1 Malha de Tensão V_{lv} - modo Buck

A planta de tensão de um conversor *Buck* pode ser aproximada pela função de transferência mostrada na Equação 3.52:

$$\frac{v_o}{i_L} = \frac{R_o \cdot D}{s \cdot R_o \cdot C_o + 1} \quad (3.52)$$

Onde $R_o = 20 \Omega$, $D = 0.5$ e $C_o = C_{lv} = 820 \cdot 10^{-6}$. O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem controlador para a malha de tensão do conversor no modo *Boost* é mostrado na Figura 21.

Figura 21 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem controlador para a malha de tensão do conversor no modo *Buck*.



Fonte: Própria autora.

A frequência de cruzamento escolhida para o controlador de tensão foi de $f_{cv_{Buck}} = \frac{f_{ci_{Buck}}}{20} = 125 \text{ Hz}$. Nessa frequência o ganho da planta é de 2.136 dB e sua fase é igual a -63.997° , totalizando uma margem de fase igual a 116.003° . A margem de fase desejada é de 75° . Com

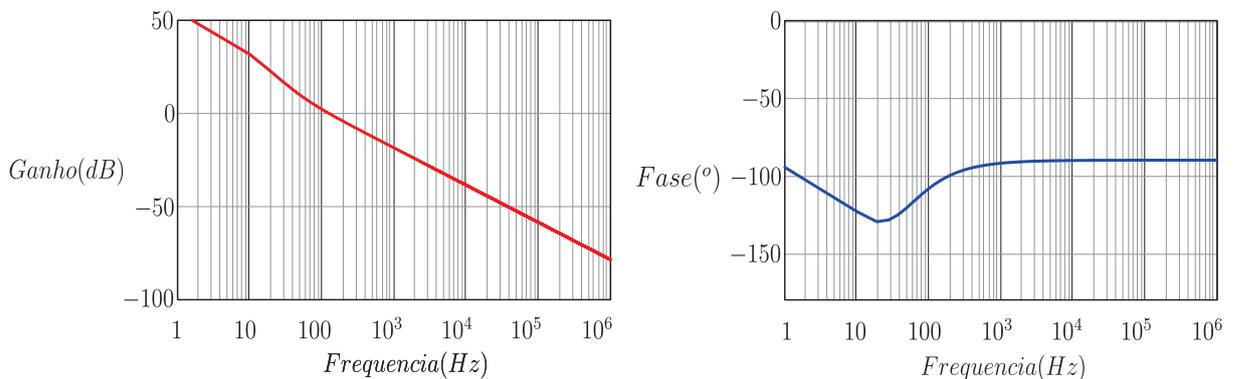
esses dados pode-se calcular o zero (Equação 3.53) e o ganho proporcional do controlador (Equação 3.54).

$$w_{z_{v_{buck}}} = 277.189 \quad (3.53)$$

$$k_{p_{v_{buck}}} = 4.17702 \quad (3.54)$$

O diagrama de Bode do sistema em malha aberta com o controlador é mostrado na Figura 22. Observando o diagrama de Bode da Figura 22 é possível notar que a frequência de cruzamento do sistema está em 25 Hz e sua margem de fase é de 75° como desejado.

Figura 22 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta com o controlador para a malha de tensão do conversor no modo *Buck*.



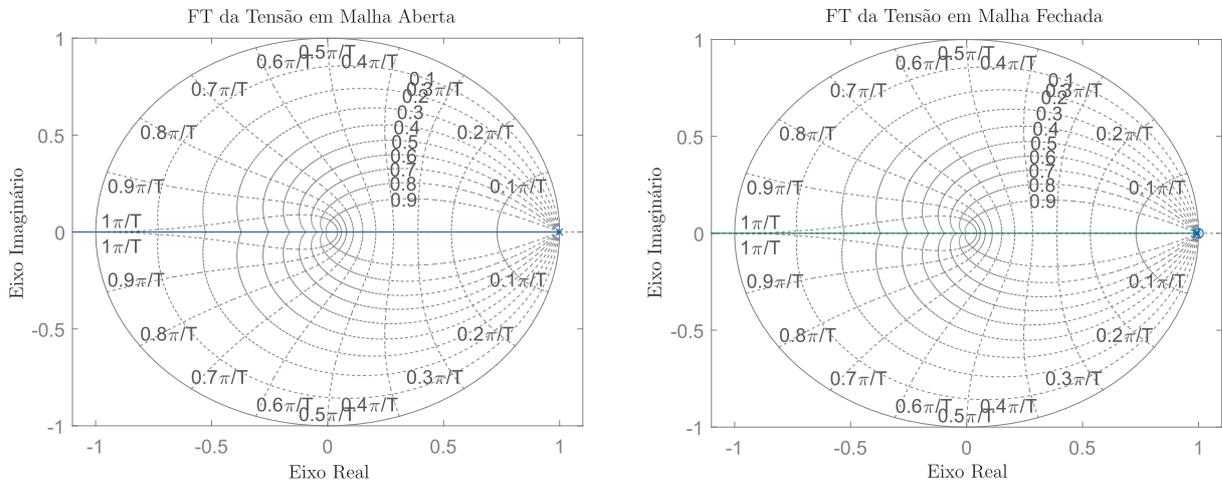
Fonte: Própria autora.

Após projetar o controlador é necessário discretizar o mesmo e achar sua equação de diferenças. Esse processo foi feito com o auxílio do *software MATLAB*[®]. A equação de diferenças do controlador de tensão para o conversor no modo *Buck* encontra-se a seguir:

$$u(k)_v = 4.177 \cdot e(k)_v - 4.154 \cdot e(k-1)_v + u(k-1)_v$$

O diagrama de lugar das raízes do sistema em malha aberta e em malha fechada é mostrado na Figura 23.

Figura 23 – Diagramas de Lugar das Raízes das funções de transferência de malha aberta e de malha fechada para a malha de tensão do conversor no modo *Buck*.



Fonte: Própria autora.

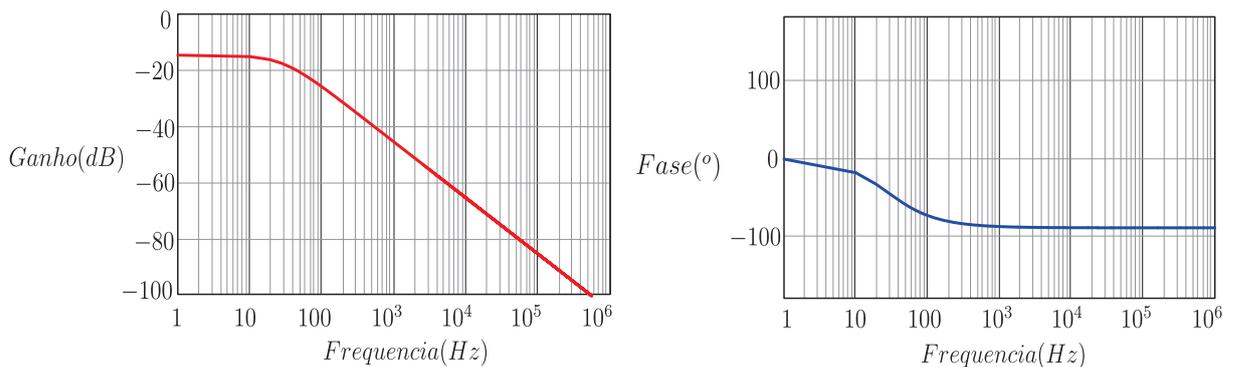
3.2.2.2 Malha de Tensão V_{hv} - modo *Boost*

A planta de tensão de um conversor *Boost* pode ser aproximada pela função de transferência apresentada pela equação 3.55.

$$\frac{v_o}{i_L} = \frac{R_o \cdot D}{s \cdot R_o \cdot C_o + 1} \quad (3.55)$$

Onde $R_o = 2.4 \Omega$, $D = 0.5$ e $C_o = 2350 \cdot 10^{-6}$. O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem controlador para a malha de tensão do conversor no modo *Boost* é mostrado na Figura 24.

Figura 24 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem controlador para a malha de tensão do conversor no modo *Boost*.



Fonte: Própria autora.

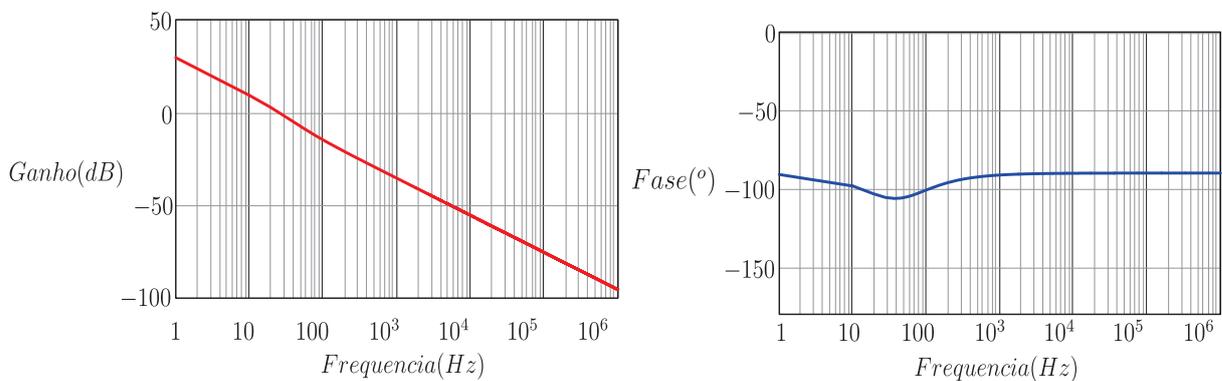
A frequência de cruzamento escolhida para o controlador de tensão foi de $f_{cvBoost} = \frac{f_{ciBoost}}{40} = 25 \text{ Hz}$. Nessa frequência o ganho da planta é de -14.78 dB e sua fase é igual a -8.026° , totalizando uma margem de fase igual a 171.974° . A margem de fase desejada é de 75° . Com esses dados pode-se calcular o zero (Equação 3.56) e o ganho proporcional do controlador (Equação 3.57).

$$w_{z_{vboost}} = 314.521 \quad (3.56)$$

$$k_{p_{vboost}} = 3.24059 \quad (3.57)$$

O diagrama de Bode do sistema em malha aberta com o controlador é mostrado na Figura 25. Observando o diagrama de Bode da Figura 25 é possível notar que a frequência de cruzamento do sistema está em 25 Hz e sua margem de fase é de 75° como desejado.

Figura 25 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta com o controlador para a malha de tensão do conversor no modo *Boost*.



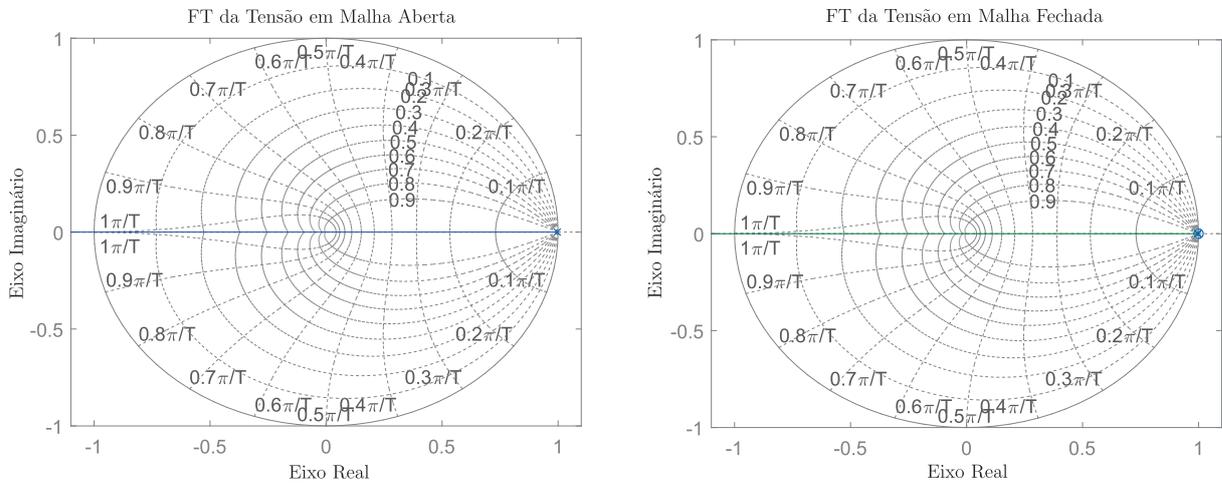
Fonte: Própria autora.

Após projetar o controlador é necessário discretizar o mesmo e achar sua equação de diferenças. Esse processo foi feito com o auxílio do *software MATLAB*[®]. A equação de diferenças do controlador de tensão para o conversor no modo *Boost* encontra-se a seguir:

$$u(k)_v = 3.241 \cdot e(k)_v - 3.22 \cdot e(k-1)_v + u(k-1)_v$$

O diagrama de lugar das raízes do sistema em malha aberta e em malha fechada é mostrado na Figura 26

Figura 26 – Diagramas de Lugar das Raízes das funções de transferência de malha aberta e de malha fechada para a malha de tensão do conversor no modo *Boost*.

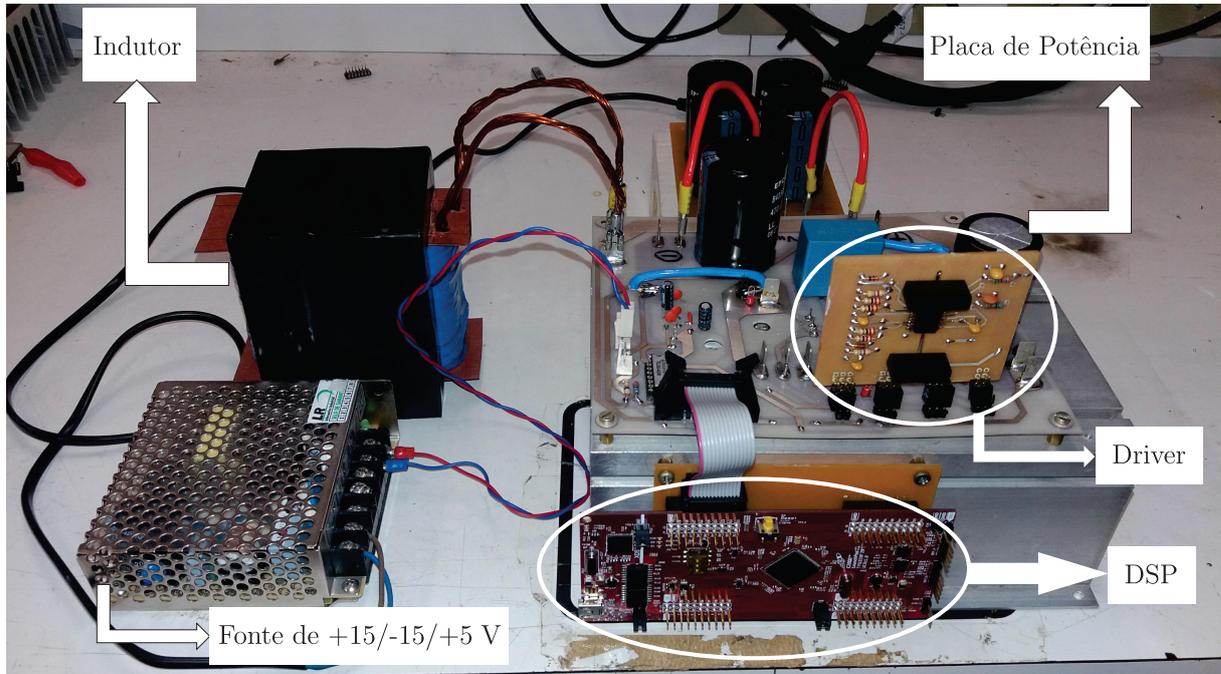


Fonte: Própria autora.

3.3 Construção do Protótipo

Os detalhes construtivos do protótipo montado em laboratório serão abordados nesta seção. Os esquemáticos das placas são apresentados nos Apêndices B e C. A fotografia com a montagem final do mesmo é mostrada na Figura 27.

Figura 27 – Fotografia da plataforma montada em laboratório.



Fonte: Própria autora.

3.3.1 Projeto físico do indutor

Primeiramente fez-se o projeto físico do indutor, o resumo do mesmo encontra-se na Tabela 4. O projeto físico do indutor detalhado encontra-se no Apêndice D.

Tabela 4 – Resumo do Projeto Físico do Indutor

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	3 x <i>NEE</i> – 76/50/25
Número de espiras	60
Condutor utilizado	AWG 20
Número de condutores em paralelo	9
Comprimento do fio	131.674 m
Altura calculada do entreferro	0.648 cm

Fonte: a autora.

3.3.2 Circuitos de comando das chaves

Sendo a plataforma de testes de semicondutores genérica, o circuito de comando das chaves deve permitir uma operação adequada dos interruptores nos momentos de comutação, condução e bloqueio. Também se faz necessário que o circuito de comando proporcione o isolamento entre o circuito de controle e o de potência, visto que há diferentes referenciais de tensão. Além disso o circuito de comando deverá agir de forma a proteger os dispositivos semicondutores, evitando que os mesmos se destruam (BASCOPE, 1997).

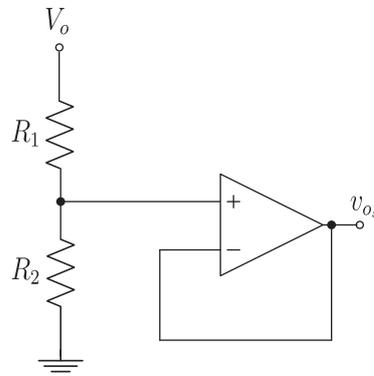
Existem várias maneiras de implementar um circuito de comando de chaves e o método escolhido foi utilizando o circuito integrado *UCC20520* da *TEXAS INSTRUMENTS*[®]. O circuito integrado opera com apenas uma entrada de comando e gera duas saídas isoladas. Duas fontes *PEM1* – *S12* – *S15* – *S* são responsáveis por sua alimentação. O circuito de comando foi feito em uma placa diferente da de potência e posteriormente conectada à mesma. O esquemático da placa que contém os circuitos de acionamento das chaves é apresentado no Apêndice B.

3.3.3 Sensores

Os sensores de tensão serão divisores resistivos em série com um circuito seguidor de tensão, como ilustrado na Figura 28. O projeto dos divisores resistivos já foi abordado anteriormente.

O sensor de corrente será o *ACS709LLFTR* – 20BB – T da *Allegro*TM bidirecional.

Figura 28 – Ilustração do Circuito do Sensor de Tensão.



Fonte: Própria autora.

Sua bidirecionalidade implica em um deslocamento (*offset*) de $1,65\text{ V}$, metade do valor de alimentação $3,3\text{ V}$. A compensação desse *offset* é dada dentro do microcontrolador, apenas somando (no modo *Boost*) ou subtraindo (no modo *Buck*) o valor de $1240,9 \cdot 1,65 = 2047,5$, onde $1240,9$ é o valor do ganho do conversor AD.

3.3.4 Placa de potência

A placa de potência comporta os sensores, as adequações das tensões de alimentação do sensor, do amplificador operacional e do *driver* e o circuito de potência. A placa foi feita de modo que as medições de corrente e tensão nas chaves fossem facilmente feitas. A mesma comportará até três tipos de encapsulamento de semicondutores. O *TO – 247*, o *TO – 220AB* e foram dispostos conectores do tipo *faston* para conexões de módulos de semicondutores. O esquemático da placa de potência encontra-se no Apêndice C.

3.4 Condições de Operação para Testes

Foram escolhidos 4 (quatro) semicondutores distintos para se realizar os testes da plataforma, 3 (três) *MOSFETs* e 1 (um) *IGBT*. Os *MOSFETs* escolhidos foram o *IRFP260N*, o *IRFP4710* e o *IRF8010* e o *IGBT* adotado foi o *IRG4PC40UD*. As especificações gerais dos mesmos encontram-se na Tabela 5.

Com os dados da Tabela 5 é possível saber em qual modo e em qual faixa de operação o conversor irá trabalhar para cada teste.

Tabela 5 – Especificações dos Semicondutores para Teste.

Semicondutor	Tensão máx. [V]	Corrente máx. [A]	Encapsulamento
IRFP260N	$V_{DS_{max}} = 200$	$I_{D_{max}} = 50$	TO-247AC
IRFP4710	$V_{DS_{max}} = 100$	$I_{D_{max}} = 72$	TO-247AC
IRF8010	$V_{DS_{max}} = 100$	$I_{D_{max}} = 80$	TO-220AB
IRGP4063D	$V_{CE_{max}} = 600$	$I_{C_{max}} = 20$	TO-247AC

Fonte: a autora.

3.4.1 Condições de teste para o MOSFET IRFP260N

Sendo a tensão máxima de dreno-fonte ($V_{DS_{max}}$) do MOSFET IRFP260N igual a 200 V, a máxima condição de operação do conversor será com uma tensão aplicada no barramento V_{lv} menor que 200 V. Isso implicará que a tensão máxima aplicada ao barramento V_{lv} seja igual a 100 V.

Para essa faixa de operação e tendo o conversor uma potência nominal de até 2 kW, o valor de corrente média através do indutor poderá chegar a até o apresentado na Equação 3.58.

$$I_L \leq \frac{P_o}{V_{lv}} \leq \frac{2000}{100} \leq 20 \text{ A.} \quad (3.58)$$

O valor de resistência mínimo para a carga equivalente de saída será como mostra a Equação 3.59 para o modo *Buck* e como mostra a Equação 3.61 para o modo *Boost*.

$$R_{lv_{min}} = \frac{V_{lv}^2}{2000} = \frac{100^2}{2000} = 5 \Omega \quad (3.59)$$

$$R_{hv_{min}} = \frac{V_{hv}^2}{2000} = \frac{200^2}{2000} = 20 \Omega \quad (3.60)$$

Sendo a corrente de dreno máxima do MOSFET IRFP260N, $I_{D_{max}}$, igual a 50 A e sendo a corrente média dos interruptores dada pela Equação 3.11 para ambos os modos de operação, é possível analisar qual será a corrente média máxima no momento do teste no MOSFET IRFP260N.

$$I_{IRFP260N_{MED}} \leq I_L \cdot D \leq 20 \cdot 0.5 \leq 10 \text{ A} \quad (3.61)$$

Adotando-se uma carga de saída igual a $3,7 \Omega$ no modo *Buck*, tem-se que as condições de operação para o teste do *MOSFET IRFP260N* são:

- Modo de operação adotado: Modo *Buck*;
- Tensão no barramento $V_{hv} = 48 V$;
- Tensão no barramento $V_{lv} = 24 V$;
- Potência nominal de entrada: $P = \frac{V_{lv}^2}{R_{lv}} = \frac{24^2}{3,7} = 155,7 W$;
- Corrente através do indutor: $I_L = \frac{P}{V_{lv}} = 6,49 A$;
- Resistência da carga equivalente de saída = $3,7 \Omega$.

3.4.2 Condições de teste para o *MOSFET IRF8010*

Sendo a tensão máxima de dreno-fonte ($V_{DS,max}$) do *MOSFET IRF8010* igual a $100 V$, a máxima condição de operação do conversor será com uma tensão aplicada no barramento V_{hv} menor que $100 V$. Isso implicará que a tensão máxima aplicada ao barramento V_{lv} seja igual a $50 V$.

Para essa faixa de operação e tendo o conversor uma potência nominal de até $2 kW$, o valor de corrente média através do indutor poderá chegar a até o apresentado na Equação 3.62.

$$I_L \leq \frac{P_o}{V_{lv}} \leq \frac{2000}{50} \leq 40 A \quad (3.62)$$

Porém o indutor tem uma corrente máxima de até $20 A$, então a potência máxima para teste do *MOSFET IRF8010* será a apresentada na Equação 3.63.

$$P_o = I_L \cdot V_{lv} = 20 \cdot 50 = 1000 W \quad (3.63)$$

O valor de resistência mínimo para a carga equivalente de saída é apresentada na Equação 3.64 para o modo *Buck* e na Equação 3.66 para o modo *Boost*.

$$R_{lv,min} = \frac{V_{lv}^2}{P_o} = \frac{50^2}{1000} = 2,5 \Omega \quad (3.64)$$

$$R_{hv_{min}} = \frac{V_{hv}^2}{P_o} = \frac{100^2}{2000} = 10 \Omega \quad (3.65)$$

Sendo a corrente de dreno máxima do *MOSFET IRF8010*, $I_{D_{max}}$, igual a 80 A e sendo a corrente média dos interruptores dada pela Equação 3.11 para ambos os modos de operação, é possível analisar qual será a corrente média máxima no momento do teste no *MOSFET IRF8010*.

$$I_{IRF8010_{MED}} \leq I_L \cdot D \leq 20 \cdot 0,5 \leq 10 A \quad (3.66)$$

Adotando-se uma carga de saída igual a 3,7 Ω no modo *Buck*, tem-se que as condições de operação para o teste do *MOSFET IRF8010* são apresentadas na Tabela6

3.4.3 Condições de teste para o *MOSFET IRFP4710*

Sendo os valores nominais do *MOSFET IRFP4710* bem próximos dos valores do *MOSFET IRF8010*, as condições de operação adotadas para o *MOSFET IRFP4710* serão as mesmas que as adotadas para o *MOSFET IRF8010*, apresentadas na Tabela6.

3.4.4 Condições de teste para o *IGBT IRG4PC40UD*

Sendo a tensão máxima de coletor-emissor ($V_{CE_{max}}$) do *IGBT IRG4PC40UD* igual a 600 V, a máxima condição de operação do conversor será com uma tensão aplicada no barramento V_{hv} menor ao igual a 400 V. Isso implicará que a tensão máxima aplicada ao barramento V_{lv} seja igual a 200 V.

Para essa faixa de operação e tendo o conversor uma potência nominal de até 2 kW, o valor de corrente média através do indutor poderá chegar a até o apresentado na Equação 3.68.

$$I_L \leq 10 A \quad (3.67)$$

Então a potência máxima para teste do *IGBT IRG4PC40UD* poderá ser a nominal máxima do conversor, 2 kW.

Sendo a corrente de coletor máxima do *IGBT IRG4PC40UD*, I_{Cmax} , igual a 20 A e sendo a corrente média dos interruptores dada pela Equação 3.11 para ambos os modos de operação, é possível analisar qual será a corrente média máxima no momento do teste no *IGBT IRG4PC40UD*.

$$I_{IRG4PC40UD_{MED}} \leq I_L \cdot D \leq 20 \cdot 0,5 \leq 10 \text{ A} \quad (3.68)$$

Adotando-se a corrente média através do indutor igual 10 A, tem-se que as condições de operação para o teste do *IGBT IRG4PC40UD* podem ser:

- Tensão barramento $V_{hv} = 200 \text{ V}$;
- Tensão barramento $V_{lv} = 100 \text{ V}$;
- Corrente através do indutor: $I_L = 10 \text{ A}$;
- Potência nominal de entrada: $P = I_L \cdot V_{lv} = 10 \cdot 100 = 1000 \text{ W}$
- Resistência da carga equivalente de saída = 40 Ω - modo *Boost*;
- Resistência da carga equivalente de saída = 10 Ω - modo *Buck*;
- Modo de operação adotado: Modo *Boost*.

Para facilitar a comparação entre os semicondutores, as análises de perdas serão feitas com as condições de operação definidas na Tabela 6 para todos os semicondutores testados.

Tabela 6 – Condições de Operação Para os Testes dos Semicondutores

Parâmetro	Valor
Tensão barramento V_{hv}	$V_{hv} = 48 \text{ V}$
Tensão barramento V_{lv}	$V_{lv} = 24 \text{ V}$
Potência nominal	$P = 155,7 \text{ W}$
Corrente através do indutor	$I_L = 6,49 \text{ A}$
Resistência da carga equivalente de saída	$R_o = 3,7 \Omega$

Fonte: a autora.

4 RESULTADOS

Após realização dos projetos de potência e de controle utilizou-se o *software PSIM*[®] para saber se o conversor retornava os valores de tensão e corrente desejados para toda faixa de operação. Os resultados teóricos foram obtidos utilizando a teoria abordada no capítulo 2. Em seguida foram realizados os testes nos semicondutores listados na seção 3,4 no *software PSIM*[®] e após no protótipo da plataforma física montada em laboratório.

4.1 Resultados Teóricos

Os resultados teóricos foram obtidos utilizando as equações e o estudo abordado no capítulo de fundamentação teórica.

4.1.1 Análise de perdas no MOSFET IRFP260N

A perda por condução é calculada conforme a Equação 2.3. Portanto é necessário saber os valores de R_{DSon} e de I_{DEF} do MOSFET IRFP260N. O valor de I_{DEF} pode ser obtido utilizando a Equação 3.15 e R_{DSon} pode ser obtido no catálogo do fabricante.

$$I_{DEF_{IRFP260N}} = 6,486 \cdot \sqrt{0,5} = 4,587 \text{ A} \quad (4.1)$$

$$R_{DSon_{IRFP260N}} = 0,04 \text{ } \Omega \quad (4.2)$$

Sendo assim a perda por condução do MOSFET IRFP260N é dada por 4.3.

$$P_{CON_{IRFP260N}} = 0,04 \cdot 4,587^2 = 0,84149 \text{ W} \quad (4.3)$$

A perda por comutação de um MOSFET é calculada conforme a Equação 2.6. Portanto é necessário saber os valores de V_D e de I_D no instante da comutação do MOSFET IRFP260N, além dos valores dos instantes de tempo t_7 , t_5 , t_3 e t_1 . O valor de I_D pode ser obtido

utilizando a Equação 3.11, V_D pode ser obtido utilizando a Equação 3.17 e os intervalos de tempo $t_7 - t_5$ e $t_3 - t_1$ são, respectivamente, t_r (*risetime*) e t_f (*fall-time*), encontrados no catálogo do fabricante.

$$I_{D_{IRFP260N}} = I_L = 6,486 \text{ A} \quad (4.4)$$

$$V_D = V_{hv} = 48 \text{ V} \quad (4.5)$$

$$t_{r_{IRFP260N}} = 60 \text{ ns} \quad (4.6)$$

$$t_{f_{IRFP260N}} = 48 \text{ ns} \quad (4.7)$$

Sendo assim a perda por comutação do *MOSFET IRFP260N* é dada por 4.8.

$$P_{sw_{IRFP260N}} = 48 \cdot \frac{6,486}{2} \cdot 25000 \cdot (60 \cdot 10^{-9} + 48 \cdot 10^{-9}) = 0,42 \text{ W} \quad (4.8)$$

Somando-se as perdas de condução e comutação tem-se as perdas totais do *MOSFET IRFP260N*, dadas pela Equação 4.9.

$$P_{IRFP260N} = P_{con_{IRFP260N}} + P_{sw_{IRFP260N}} = 0,8415 + 0,42 = 1,262 \text{ W} \quad (4.9)$$

A Tabela 7 resume as condições de operação e os resultados do cálculo das perdas do *MOSFET IRFP260N*.

Tabela 7 – Resumo do Cálculo de Perdas para o *MOSFET IRFP260N*

Condições de Teste	Perdas por Condução	Perdas por Comutação	Perdas Totais
$V_{DS} = 48 V$ $I_D = 6,486 A$	$P_{con} = 0,8415 W$	$P_{sw} = 0,42 W$	$P_{IRFP260N} = 1,262 W$

Fonte: a autora.

4.1.2 Análise de perdas no *MOSFET IRFP4710*

A perda por condução é calculada conforme a Equação 2.3. Portanto é necessário saber os valores de R_{DSon} e de I_{DEF} do *MOSFET IRFP4710*. O valor de I_{DEF} pode ser obtido utilizando a Equação 3.15 e R_{DSon} pode ser obtido no catálogo do fabricante.

$$I_{DEFIRFP4710} = 6,486 \cdot \sqrt{0,5} = 4,587 A \quad (4.10)$$

$$R_{DSonIRFP4710} = 0,011 \Omega \quad (4.11)$$

Sendo assim a perda por condução do *MOSFET IRFP4710* é dada por 4.12.

$$P_{conIRFP4710} = 0,011 \cdot 4,587^2 = 0,23141 W \quad (4.12)$$

A perda por comutação de um *MOSFET* é calculada conforme a Equação 2.6. Portanto é necessário saber os valores de V_D e de I_{Dmed} do *MOSFET IRFP4710*, além dos valores dos instantes de tempo t_7 , t_5 , t_3 e t_1 . O valor de I_D pode ser obtido utilizando a Equação 3.11, V_D pode ser obtido utilizando a Equação 3.17 e os intervalos de tempo $t_7 - t_5$ e $t_3 - t_1$ são, respectivamente, t_r (*risetime*) e t_f (*fall - time*), encontrados no catálogo do fabricante.

$$I_{DIRFP4710} = I_L = 6,486 A \quad (4.13)$$

$$V_D = V_{hv} = 48 V \quad (4.14)$$

$$t_{rIRFP4710} = 130 \text{ ns} \quad (4.15)$$

$$t_{fIRFP4710} = 38 \text{ ns} \quad (4.16)$$

Sendo assim a perda por comutação do *MOSFET IRFP4710* é dada por 4.17.

$$P_{swIRFP4710} = 48 \cdot \frac{6,486}{2} \cdot 25000 \cdot (130 \cdot 10^{-9} + 38 \cdot 10^{-9}) = 0,6538 \text{ W} \quad (4.17)$$

Somando-se as perdas de condução e comutação tem-se as perdas totais do *MOSFET IRFP4710*, dadas pela Equação 4.18.

$$P_{IRFP4710} = P_{conIRFP4710} + P_{swIRFP4710} = 0,23141 + 0,6538 = 0,885 \text{ W} \quad (4.18)$$

A Tabela 8 resume as condições de operação e os resultados do cálculo das perdas do *MOSFET IRFP4710*.

Tabela 8 – Resumo do Cálculo de Perdas para o *MOSFET IRFP4710*

Condições de Teste	Perdas por Condução	Perdas por Comutação	Perdas Totais
$V_{DS} = 48 \text{ V}$ $I_D = 6,486 \text{ A}$	$P_{con} = 0.23141 \text{ W}$	$P_{sw} = 0,6538 \text{ W}$	$P_{IRFP4710} = 0,885 \text{ W}$

Fonte: a autora.

4.1.3 Análise de perdas no *MOSFET IRF8010*

A perda por condução é calculada conforme a Equação 2.3. Portanto é necessário saber os valores de R_{DSon} e de I_{DEF} do *MOSFET IRF8010*. O valor de I_{DEF} pode ser obtido utilizando a Equação 3.15 e R_{DSon} pode ser obtido no catálogo do fabricante, $I_{DEFIRF8010} = 6,486 \cdot \sqrt{0,5} = 4,587 \text{ A}$ e $R_{DSonIRF8010} = 0,015 \Omega$

Sendo assim a perda por condução do *MOSFET IRF8010* é dada por 4.19.

$$P_{conIRF8010} = 0,015 \cdot 4,587^2 = 0,31556 \text{ W} \quad (4.19)$$

A perda por comutação de um *MOSFET* é calculada conforme a Equação 2.6. Portanto é necessário saber os valores de V_D e de I_D do *MOSFET IRF8010*, além dos valores dos instantes de tempo t_7 , t_5 , t_3 e t_1 . O valor de I_D pode ser obtido utilizando a Equação 3.11, V_D pode ser obtido utilizando a Equação 3.17 e os intervalos de tempo $t_7 - t_5$ e $t_3 - t_1$ são, respectivamente, t_r (*risetime*) e t_f (*fall - time*), encontrados no catálogo do fabricante.

$$I_{D_{IRF8010}} = I_L = 6,486 \text{ A}, V_D = V_{hv} = 48 \text{ V}, t_{r_{IRF8010}} = 130 \text{ ns}, t_{f_{IRF8010}} = 120 \text{ ns}$$

Sendo assim a perda por comutação do *MOSFET IRF8010* é dada por 4.20.

$$P_{swIRF8010} = 48 \cdot \frac{6,486}{2} \cdot 25000 \cdot (130 \cdot 10^{-9} + 120 \cdot 10^{-9}) = 0,973 \text{ W} \quad (4.20)$$

Somando-se as perdas de condução e comutação tem-se as perdas totais do *MOSFET IRF8010*, dadas pela Equação 4.21.

$$P_{IRF8010} = P_{conIRF8010} + P_{swIRF8010} = 0,31556 + 0,973 = 1,289 \text{ W} \quad (4.21)$$

A Tabela 9 resume as condições de operação e os resultados do cálculo das perdas do *MOSFET IRF8010*.

Tabela 9 – Resumo do Cálculo de Perdas para o *MOSFET IRF8010*

Condições de Teste	Perdas por Condução	Perdas por Comutação	Perdas Totais
$V_{DS} = 48 \text{ V}$ $I_{D_{med}} = 6,486 \text{ A}$	$P_{con} = 0,31556 \text{ W}$	$P_{sw} = 0,973 \text{ W}$	$P_{IRF8010} = 1,289 \text{ W}$

Fonte: a autora.

4.1.4 Análise de Perdas no *IGBT IRG4PC40UD*

A perda por condução de um *IGBT* é calculada conforme a Equação 2.7. Portanto é necessário saber os valores da corrente média através do mesmo, I_{cmd} , que pode ser obtida

utilizando a equação 3.11, da corrente nominal do *IGBT*, I_{CN} , que pode ser obtido no catálogo do fabricante (RECTIFIER, 1997), da tensão de saturação coletor-emissor na corrente nominal, V_{CEN} , que também pode ser obtido no catálogo do fabricante, já o valor de V_{CE0} foi adotado como sendo 1 V. Sendo assim, utilizando as mesmas condições de operação definidas para os *MOSFETs* testados anteriormente, tem-se:

$$I_{cmd} = 6,486 \text{ A} \quad I_{CN} = 20 \text{ A} \quad V_{CEN} = 1,72 \text{ V} \quad (4.22)$$

Sendo assim a perda por condução do *IGBT IRG4PC40UD* é dada por 4.23.

$$P_{con_{IRG4PC40UD}} = 6,486 \cdot 0,5 \cdot \left(1 + (1,72 - 1) \cdot \frac{6,486}{20} \right) = 4 \text{ W} \quad (4.23)$$

A perda por comutação de um *IGBT* é calculada conforme a Equação 2.18. Portanto é necessário saber os valores de I_{CM} e V_{CE} do *IGBT IRG4PC40UD*, além dos valores dos intervalos de tempo t_r (*rise time*) e t_f (*fall - time*), encontrados no catálogo do fabricante.

$$I_{CM_{IRG4PC40UD}} = 6,486 \text{ A}, \quad V_{CE} = V_{hv} = 48 \text{ V}, \quad t_{r_{IRG4PC40UD}} = 57 \text{ ns}, \quad t_{f_{IRG4PC40UD}} = 80 \text{ ns}.$$

Sendo assim a perda por comutação do *IGBT IRG4PC40UD* é dada por 4.24.

$$P_{sw_{IRG4PC40UD}} = \frac{6,486 \cdot 48 \cdot 1,2 \cdot 25000 \cdot (80 \cdot 10^{-9} + 57 \cdot 10^{-9})}{6} = 0,21328 \text{ W} \quad (4.24)$$

Somando-se as perdas de condução e comutação tem-se as perdas totais do *IGBT IRG4PC40UD*, dadas pela Equação 4.25.

$$P_{IRG4PC40UD} = P_{con_{IRG4PC40UD}} + P_{sw_{IRG4PC40UD}} = 4 + 0,21328 = 4,214 \text{ W} \quad (4.25)$$

A Tabela 10 resume as condições de operação e os resultados do cálculo das perdas do *IGBT IRG4PC40UD*.

Tabela 10 – Resumo do Cálculo de Perdas para o *IGBT IRG4PC40UD*

Condições de Teste	Perdas por Condução	Perdas por Comutação	Perdas Totais
$V_{CE} = 48 \text{ V}$ $I_C = 6,486 \text{ A}$	$P_{con} = 4 \text{ W}$	$P_{sw} = 0,21328 \text{ W}$	$P_{IGBT} = 4,214 \text{ W}$

Fonte: a autora.

4.2 Resultados de Simulação

Os resultados de simulação se dividem em dois, os resultados do conversor operando em malha fechada para toda faixa de operação e os resultados dos testes realizados nos semicondutores através do módulo *thermal* do software *PSIM*[®].

4.2.1 Conversor

Simulou-se o conversor operando em malha fechada para toda faixa de operação, para saber se os projetos de potência e controle estavam de acordo comparando os resultados de malha fechada com os em malha aberta. Fez-se a simulação do conversor com os valores máximos e mínimos de tensão e com o mesmo operando nos modos *Buck* e *Boost*. Os circuitos simulados encontram-se no Apêndice A.

4.2.1.1 Conversor operando no modo Boost

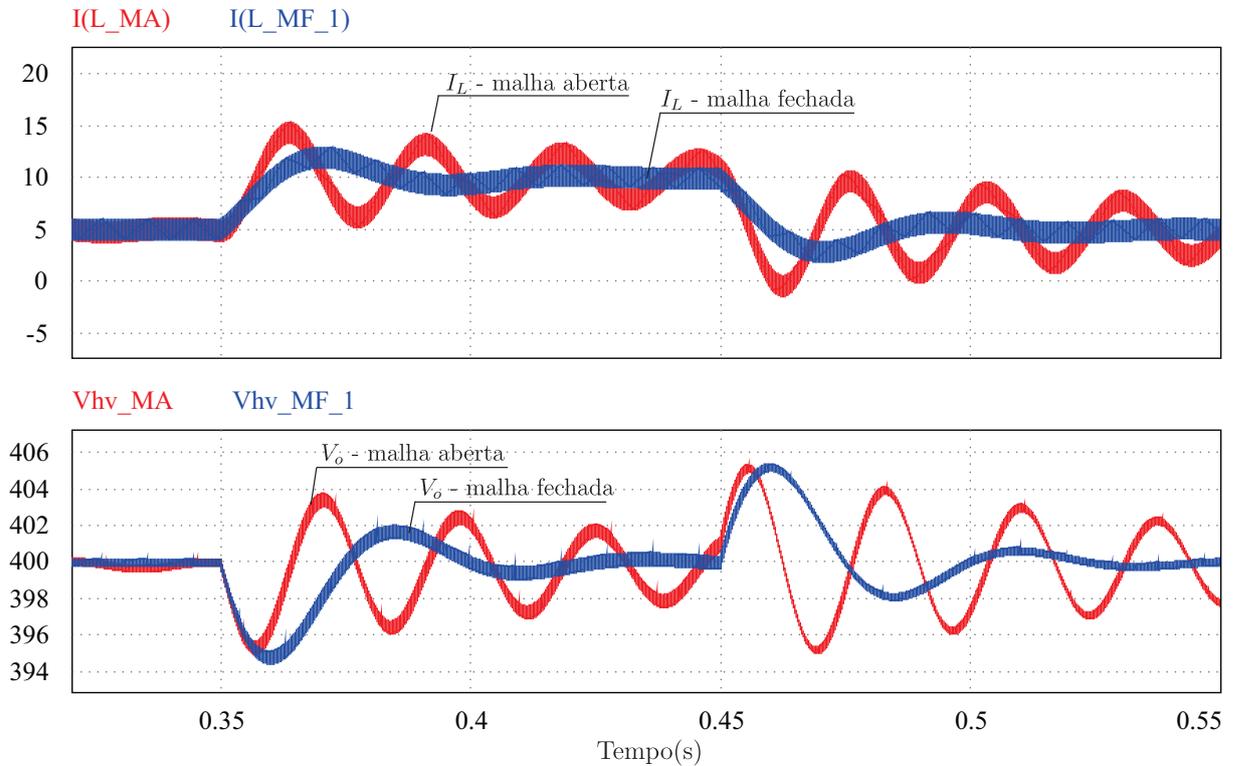
Com o conversor operando com 50% da carga para uma potência nominal igual a 2 kW, aplicou-se um degrau de carga para 100% da carga nominal no instante de tempo igual a 1,05 s para o conversor operando no modo *Boost* para os valores máximos de V_{lv} e V_{hv} . No instante de tempo igual a 1,2 s aplicou-se outro degrau de carga retornando o conversor às condições de carga iniciais, de 100% para 50% da carga para uma potência nominal igual a 2 kW.

Os resultados de simulação para os degraus mencionados seguem na Figura 29, onde se mostra os resultados para as mesmas condições de carga do conversor operando em malha aberta e em malha fechada. Os resultados quantitativos encontram-se na Tabela 11.

Com o conversor operando com 50% da carga para uma potência nominal igual a 240 W, aplicou-se um degrau de carga para 100% da carga nominal no instante de tempo igual a 1,05 s para o conversor operando no modo *Boost* para os valores mínimos de V_{lv} e V_{hv} . No instante de tempo igual a 1,2 s aplicou-se outro degrau de carga retornando o conversor

Figura 29 – Resultados de Simulação do Conversor Operando no Modo Boost para $P_o = 2 \text{ kW}$.

Modo *Boost* - $V_o = V_{hv} = 400 \text{ V}$ - $V_i = V_{lv} = 200 \text{ V}$ - $I_L = 10 \text{ A}$



Fonte: Própria autora.

Tabela 11 – Resultados de Simulação do Conversor Operando no Modo Boost para $P_o = 2 \text{ kW}$

Parâmetro	Malha Aberta	Malha Fechada
Tempo de assentamento corrente	5,73 ms	7,2 ms
Máximo valor de ultrapassagem corrente	5,37 A	3 A
Tempo de assentamento tensão	—	—
Máximo valor de ultrapassagem tensão	3,7 V	2 V

Nota: Valores aproximados e obtidos no degrau de subida.

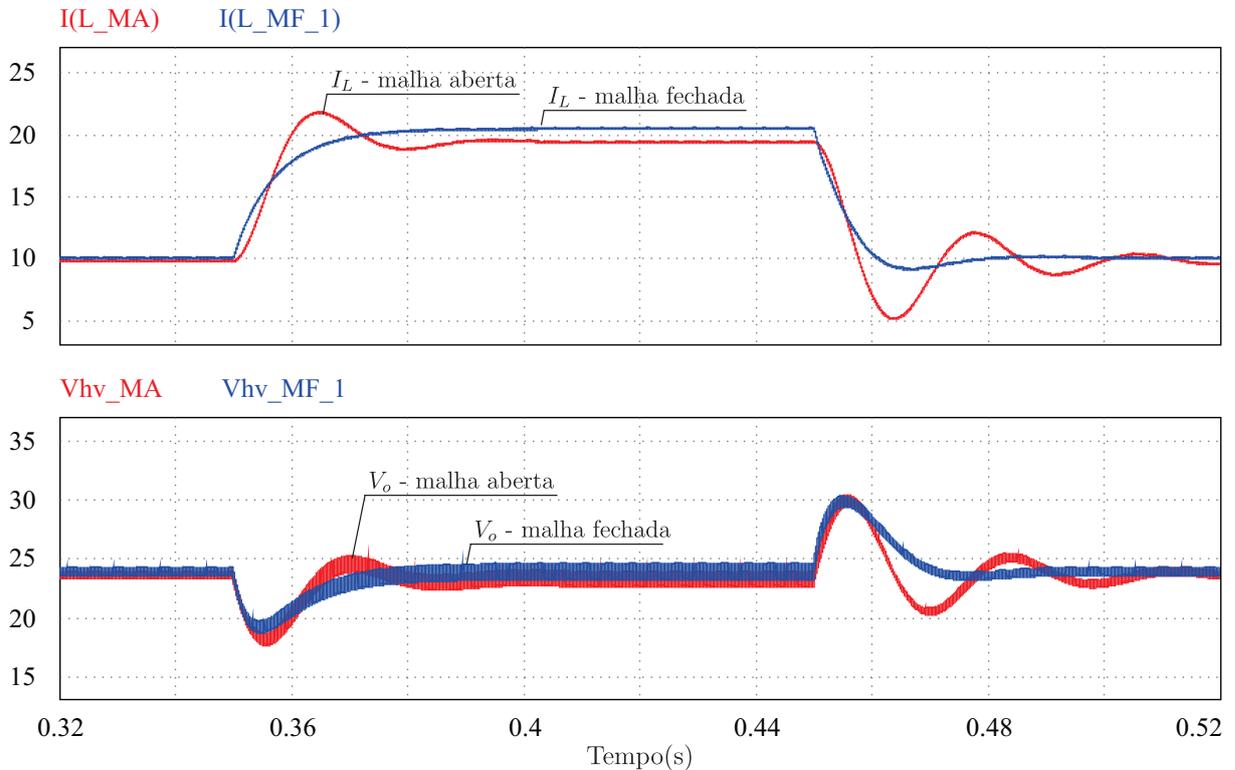
Fonte: a autora.

às condições de carga iniciais, de 100% para 50% da carga para uma potência nominal igual a 240 W.

Os resultados de simulação para os degraus mencionados seguem na Figura 30, onde se mostra os resultados para as mesmas condições de carga do conversor operando em malha aberta e em malha fechada. Os resultados quantitativos encontram-se na Tabela 12.

Figura 30 – Resultados de Simulação Conversor Operando no Modo Boost para $P_o = 240\text{ W}$.

Modo *Boost* - $V_o = V_{hv} = 24\text{ V}$ - $V_i = V_{lv} = 12\text{ V}$ - $I_L = 20\text{ A}$



Fonte: Própria autora.

Tabela 12 – Resultados de Simulação do Conversor Operando no Modo Boost para $P_o = 240\text{ W}$

Parâmetro	Malha Aberta	Malha Fechada
Tempo de assentamento corrente	8,8 ms	14 ms
Máximo valor de ultrapassagem corrente	1,9 A	0 A
Tempo de assentamento tensão	12,9 ms	14,9 ms
Máximo valor de ultrapassagem tensão	1,33 V	0,67 V

Nota: Valores aproximados e obtidos no degrau de subida.

Fonte: a autora.

4.2.1.2 Conversor operando no modo Buck

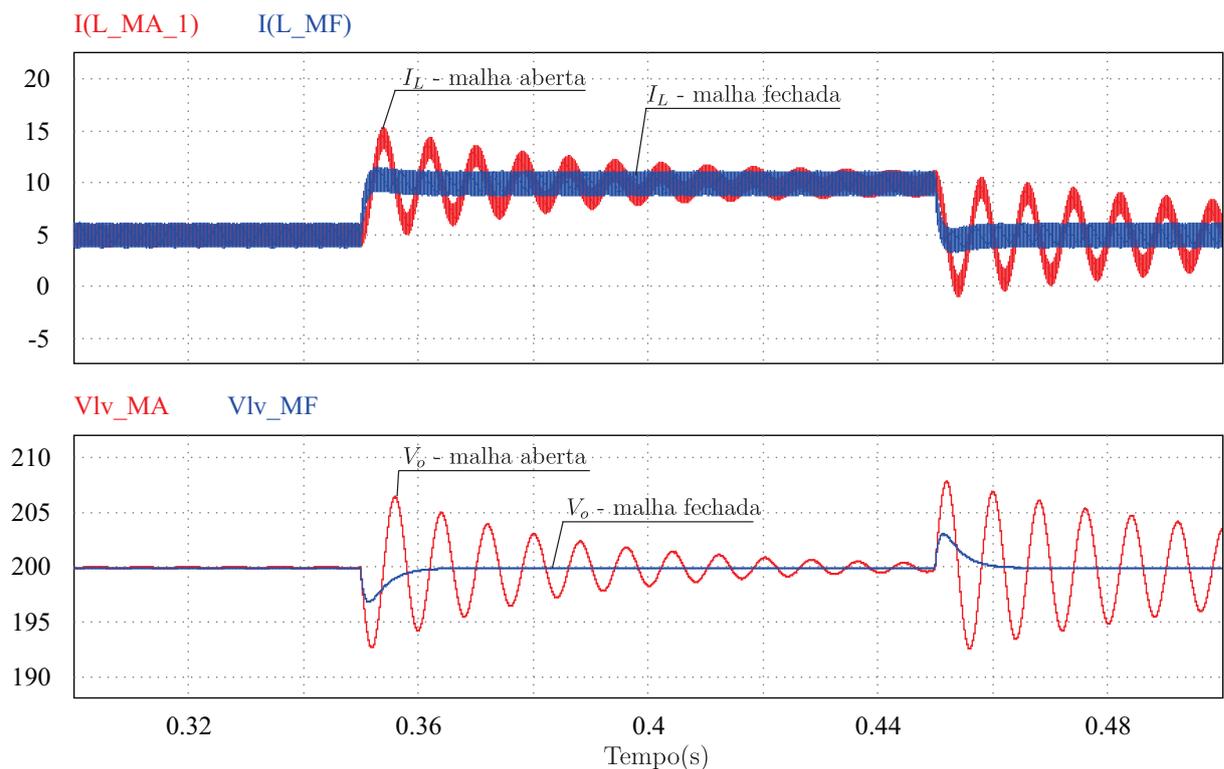
Com o conversor operando com 50% da carga para uma potência nominal igual a 2 kW, aplicou-se um degrau de carga para 100% da carga nominal no instante de tempo igual a 1,05 s para o conversor operando no modo *Buck* para os valores máximos de V_{lv} e V_{hv} . No instante de tempo igual a 1,15 s aplicou-se outro degrau de carga retornando o conversor às condições de carga iniciais, de 100% para 50% da carga para uma potência nominal igual a

2 kW.

Os resultados de simulação para os degraus mencionados seguem na Figura 31, onde se mostra os resultados para as mesmas condições de carga do conversor operando em malha aberta e em malha fechada. Os resultados quantitativos encontram-se na Tabela 13.

Figura 31 – Resultados de Simulação Conversor Operando no Modo Buck para $P_o = 2 \text{ kW}$.

Modo *Buck* - $V_i = V_{hv} = 400 \text{ V}$ - $V_o = V_{lv} = 200 \text{ V}$ - $I_L = 10 \text{ A}$



Fonte: Própria autora.

Tabela 13 – Resultados de Simulação do Conversor Operando no Modo Buck para $P_o = 2 \text{ kW}$

Parâmetro	Malha Aberta	Malha Fechada
Máximo valor de ultrapassagem corrente	5,4 A	1,5 A
Máximo valor de ultrapassagem tensão	6,47 V	0 V

Nota: Valores aproximados e obtidos no degrau de subida.

Fonte: a autora.

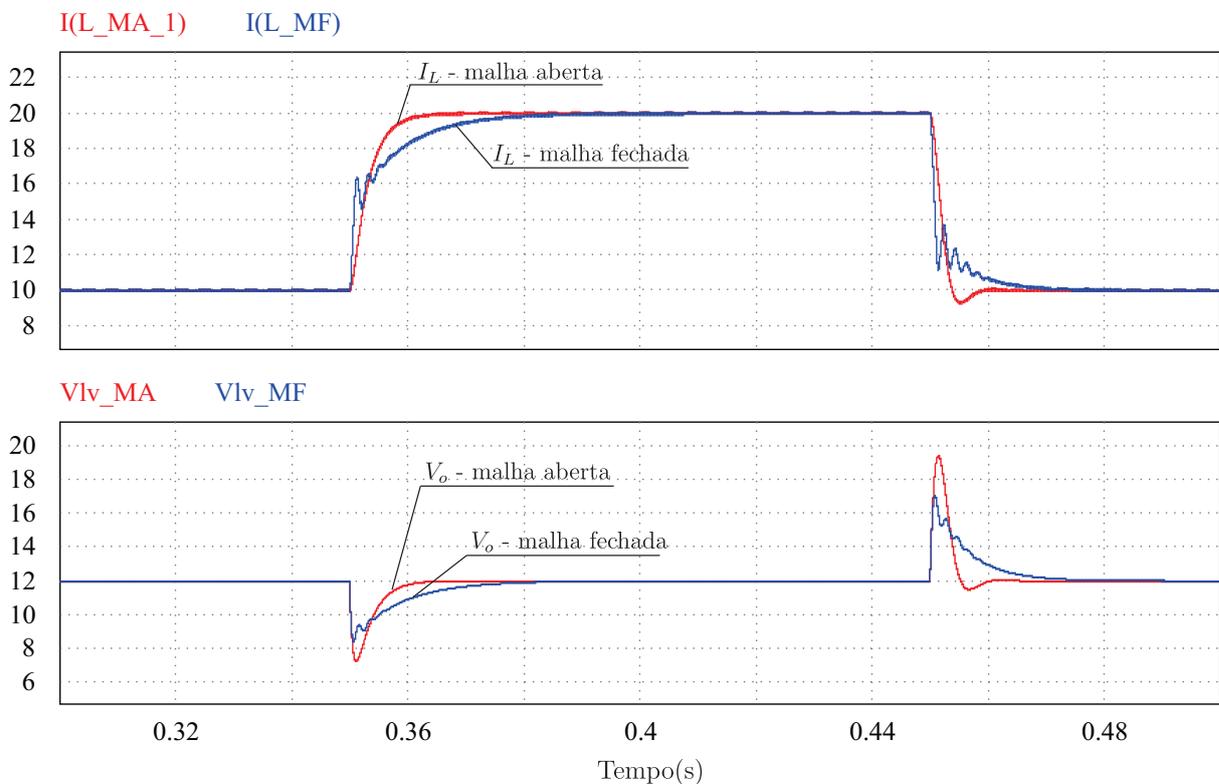
Com o conversor operando com 50% da carga para uma potência nominal igual a 240 W, aplicou-se um degrau de carga para 100% da carga nominal no instante de tempo igual a 1.05 s para o conversor operando no modo *Buck* para os valores mínimos de V_{lv} e V_{hv} . No

instante de tempo igual a 1,15 s aplicou-se outro degrau de carga retornando o conversor às condições de carga iniciais, de 100% para 50% da carga para uma potência nominal igual a 240 W.

Os resultados de simulação para os degraus mencionados seguem na Figura 32, onde se mostra os resultados para as mesmas condições de carga do conversor operando em malha aberta e em malha fechada.

Figura 32 – Resultados de Simulação Conversor Operando no Modo Buck para $P_o = 240\text{ W}$.

$$\text{Modo Buck} - V_i = V_{hv} = 24\text{ V} - V_o = V_{lv} = 12\text{ V} - I_L = 20\text{ A}$$



Fonte: Própria autora.

4.2.2 Testes dos Semicondutores

Os semicondutores foram testados via simulação no circuito mostrado na Figura 33, onde se utilizou a ferramenta *Thermal Module*, do software *PSIM*[®], para se adicionar os componentes a serem testados. Antes de realizar os testes é necessário criar o dispositivo semicondutor na ferramenta *Device Database Editor*. Os dispositivos testados nesse trabalho foram criados conforme o tutorial de (GOMES, 2015).

Figura 33 – Circuito de Simulação para os Testes dos Semicondutores

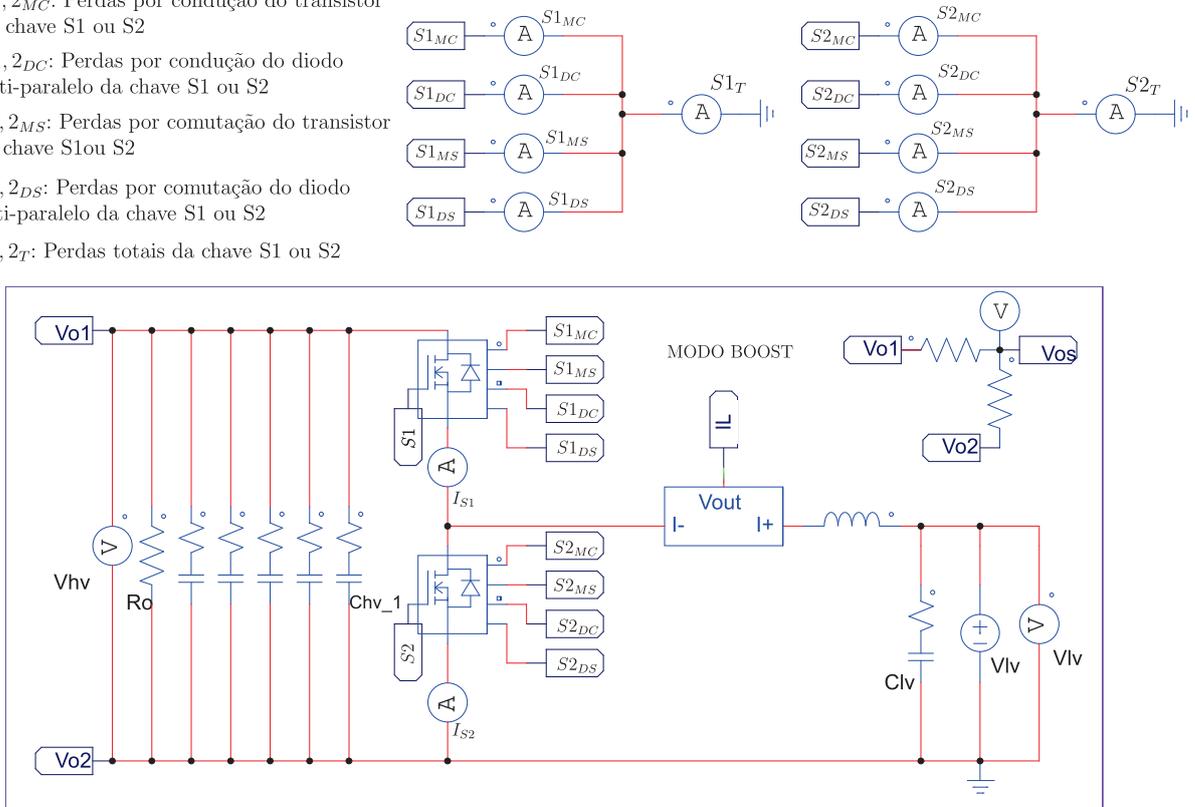
$S1, 2_{MC}$: Perdas por condução do transistor da chave S1 ou S2

$S1, 2_{DC}$: Perdas por condução do diodo anti-paralelo da chave S1 ou S2

$S1, 2_{MS}$: Perdas por comutação do transistor da chave S1 ou S2

$S1, 2_{DS}$: Perdas por comutação do diodo anti-paralelo da chave S1 ou S2

$S1, 2_T$: Perdas totais da chave S1 ou S2



Fonte: Própria autora.

4.2.2.1 Testes para o MOSFET IRFP260N

O MOSFET IRFP260N foi testado com as condições de operação definidas na Tabela 6, que são:

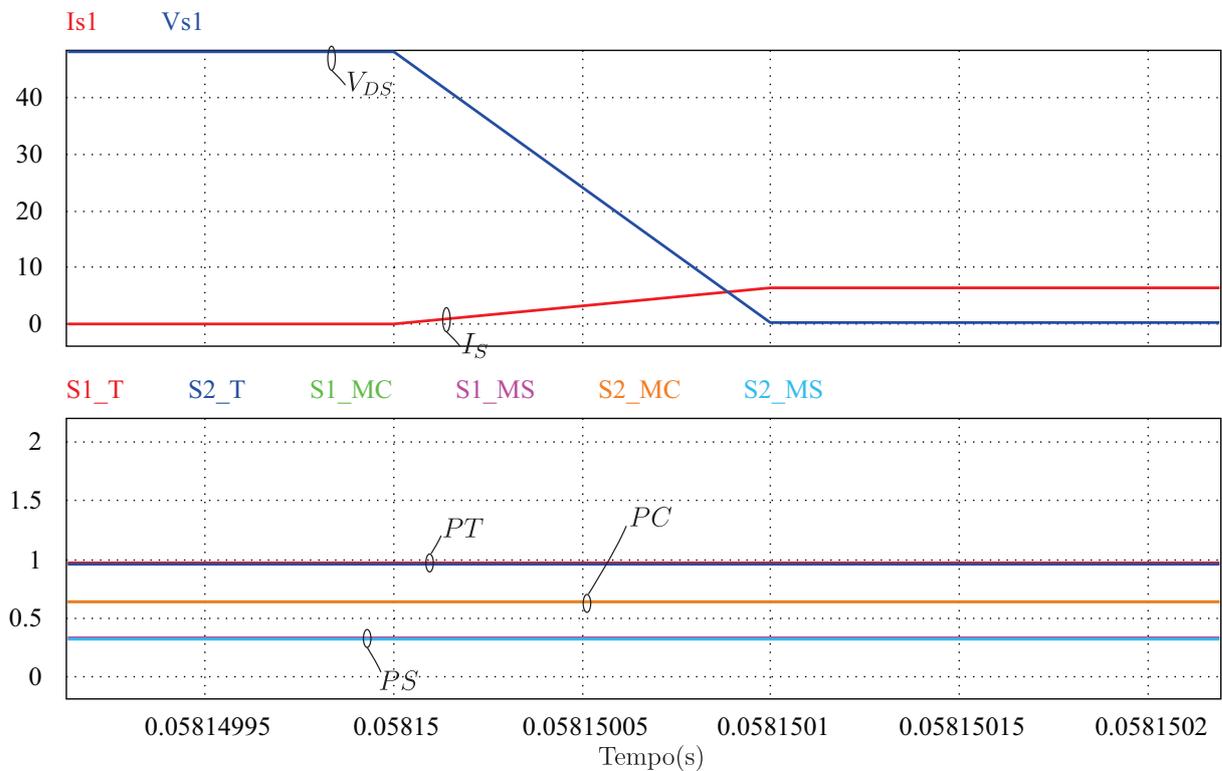
- Modo de operação adotado: Modo *Buck*;
- Tensão no barramento $V_{hv} = 48 V$;
- Tensão no barramento $V_{lv} = 24 V$;
- Potência nominal de entrada: $P = 155,7 W$;

. Os resultados de simulação para o teste do MOSFET IRFP260N encontram-se nas Figuras 34 e 35 e na Tabela 14.

4.2.2.2 Testes para o MOSFET IRFP4710

O MOSFET IRFP4710 foi testado com as condições de operação definidas na Tabela 6, que são: modo de operação adotado: Modo *Buck*; tensão no barramento $V_{hv} = 48 V$;

Figura 34 – Resultados de Simulação das Perdas do *MOSFET IRFP260N* - Entrada em Condução



Fonte: Própria autora.

Tabela 14 – Resultados de Simulação das Perdas do *MOSFET IRFP260N*

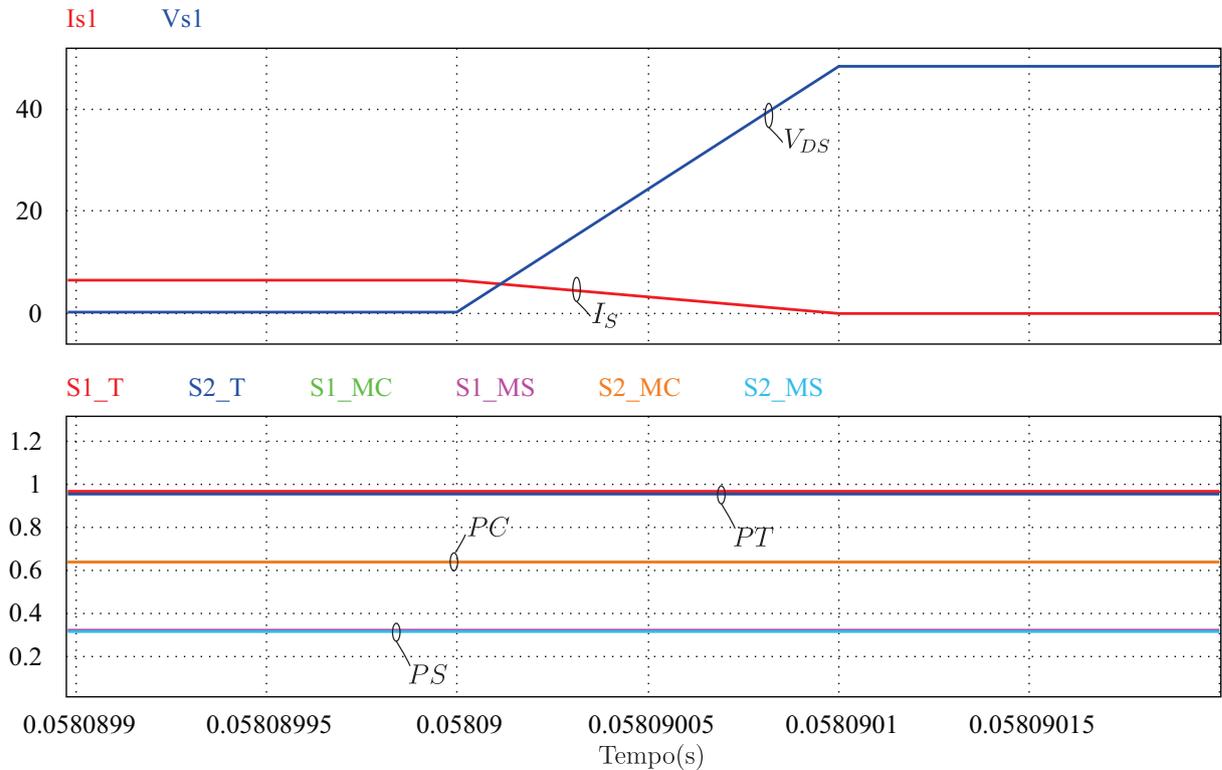
Chave	S_1	S_2
Perdas por condução	$P_{con} = 0,655 \text{ W}$	$P_{con} = 0,64 \text{ W}$
Perdas por comutação	$P_{sw} = 1,118 \text{ W}$	$P_{sw} = 1,117 \text{ W}$
Perdas totais	$P_{IRFP260N} = 1,77 \text{ W}$	$P_{IRFP260N} = 1,757 \text{ W}$
Condições de teste	$I_D = 3,216 \text{ A}$ $V_{DS} = 48 \text{ V}$	$I_D = 3,216 \text{ A}$ $V_{DS} = 48 \text{ V}$

Fonte: a autora.

tensão no barramento $V_{lv} = 24 \text{ V}$; resistência da carga equivalente de saída = $3,7 \Omega$; potência nominal de entrada: $P = 155,7 \text{ W}$; corrente através do indutor: $I_L = 6,49 \text{ A}$.

Os resultados de simulação para o teste do *MOSFET IRFP4710* encontram-se nas Figuras 36 e 37 e na Tabela 15.

Figura 35 – Resultados de Simulação das Perdas do *MOSFET IRFP260N* - Entrada em Bloqueio



Fonte: Própria autora.

Tabela 15 – Resultados de Simulação das Perdas do *MOSFET IRFP4710*

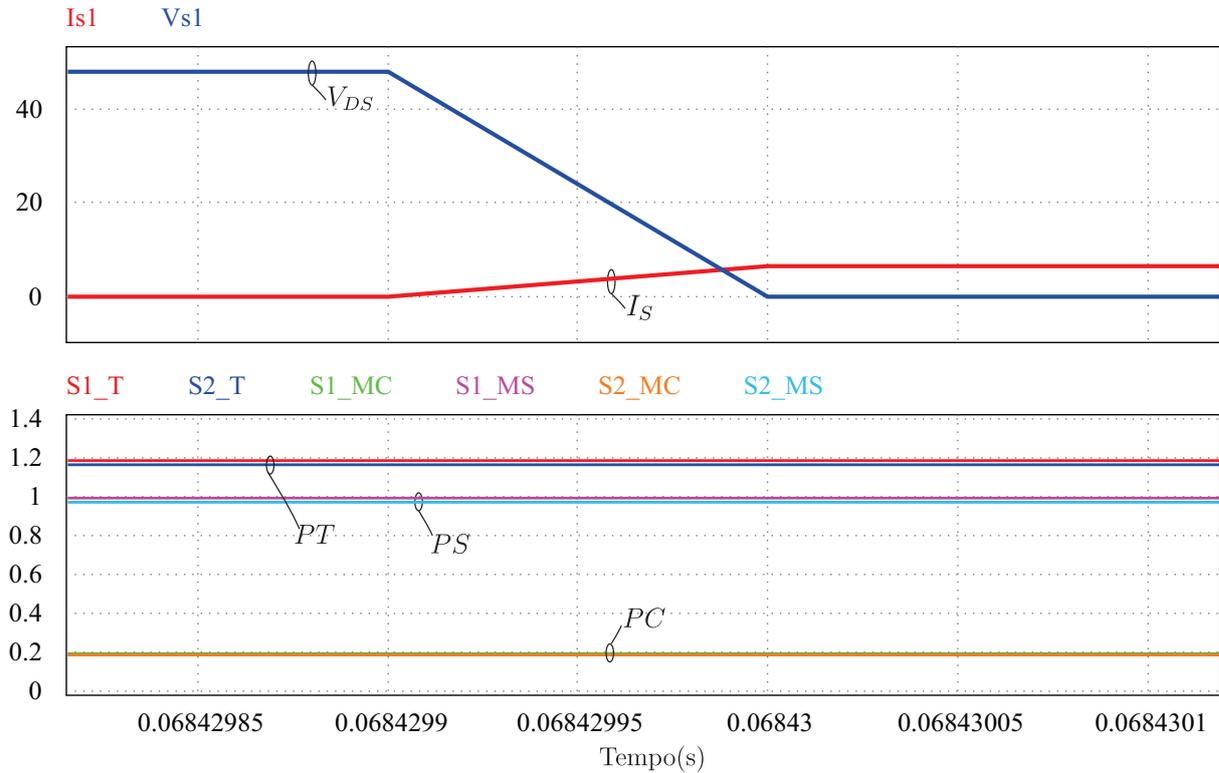
Chave	S_1	S_2
Perdas por condução	$P_{con} = 0,192 \text{ W}$	$P_{con} = 0,19 \text{ W}$
Perdas por comutação	$P_{sw} = 0,994 \text{ W}$	$P_{sw} = 0,975 \text{ W}$
Perdas totais	$P_{IRFP4710} = 1,18 \text{ W}$	$P_{IRFP4710} = 1,165 \text{ W}$
Condições de teste	$I_D = 3,217 \text{ A}$ $V_{DS} = 48 \text{ V}$	$I_D = 3,217 \text{ A}$ $V_{DS} = 48 \text{ V}$

Fonte: a autora.

4.2.2.3 Testes para o *MOSFET IRF8010*

O *MOSFET IRF8010* foi testado com as condições de operação definidas na Tabela 6. Os resultados de simulação para o teste do *MOSFET IRF8010* encontram-se na Tabela 16.

Figura 36 – Resultados de Simulação das Perdas do *MOSFET IRFP4710* - Entrada em Condução



Fonte: Própria autora.

Tabela 16 – Resultados de Simulação das Perdas do *MOSFET IRF8010*

Chave	S_1	S_2
Perdas por condução	$P_{con} = 0,252 \text{ W}$	$P_{con} = 0,252 \text{ W}$
Perdas por comutação	$P_{sw} = 0,547 \text{ W}$	$P_{sw} = 0,547 \text{ W}$
Perdas totais	$P_{IRF8010} = 0,799 \text{ W}$	$P_{IRF8010} = 0,799 \text{ W}$
Condições de teste	$I_D = 3,25 \text{ A}$ $V_{DS} = 48 \text{ V}$	$I_D = 3,22 \text{ A}$ $V_{DS} = 48 \text{ V}$

Fonte: a autora.

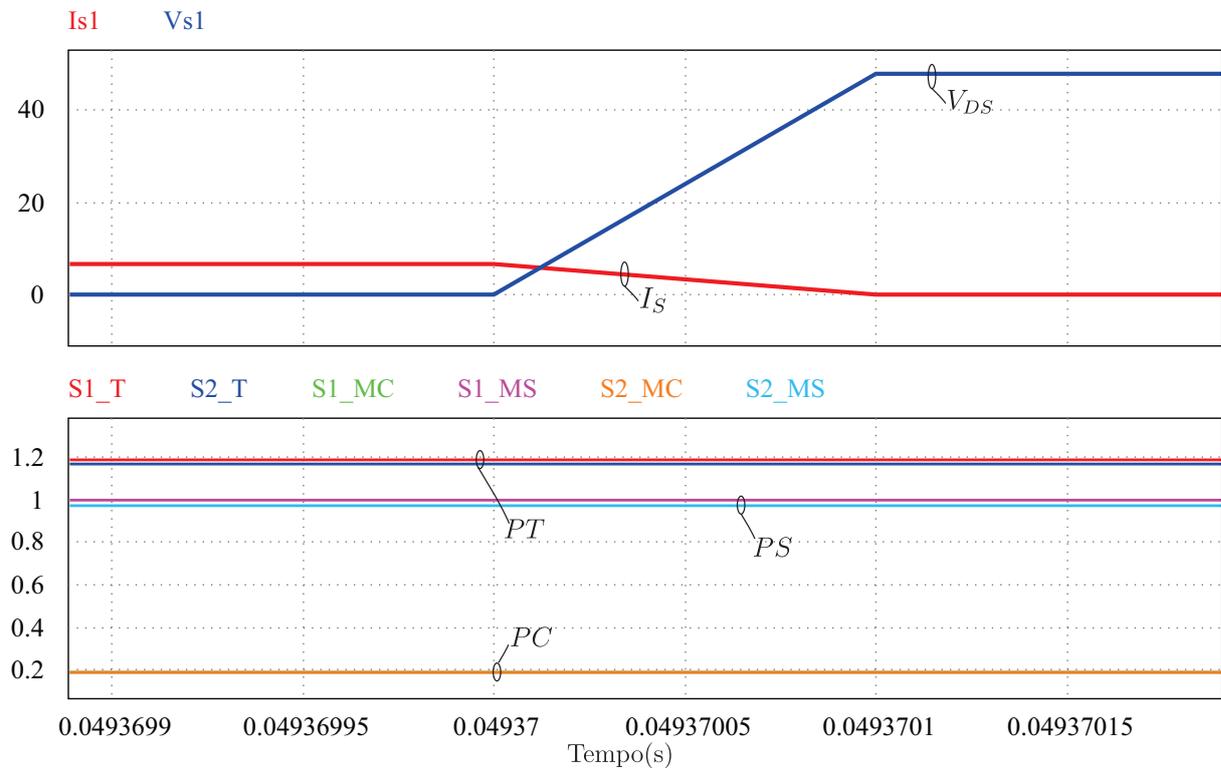
4.2.2.4 Testes para o IGBT

O IGBT *IRG4PC40UD* foi testado via simulação com as mesmas condições de operação definidas para os *MOSFETs*, que são apresentadas na Tabela 6 e os resultados de simulação para o teste do mesmo encontram-se nas Figuras 38 e 39 e na Tabela 17.

4.3 Síntese dos Resultados Teóricos e de Simulação

A Tabela 18 mostra um resumo dos resultados teóricos e compara com os resultados obtidos via simulação para os testes dos semicondutores.

Figura 37 – Resultados de Simulação das Perdas do *MOSFET IRFP4710* - Entrada em Bloqueio



Fonte: Própria autora.

Tabela 17 – Resultados de Simulação das Perdas do *IGBT IRG4PC40UD*

Chave	S_1	S_2
Perdas por condução	$P_{con} = 4,8 \text{ W}$	$P_{con} = 4,8 \text{ W}$
Perdas por comutação	$P_{sw} = 0 \text{ W}$	$P_{sw} = 0 \text{ W}$
Perdas totais	$P_{IGBT} = 4,8 \text{ W}$	$P_{IGBT} = 4,8 \text{ W}$
Condições de teste	$I_C = 3,25 \text{ A}$ $V_{CE} = 48 \text{ V}$	$I_C = 3,22 \text{ A}$ $V_{CE} = 48 \text{ V}$

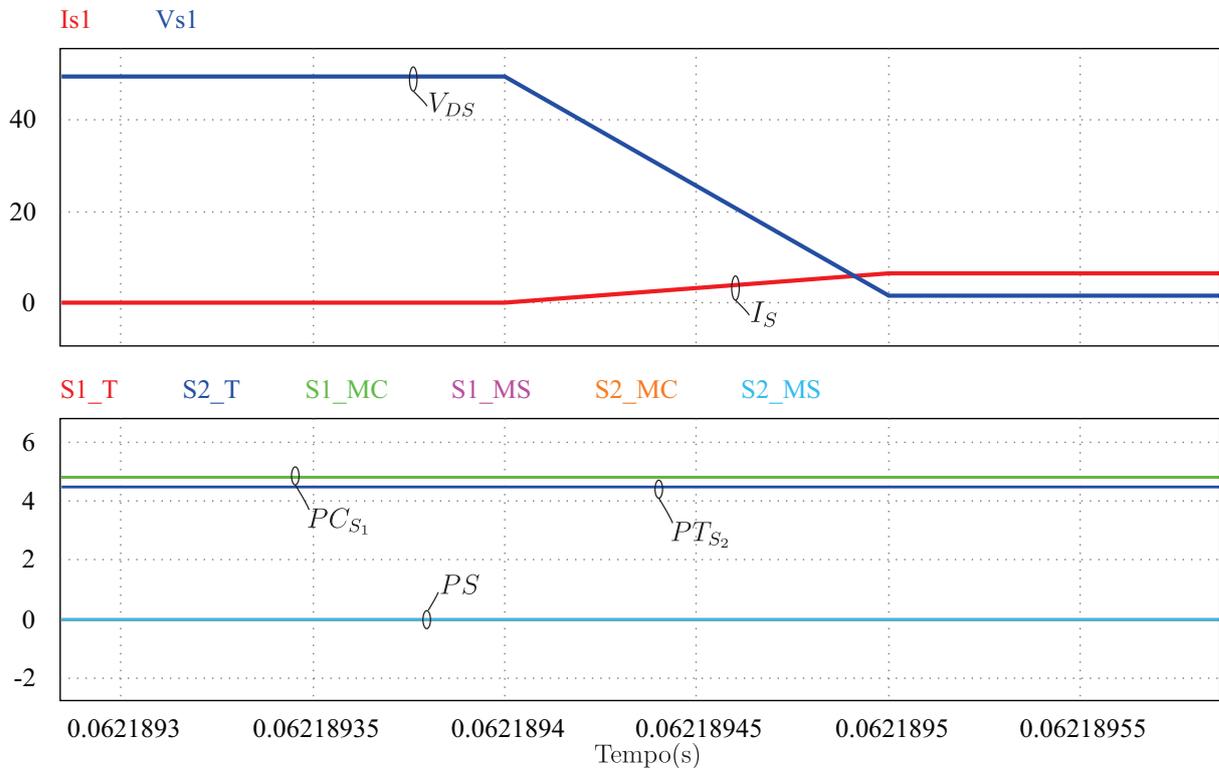
Fonte: a autora.

Tabela 18 – Resumo dos Resultados Teóricos e de Simulação

Semicondutor	Valor	P. por condução	P. por comutação	Perdas Totais
IRFP260N	Teórico	0,841 W	0,42 W	1,26 W
IRFP260N	Simulado	0,655 W	1,118 W	1,77 W
IRFP4710	Teórico	0,231 W	0,654 W	0,885 W
IRFP4710	Simulado	0,192 W	0,994 W	1,18 W
IRF8010	Teórico	0,315 W	0,973 W	1,29 W
IRF8010	Simulado	0,252 W	0,547 W	0,799 W
IRG4PC40UD	Teórico	4 W	0,213 W	4,214 W
IRG4PC40UD	Simulado	4,8 W	0 W	4,8 W

Fonte: a autora.

Figura 38 – Resultados de Simulação das Perdas do IGBT IRG4PC40UD - Entrada em Condução



Fonte: Própria autora.

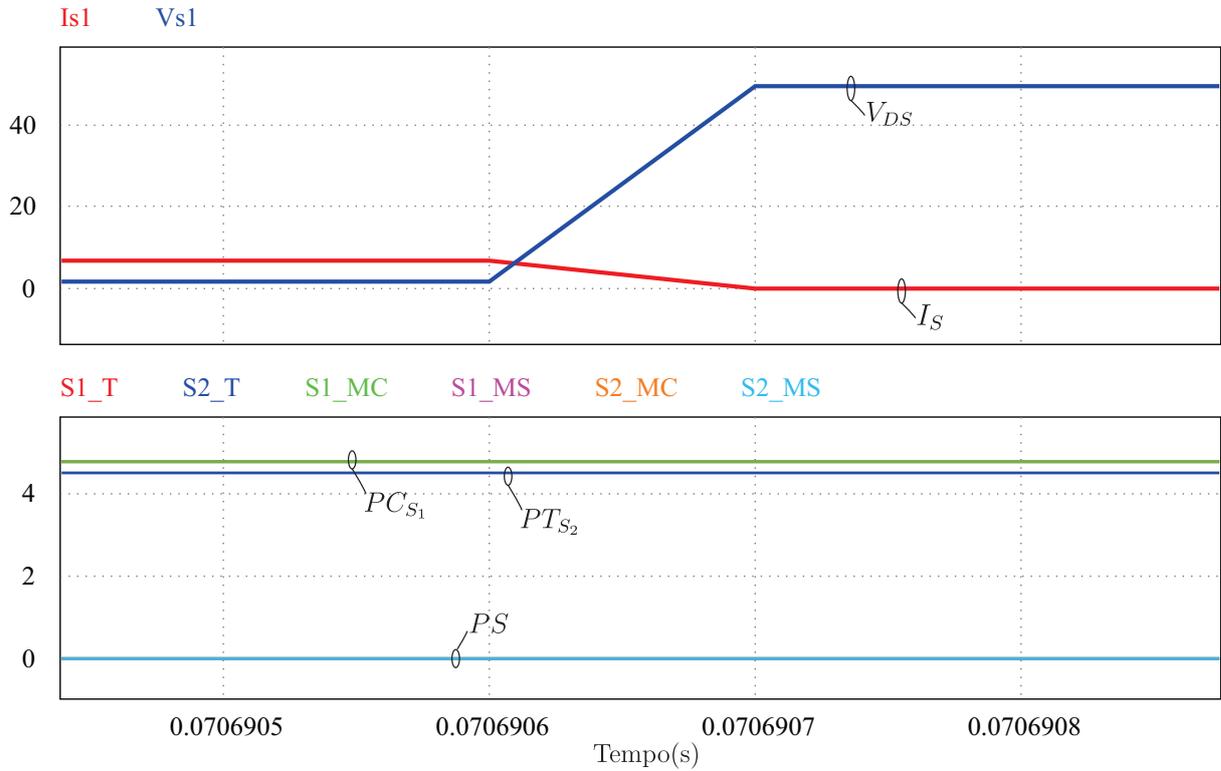
4.4 Resultados Experimentais Preliminares

A plataforma montada em laboratório (Figura 27) foi testada em malha aberta. O conversor foi testado no modo *Buck* com um valor de tensão de entrada igual a aproximadamente 16 V e obteve um valor de tensão de saída de aproximadamente 7,5 V. A Figura 40 mostra os resultados experimentais para tensão de entrada e saída e para corrente através do indutor e de uma das chaves.

Os testes foram feitos com o *MOSFET IRF8010* que possui um valor de tensão nominal igual a 100 V. A tensão sobre a chave apresentou valores elevados, cerca de 300% a mais que o valor que deveria apresentar e uma ressonância foi detectada no momento da comutação, como mostra a Figura 41. Por isso o valor da tensão de entrada teve que ser limitado em volta dos 16 V.

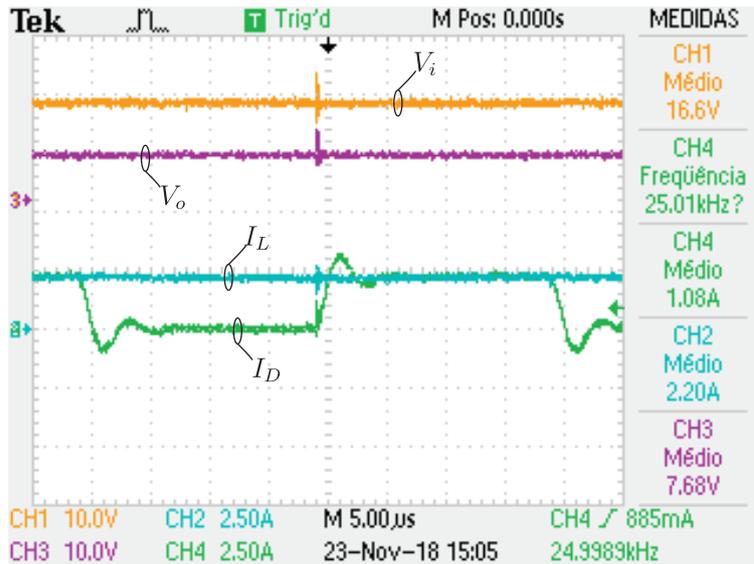
Os resultados experimentais nos instantes de entrada e saída em condução são mostrados na Figura 42.

Figura 39 – Resultados de Simulação das Perdas do IGBT IRG4PC40UD - Entrada em Bloqueio



Fonte: Própria autora.

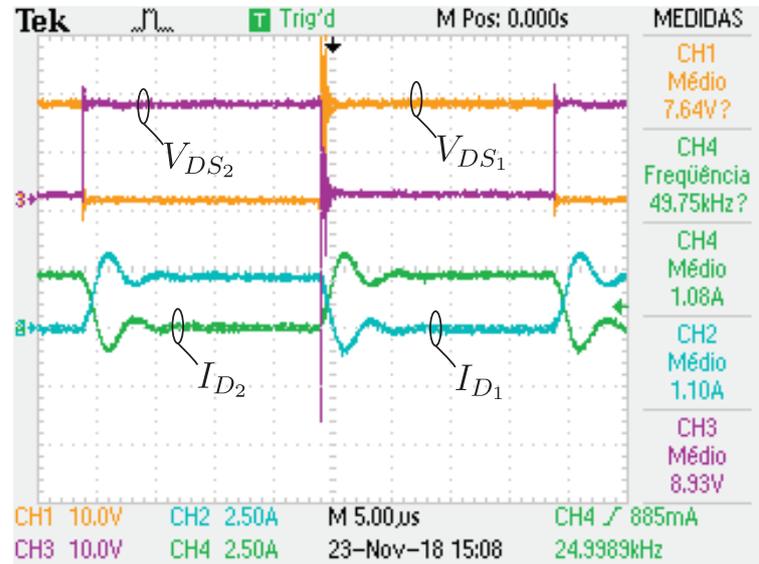
Figura 40 – Resultados Experimentais do Conversor - Tensões de saída e entrada, correntes através da chave e do indutor.



Fonte: Própria autora.

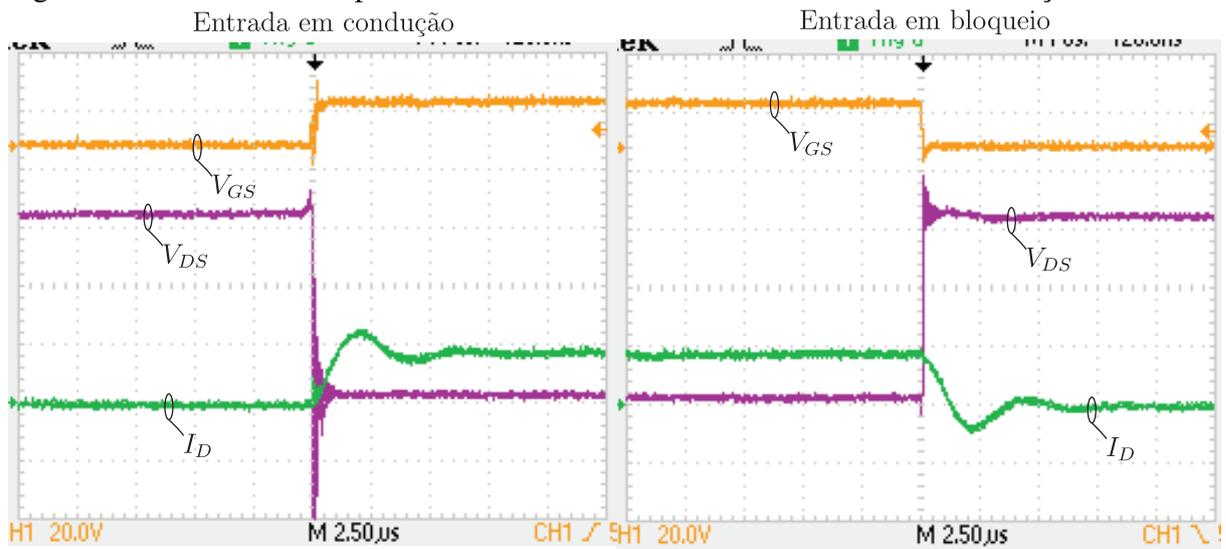
Quantificar as perdas por comutação nas chaves ficou inviável experimentalmente, visto que os resultados não demonstraram ser precisos e obtiveram muita interferência devido as

Figura 41 – Resultados Experimentais do Conversor - Tensão e corrente nas chaves.



Fonte: Própria autora.

Figura 42 – Resultados Experimentais do Conversor - Entrada e saída em condução.



Fonte: Própria autora.

indutâncias parasitas.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou o estudo das perdas por condução e comutação de um conversor classe C. O objetivo foi mostrar a importância dessa etapa na implementação de qualquer conversor, já que quantificar essas perdas influencia diretamente na eficiência e confiabilidade do conversor como um todo. As perdas por condução e comutação foram analisadas tanto pro *MOSFET* quanto pro *IGBT*, que são dois dos interruptores mais utilizados atualmente.

O trabalho também apresentou o projeto do conversor classe C para toda sua faixa de operação, bem como o projeto das malhas de controle. Os resultados do conversor operando em malha fechada via simulação foram apresentados e comparados com os resultados obtidos em malha aberta. Concluiu-se que o controlador conseguiu remover a característica oscilatória do conversor nos degraus de carga dados, principalmente para níveis mais elevados de potência.

Observou-se que os resultados teóricos e de simulação, quanto à análise de perdas, se assemelharam e que nas mesmas condições de operação os diferentes semicondutores testados apresentam características de perdas diferentes. Isso já era esperado, visto que cada semicondutor tem suas características específicas e isso interfere diretamente na análise de perdas.

Dos resultados de simulação provenientes dos testes realizados com o módulo termal foi possível observar que as resistências de *gate* utilizadas influenciam bastante nas perdas por comutação, quanto maior a resistência, mais tempo a corrente demora para subir ou descer e isso acarreta em maiores perdas por comutação.

Os resultados experimentais não foram precisos, obtiveram muitas interferências e ruídos. Sinais ressonantes nas chaves foram detectados, o que pode ser explicado pela presença de indutâncias parasitas causadas pelas trilhas presentes na placa de potência. Uma forma de atenuar esses sinais seria a inserção de circuitos *snubbers*, que servem como filtros e protegem as chaves evitando sinais ressonantes e picos de tensão ou corrente.

Visando a continuidade deste trabalho, seguem sugestões de melhorias e trabalhos futuros:

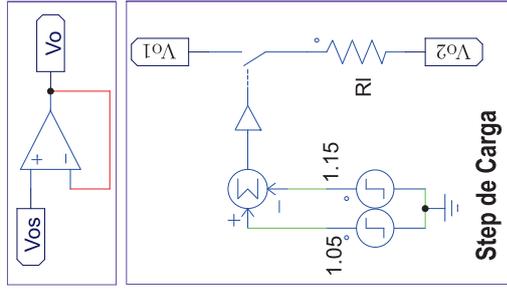
- Fazer reparos na placa de potência, para a atenuação dos sinais ressonantes e valores de tensão elevados sobre as chaves.
- Projetar e inserir os circuitos *snubbers*.
- Adicionar a análise do cálculo térmico.
- Inserir uma malha de controle de temperatura, que pode ser implementada via célula *Peltier*.

- Obter a análise de perdas experimentalmente e comparar com os resultados teóricos e simulados.

REFERÊNCIAS

- BALIGA, B. J. **Fundamentals of Power Semiconductor Devices**. 2008. ed. [S.l.]: Springer, 2010. ISBN 0387473130.
- BASCOPE, A. J. P. R. P. T. **O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência**. [S.l.]: Sagra, 1997.
- BASCOPE, B. B. C. F. J. B. de Brito Jr.; Debora Pereira Damasceno; Bruno R. de A. R. P. T. Modelo equivalente e controle digital de um conversor cc-cc boost intercalado com alto ganho de tensão. In: CBA - CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA. João Pessoa - PB - Brasil, 2018.
- BOYLESTAD, L. N. R. L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. 8. ed. [S.l.]: Pearson, 2002. ISBN 8587918222.
- GOMES, D. R. J. daniel da S. **Tutorial - PSIM SOFTWARE**. Fortaleza, CE, Brasil: [s.n.], 2015.
- HART, D. W. **Power Electronics**. 3. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2011. ISBN 007741795X, 9780077417956.
- HELDWEIN, A. D. C. M. S. O. S. A. M. M. L. Power semiconductor switching losses experimental characterization system. **IEEE - XI Brazilian Power Electronics Conference**, 9 2011. Praiamar, Brazil.
- HELDWEIN, A. L. B. A. J. P. S. M. M. Evaluation of the hybrid four-level converter employing half-bridge modules for two different modulation schemes. **Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC**, p. 909–914, fev. 2010.
- MELLO, E. I. H. A. **Dispositivos Semicondutores**. 4. ed. [S.l.]: Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1981.
- MORITZ, R. M. B. **ESTUDO DE PERDAS POR COMUTAÇÃO, CONDUÇÃO E CÁLCULO TÉRMICO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS NÍVEIS**. Joinville, SC, Brasil: [s.n.], 2014. Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica, no Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina.
- POMILIO, J. A. **EE833 Eletrônica de Potência**. Campinas, SP, Brasil: [s.n.], 2018.
- RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. [S.l.]: Makron, 1999. ISBN 853460598X.
- RECTIFIER, I. **IRG4PC40UD - INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE**. 1997. Datasheet.
- SARTORI, H. C. **Uma nova metodologia de projeto para a otimização do volume do conversor Boost PFC**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal De Santa Maria, Santa Maria, RS, Brasil, 2009.
- TODD, P. C. Uc3854 controlled power factor correction circuit design. **UNITRODE - Application Note**, v. 1, n. 1, 1999. Application Note.

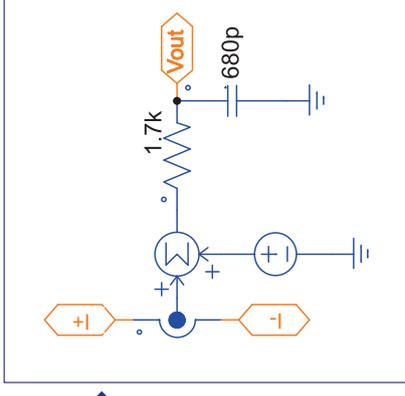
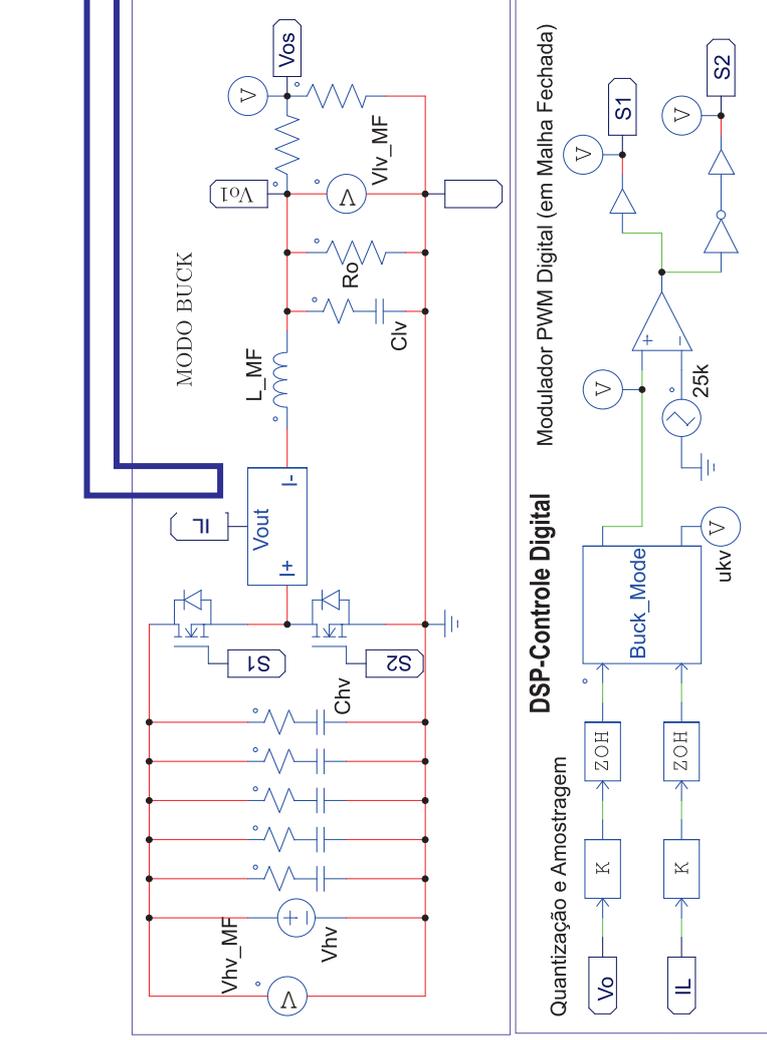
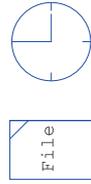
APÊNDICE A – APÊNDICE A - CIRCUITOS SIMULADOS



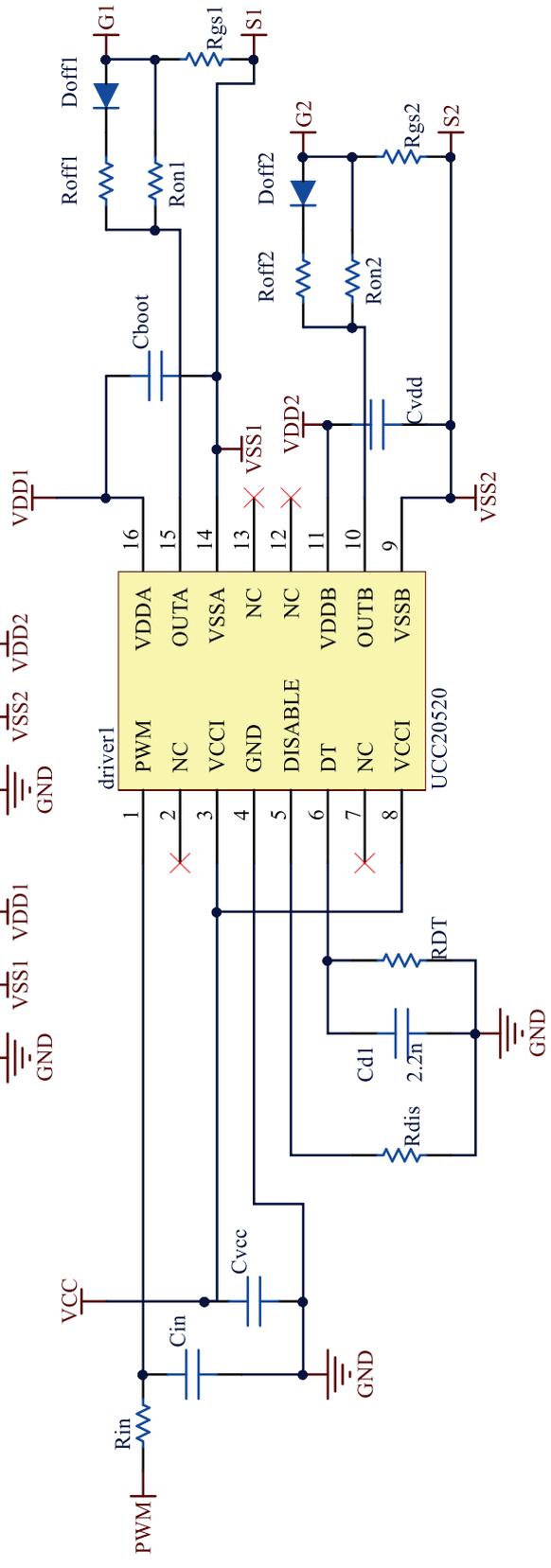
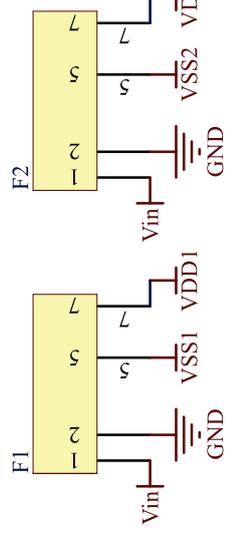
% ---- Parâmetros da Planta --- %

- Vlv=12
- Vhv=24
- Lo=2m
- Ro=1.2
- Rl=1.2
- Vclv=12
- Vchv=24

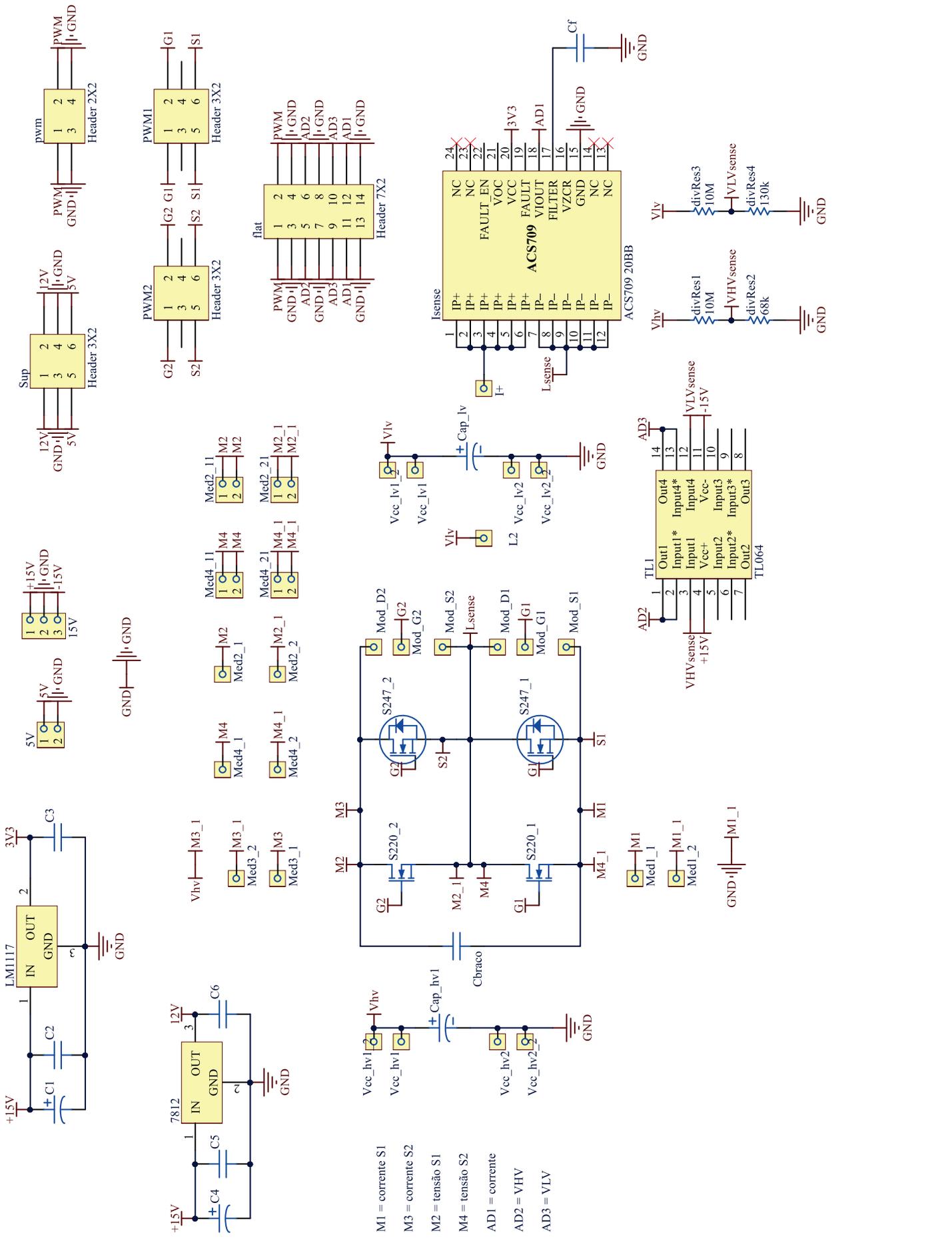
Parâmetros de Simulação



APÊNDICE B – APÊNDICE B - ESQUEMÁTICO DA PLACA DO DRIVER



APÊNDICE C – APÊNDICE C - ESQUEMÁTICO DA PLACA DE POTÊNCIA



- M1 = corrente S1
- M3 = corrente S2
- M2 = tensão S1
- M4 = tensão S2
- AD1 = corrente
- AD2 = VHV
- AD3 = VLV

APÊNDICE D – APÊNDICE D - PROJETO DO INDUTOR

1. Projeto do Indutor de entrada L

Parâmetros Importantes para o Projeto (COLOCAR COM A SUA RESPECTIVA UNIDADE):

$L_o := 2 \cdot 10^{-3} \text{H}$	(Valor da indutância)
$\Delta I_L := 0.1 \cdot 20 \text{A} = 2 \text{A}$	(Ondulação de Corrente)
$f_L := 25000 \text{Hz}$	(Frequência de Operação do indutor)
$I_L := 20 \text{A}$	(Corrente Média no Indutor)
$I_{Lef} := 20 \text{A}$	(Corrente Eficaz no Indutor)
$I_{Lpk} := I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 21 \text{A}$	(Pico de Corrente no Indutor)
$B_L := 0.3 \text{T}$	(Densidade de Fluxo Máxima para Núcleo de Ferrite)
$J_{max} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$	(Densidade de corrente máxima para um fio de cobre. Pode ser adotado de 250-500 A/cm ²)
$K_{wL} := 0.4$	(Fator de utilização da área da janela do núcleo. Pode variar de 0.4 a 0.7)
$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{T} \cdot \text{m}}{\text{A}}$	(Permeabilidade Magnética do ar)
$\rho_{Cu} := 2.11 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$	(Resistividade do Cobre a 80°C)

Dimensionamento do magnético.

Calculando o produto das áreas $A_e A_w$, onde A_e é a área da seção do caminho magnético e A_w é a área da janela.

$$A_e A_{wL_calculado} := \frac{(L_o \cdot I_{Lpk} \cdot I_{Lef})}{K_{wL} \cdot B_L \cdot J_{max}} \quad A_e A_{wL_calculado} = 155.556 \cdot \text{cm}^4$$

O núcleo de ferrite utilizado deve possuir um produto de áreas maior do que o calculado acima, para isto será usado o núcleo mostrado na fig. 2

$$A_{eL} := 645.16 \cdot 3 \cdot 10^{-2} (\text{cm})^2 = 1.935 \times 10^{-3} \text{m}^2$$

$$A_{wL} := (50.8 - 25.4) \cdot \frac{25.4 \cdot 3}{2} \cdot [10^{-2} (\text{cm})^2] = 9.677 \times 10^{-4} \text{m}^2$$

$$A_{eL} \cdot A_{wL} = 187.304 \cdot \text{cm}^4$$

$$V_{eL} := 3 \cdot 140450.18 \text{mm}^3 = 0.421 \text{L} \quad (\text{Vol. do Núcleo})$$

$$H_w := 38.1 \cdot 2 \text{mm} = 0.076 \text{m} \quad (\text{Altura da Janela})$$

$$\text{Comp}N_L := 1.2 \cdot (25.4 \cdot 2 + 25.4 \cdot 3 \cdot 2) \text{mm} = 243.84 \cdot \text{mm} \quad (\text{Comprimento médio da espira // } *1.2 \text{ é o fator de correção})$$

$$\text{Comp_circ_mag} := 38.1 \text{mm} \cdot 4 + 50.8 \text{mm} - 25.4 \text{mm} = 177.8 \cdot \text{mm} \quad (\text{Comprimento do Circ. magnético})$$

NEE-76/50/25

Parâmetros Efetivos do Núcleo:

$\Sigma l/A$	0,337 mm ⁻¹
Le	217,69 mm
Ae	645,16 mm ²
Amin	---
Ve	140450,18 mm ³

Peso Aprox. (pç) 315,2 g

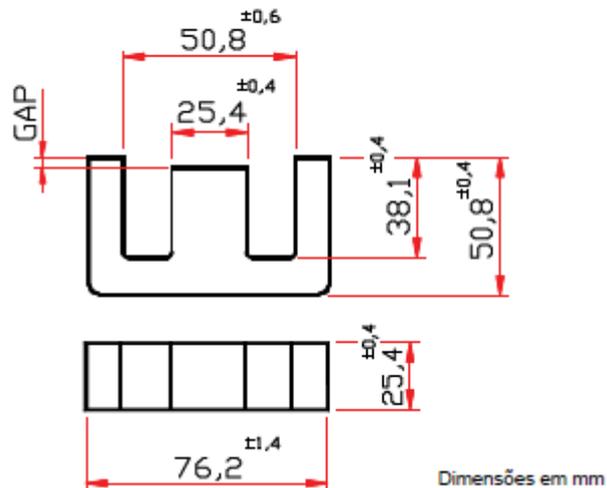


Fig. 2- Núcleo Utilizado para o Projeto do Indutor.

Calculando o número de espiras, é obtido que:

$$NL_{\text{calculado}} := \text{ceil} \left(\frac{L_o \cdot IL_{pk}}{B_L \cdot Ae_L} \right) \quad NL_{\text{calculado}} = 73$$

Calculando o entreferro, é obtido que:

$$\text{Gap} := NL_{\text{calculado}}^2 \mu_o \cdot \frac{Ae_L}{L_o} \quad \text{Gap} = 0.648 \cdot \text{cm}$$

Para o núcleo NEE que o GAP deve ser ajustado manualmente, o comprimento deste deve ser:

$$\delta_L := \frac{\text{Gap}}{2} \quad \delta_L = 0.324 \cdot \text{cm}$$

O efeito de espraimento vai afetar a indutância, então é calculado uma nova quantidade de espiras:

$$F_{\text{esp}} := 1 + \frac{\text{Gap}}{\sqrt{Ae_L}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot Hw}{\text{Gap}} \right) \quad F_{\text{esp}} = 1.465$$

$$NL_{\text{utilizado}} := \text{ceil} \left(\frac{L_o \cdot IL_{pk}}{B_L \cdot Ae_L \cdot \sqrt{F_{\text{esp}}}} \right) \quad NL_{\text{utilizado}} = 60$$

Dimensionamento da Seção do Condutor

Cálculo da seção de um único condutor.

$$\text{Sec}_L := \frac{I_{Lef}}{J_{max}} \quad \text{Sec}_L = 0.044 \cdot \text{cm}^2$$

A espessura do fio será escolhida levando em consideração o efeito Skin, os cálculos para o maior fio estão logo abaixo.

$$\Delta_L := \sqrt{\frac{2\rho_{Cu}}{\mu_0 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_L}} \quad \Delta_L = 0.046 \cdot \text{cm}$$

$$DL_{fio_max} := 2 \cdot \Delta_L \quad DL_{fio_max} = 0.092 \cdot \text{cm} \quad DL_{fio_20} := 0.089$$

O fio 20AWG atende a critério anterior e possui as seguintes seções:

$$S20AWGS := 0.005176 \text{cm}^2 \quad (\text{Seção sem isolamento})$$

$$S20AWGC := 0.006244 \text{cm}^2 \quad (\text{Seção com isolamento})$$

Logo, o número de fios em paralelo deve ser:

$$N_{par_L} := \text{ceil}\left(\frac{\text{Sec}_L}{S20AWGS}\right) \quad N_{par_L} = 9$$

A relação da área utilizada da janela tem que ser menor que o Kw assumido, então:

$$Rel_{Aw} := \frac{(N_{par_L} \cdot NL_{utilizado} \cdot S20AWGC)}{Aw_L} \quad Rel_{Aw} = 0.348 \quad Kw_L = 0.4$$

Como a relação foi menor que o Kw este núcleo pode ser utilizado

O comprimento total de fio a ser utilizado é dado por:

$$\text{Comp}_{Fio} := N_{par_L} \cdot NL_{utilizado} \cdot \text{Comp}N_L \quad \text{Comp}_{Fio} = 131.674 \text{ m}$$

Perdas no Indutor

As perdas no indutor são dadas para a resistência elétrica do enrolamento, chamadas de perda por condução, e pelo laço de histerese (curva B-H) devido a ondulação de corrente, chamadas de perdas no Núcleo. As perdas no núcleo por serem pequenas podem ser desconsideradas

Perdas por Condução

$$R_{Fio} := NL_{utilizado} \cdot \frac{(\rho_{Cu} \cdot \text{Comp}N_L)}{N_{par_L} \cdot S20AWGS} \quad R_{Fio} = 0.066 \Omega$$

$$P_{cond_L} := R_{Fio} \cdot I_{Lef}^2 \quad P_{cond_L} = 26.507 \text{ W}$$

Perdas no núcleo

$$P_{\text{cm}^3} := 100 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \quad (\text{Perdas no núcleo por cm}^3)$$

$$P_{\text{core}_L} := P_{\text{cm}^3} \cdot V_{eL} \quad P_{\text{core}_L} = 42.135 \text{ W}$$

Perda Total

$$P_{\text{total}_L} := P_{\text{cond}_L} + P_{\text{core}_L} = 68.642 \text{ W}$$

Resumo do Projeto do Indutor

Condutor utilizado: 20AWG

Núcleo 3 x NEE-76/50/25 da Thornton

$$L_o = 2 \times 10^3 \cdot \mu\text{H} \quad (\text{Valor da indutância})$$

$$NL_{\text{utilizado}} = 60 \quad (\text{Num.de Espiras})$$

$$N_{\text{par}_L} = 9 \quad (\text{Num.de Condutores em Paralelo})$$

$$\text{Comp1 fio} := \text{Comp}N_L \cdot NL_{\text{utilizado}} = 14.63 \text{ m}$$

$$\text{TamanhodoFio} := (\text{Comp}_{\text{Fio}}) = 131.674 \text{ m}$$

$$\text{Gap} = 0.648 \cdot \text{cm} \quad (\text{Dimensão do GAP})$$

$$P_{\text{total}_L} = 68.642 \text{ W} \quad (\text{Perda Total})$$