



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CAMPUS FLORIANÓPOLIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ALEXSANDRA ROSPIRSKI

**CONVERSOR CA-CC BASEADO NA INTEGRAÇÃO DE UM CONVERSOR
FORWARD DUAS CHAVES COM UM CONVERSOR BOOST PARA APLICAÇÃO
EM UM TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO**

Florianópolis, Santa catarina - Brasil
2020

ALEXSANDRA ROSPIRSKI

**CONVERSOR CA-CC BASEADO NA INTEGRAÇÃO DE UM CONVERSOR
FORWARD DUAS CHAVES COM UM CONVERSOR BOOST PARA APLICAÇÃO
EM UM TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Santa Catarina para a obtenção do título de Mestre
em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr.

Florianópolis, Santa catarina - Brasil

2020

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

Rospirski, Aleksandra

Conversor CA-CC Baseado na Integração de um Conversor
Forward duas Chaves com um Conversor Boost para Aplicação
em um Transformador de Estado Sólido / Aleksandra Rospirski
; orientador, Ivo Barbi, 2020.

216 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2020.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de Potência. 3.
Conversor CA-CC isolado. 4. Transformador de Estado Sólido.
I. Barbi, Ivo. II. Universidade Federal de Santa Catarina.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

ALEXSANDRA ROSPIRSKI

**CONVERSOR CA-CC BASEADO NA INTEGRAÇÃO DE UM CONVERSOR
FORWARD DUAS CHAVES COM UM CONVERSOR BOOST PARA APLICAÇÃO
EM UM TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO**

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Hugo R. Estofanero Larico, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC

Prof. Sérgio V. Garcia Oliveira, Dr.
Universidade Regional de Blumenau – UDESC – FURB

Prof. Tiago Davi Curi Busarello, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Coordenação do Programa de
Pós-Graduação

Prof. Ivo Barbi, Dr.
Orientador

Florianópolis, Santa Catarina - Brasil, 2020.

*Este trabalho é dedicado ao meu pequeno Isac,
que me ensinou que não existe cedo ou tarde,
e que tudo tem seu tempo.*

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente à minha mãe Jucimara, que sempre apoiou todas as minhas escolhas e fez de tudo para eu conseguir conquistar meus objetivos. Ao meu padrasto Carlos, que sempre esteve presente como um pai em minha vida. Aos meus sogros, Júlio e Fabiana, que me acolheram como uma segunda família, onde fui sempre muito bem vinda. Às minhas duas irmãs pequenas, Maria Eduarda e Gabriela, e também aos meus sobrinhos, Elena e Otávio, que apesar da minha distância devido à minha falta de tempo, sempre se mantiveram perfeitamente presentes. Às minhas irmãs mais velhas, Andressa e Fernanda, que sempre foram ao mesmo tempo mãe e irmãs para mim, me incentivando e sempre sendo meu exemplo para as escolhas de minha vida. Agradeço também aos meus cunhados, Ítalo, Rodrigo e Pedro, por tornarem nossa família mais divertida.

Gostaria de agradecer imensamente ao meu companheiro de vida, João Alfredo, por todo amor, confiança, e companheirismo em todo momento desta minha caminhada e nos meus últimos 9 anos de vida, você é simplesmente a melhor pessoa que apareceu em minha vida e trouxe ao mundo o maior presente que o universo poderia dar, meu pequeno Isac, que também agradeço e dedico este trabalho.

Ao professor Ivo Barbi, um agradecimento especial, que além de possuir uma didática incrível, me orientou com dedicação e sabedoria nesta dissertação. Me apoiando com perseverança para que eu conseguísse superar todos os obstáculos e concluir este trabalho. Muito obrigada pela paciência e por todos os ensinamentos que levarei para a vida.

Não poderia deixar de agradecer aos meus amigos e colegas de trabalho do Instituto IBEPE, Victor, Rogério, Cadu e Guilherme. Obrigada por estarem sempre dispostos a me ajudar e apoiar, sou eternamente grata por todo o aprendizado e pelos momentos de descontração.

Aos professores da UFSC, Gierry Waltrick, Nelson Sadowski, Telles Lazzarin, Roberto Coelho, Marcelo Lobo, Arnaldo Perin, Denizar Martins, André Kirsten e Samir Mussa, muito obrigado por compartilharem suas experiências e conhecimentos durante o mestrado.

Aos membros da banca, professor Hugo Larico, professor Sérgio Vidal de Oliveira e Tiago Busarello, agradeço pela dedicação à leitura deste trabalho, como também pelas discussões e contribuições dadas para o enriquecimento do trabalho.

À Universidade Federal de Santa Catarina e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pela oportunidade de estudar em uma excelente universidade pública.

Não poderia deixar de mencionar meus amigos, Imaan, Bianca, Daniella, Morgana, Débora, Letícia, Juliano, Matheus, Felipe, Heloísa, Zat e Luíza que, apesar do meu distanciamento nos últimos anos, sempre mantiveram o contato e a amizade.

Por último, e não menos importante, agradeço à todos meus amigos do mestrado, pelos momentos difíceis e de descontração, que enfrentaram comigo todos os desafios para poder concluir esta jornada.

RESUMO

A crescente demanda de energia elétrica acarreta a necessidade de novas fontes de gerações distribuídas e centralizadas. A conciliação do sistema elétrico nacional com estas novas fontes de geração podem ocasionar interferências na qualidade da energia, com isso, é de grande interesse realizar uma busca tecnológica para modernizar o sistema elétrico tradicional. Esta dissertação tem como objetivo desenvolver um conversor CA-CC para aplicação em uma nova arquitetura de Transformador de Estado Sólido, efetuando correções e regulações da tensão na saída, garantindo a qualidade da energia do sistema elétrico. A Transformador de Estado Sólido aplicado neste trabalho possui dois estágios de operação, sendo o primeiro um conversor CA-CC, resultado da integração de um conversor Forward duas chaves com um conversor Boost, e o segundo CC-CA composto por um inversor. O foco principal deste trabalho foi realizar a validação da topologia implementada no primeiro estágio do Transformador de Estado Sólido, iniciando com uma contextualização sobre os Transformador de Estado Sólido, seguido pela análise teórica da arquitetura, e então o projeto e dimensionamento do seu estágio de potência e controle com o auxílio de programas de simulação. Toda a teoria estudada foi validada através de testes laboratoriais efetuados em um protótipo, comparando estes resultados obtidos em laboratório com os resultados simulados. Como resultado, o protótipo desenvolvido possui potência nominal de 1 kW, tensão de pico na entrada de 311 V/60 Hz, realiza o ajuste de nível da tensão da saída em 400 Vcc, como também, a correção do fator de potência e redução dos ruídos indesejados para a rede, operando em uma alta frequência de comutação de 75 kHz. Esta topologia pode ser conectada em série e paralelo entre módulos, resultando em potências mais elevadas, que podem ser aplicadas futuramente em sistemas de distribuição de energia elétrica, redes elétricas inteligentes, *data centers*, entre outros.

Palavras-chaves: Conversor CA-CC isolado, Transformador de Estado Sólido, Múltiplos Estágios, Sistema de Distribuição de Energia.

ABSTRACT

The increasing demand for electric power, entails to the need for new sources of distributed and centralized power generations. The implementation of these new sources of power generation in the national electrical system might pose interferences in the quality of the energy, therefore, it is of great interest to develop new technologies to modernize the traditional electrical system. This paper proposes a new converter AC-DC applied to a Solid State Transformer, capable of regulating the voltage at the output, making corrections to ensure the quality of the energy. The Solid State Transformer applied in this work has two-stages, the first one being an AC-DC converter resulting from the integration of a two-switch Forward converter with a Boost converter, and the second stage consisting of a DC-AC inverter. The main focus of this document was to validate the AC-DC converter topology, starting with a contextualization of the Solid State Transformers, followed by the theoretical analysis of the AC-DC converter topology, and then the dimensioning of power and control stage with the aid of simulation software. The studied theory was validated comparing the results obtained in the laboratory tests carried out on a prototype, with the ones simulated on software. As a result, the developed prototype has a nominal power of 1 kW, peak voltage at the input of 311 V / 60 Hz, adjusts the output voltage to 400 Vdc, as well as the correction of the power factor and reduction of unwanted noise to the grid, operating at a high switching frequency of 75 kHz. This topology can be connected in series and parallel between modules, resulting in higher powers, which can be applied in the future in electrical energy distribution systems, smart grids, data centers, among others.

Key-words: Isolated AC-DC converters, Solid-State Transformer, Multiple Stages, Power Distribution Systems.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Evolução da fonte solar fotovoltaica no Brasil	29
Figura 1.2 – Comparação do uso de energia renováveis no Brasil e no Mundo	30
Figura 1.3 – Matriz Energética do Brasil 2020	31
Figura 1.4 – Topologia Proposta, integração da ponte retificadora, conversor Forward duas chaves e conversor Boost	32
Figura 2.1 – Atual sistema de fornecimento de energia com transmissão e distribuição utilizando transformadores de 60 Hz	36
Figura 2.2 – Smart grid, comunicação inteligente entre todos os usuários do sistema de energia	37
Figura 2.3 – Configuração básica de um SST	38
Figura 2.4 – Conversor com interruptores ideais proposto por McMurray 1970	39
Figura 2.5 – Transformador de estado sólido abaixador	40
Figura 2.6 – Gráfico da evolução das patentes de SSTs até 2013 para diferentes países	40
Figura 2.7 – Linha do tempo dos transformadores eletrônicos de alta potência	41
Figura 2.8 – Estrutura típica de um SST, de acordo com [1]	43
Figura 2.9 – Comparação entre SST e os transformadores de potência convencionais de baixa frequência	44
Figura 2.10 – Presente e futuro do sistemas elétrico	44
Figura 2.11 – Comparação entre SST e os transformadores de potência convencionais de baixa frequência conectados com os retificadores e inversores	45
Figura 2.12 – Possíveis arquiteturas dos SSTs:	46
Figura 2.13 – Arquiteturas modulares (a) único estágio de potência modular, (b) dois estágios de potência modular, e (c) três estágios de potência modular	47
Figura 2.14 – SST com estágio único baseado no conversor CA-CA ponte completa	48
Figura 2.15 – SST com dois estágios e link LVDC, baseado no conversor Boost CA-CC	48
Figura 2.16 – SST com três estágios baseado baseado em um retificador de quatro níveis e três conversores de ponte completa DC-DC	49
Figura 2.17 – SST tipo matricial, SST GE 2008	51
Figura 2.18 – <i>Isolated back-end</i> (IBE)	51
Figura 2.19 – <i>isolated front end</i> (IFE)	52
Figura 2.20 – <i>isolated modular multilevel converter</i> (IMMC)	53
Figura 2.21 – topologia <i>single-cell approach</i>	53
Figura 2.22 – Aplicacao GE	54

Figura 2.23–a) Protótipo PETT ABB; b) Instalação na locomotiva de manobra: Ao meio o protótipo PETT, à esquerda a unidade de resfriamento e à frente o conversor auxiliar adicional juntamente com o carregador de bateria e o conjunto de baterias.	55
Figura 2.24–Projeto Heart	55
Figura 2.25–a) Topologia da célula QAB selecionada para o projeto HEART; b) Protótipo de 20 kW da célula QAB	56
Figura 2.26–Fotos do conversor iTCM realizado. Apesar das grandes distâncias de isolamento necessárias para 7 kV, é alcançado um projeto altamente compacto com uma densidade de potência de 3/28 kW/L	56
Figura 3.1 – Topologia Proposta, integração da ponte retificadora, conversor Forward duas chaves e conversor Boost	59
Figura 3.2 – Conversor Forward duas chaves	60
Figura 3.3 – Topologia Proposta, integração da ponte retificadora, conversor Forward duas chaves e conversor Boost	61
Figura 3.4 – Sinais de comando dos interruptores	62
Figura 3.5 – Etapas de operação em alta frequência	63
Figura 3.6 – Principais formas de onda: (a) e (b) sinais de comando dos interruptores; (c) corrente e tensão no indutor magnetizante; (d) corrente e tensão no indutor de dispersão; (e) corrente e tensão no capacitor de grampeamento	64
Figura 3.7 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação	65
Figura 3.8 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação	66
Figura 3.9 – Circuito equivalente da terceira etapa de operação	67
Figura 3.10–Gráfico da razão cíclica em relação ao ângulo da senoide da tensão de entrada	69
Figura 3.11–Forma de onda da corrente no indutor L_o	70
Figura 3.12–Forma de onda da corrente na indutância magnetizante do HFT L_m	71
Figura 3.13–Circuito equivalente durante a operação dos interruptores S_1 e S_2	72
Figura 3.14–Forma de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2	72
Figura 3.15–Circuito equivalente durante a operação dos diodos D_1 e D_2	73
Figura 3.16–Forma de onda da corrente nos diodos D_1 e D_2	74
Figura 3.17–Forma de onda da tensão no capacitor do filtro de entrada C_f	78
Figura 4.1 – Curva da razão cíclica do interruptor S_3 para $N = 1$	82
Figura 4.2 – Forma de onda da tensão e corrente no indutor I_{Lo}	84
Figura 4.3 – Circuito do conversor desenvolvido, destacando o filtro de entrada LC	86
Figura 4.4 – Núcleo de ferrite E55 utilizado no transformador de alta frequência	87
Figura 4.5 – Modelos de núcleo e enrolamentos de transformadores	87
Figura 4.6 – Resultado experimental da indutância magnetizante vista do primário do transformador de alta frequência	88
Figura 4.7 – Núcleo de ferrite E42 utilizado no indutor do filtro de entrada L_f	88
Figura 4.8 – Resultado experimental da medição indutância do filtro de entrada L_f	89
Figura 4.9 – Núcleo de ferrite ETD 59/32/21 utilizado no indutor da saída L_o	90
Figura 4.10–Resultado experimental da indutância da saída L_o	90
Figura 4.11–Circuitos equivalentes simplificados de IGBT, MOSFET e diodos para cálculo de perdas por condução	92
Figura 4.12–Modelo dinâmico simplificado do MOSFET	93
Figura 4.13–Circuito equivalente térmico de um componente	94
Figura 5.1 – Estágio de Controle do Conversor CA-CC proposto.	97

Figura 5.2 – Kit de desenvolvimento C2000™ Piccolo MCU F28069M LaunchPad™	98
Figura 5.3 – Circuitos simulados para teste de equivalência de comportamento dinâmico.	99
Figura 5.4 – Resultado por simulação da corrente no indutor (I_{Lo}) e da tensão na carga (V_o) do conversor proposto x conversor Boost PFC	100
Figura 5.5 – Circuito equivalente do conversor Boost simplificado	100
Figura 5.6 – Sensor de tensão do V25-P/SP5	102
Figura 5.7 – Sensor de corrente LA 25-NP	102
Figura 5.8 – Circuito de condicionamento de sinais	103
Figura 5.9 – (a) Detecção do ciclo da rede sem PLL, (b) Detecção do ciclo da rede com PLL	104
Figura 5.10–Diagrama de blocos do PLL trifásico	105
Figura 5.11–Diagrama de blocos do PLL monofásico simplificado	106
Figura 5.12–Resultados de simulação utilizando PSIM do PLL implementado	107
Figura 5.13–Gate Drive	107
Figura 5.14–Diagrama de blocos completo do sistema de controle	108
Figura 5.15–Malha de controle de corrente não compensada	109
Figura 5.16–Malha de controle de corrente não compensada	109
Figura 5.17–Malha de controle de corrente com compensador PI + ressonante.	111
Figura 5.18–Malha de controle de corrente não compensada	112
Figura 6.1 – Protótipo do conversor proposto baseado na integração de um conversor Forward duas chaves com um conversor Boost.	115
Figura 6.2 – Resultado da sincronização do PLL, tensão de entrada (forma de onda roxa) e PLL implementado (forma de onda azul). Escalas – tempo: 20 ms/div.	117
Figura 6.3 – Sobretensão nos Diodos D_3 (forma de onda roxa) e D_4 (forma de onda azul).	117
Figura 6.4 – Circuito do grampeador de tensão passivo sobre os diodos D_3 e D_4 .	118
Figura 6.5 – Forma de onda das tensões em D_3 (forma de onda roxa) e D_4 (forma de onda azul) utilizando o grampeamento de tensão. Escalas – tensão: 50 V/div.	118
Figura 6.6 – Forma de onda das tensões no Diodos D_5 (forma de onda roxa) e no Mosfet S_3 (forma de onda azul). Escalas – tensão: 250 V/div.	119
Figura 6.7 – Formas de ondas dos testes laboratoriais das correntes em L_f (forma de onda roxa) e L_o (forma de onda verde), e na tensão em V_{in} (forma de onda azul).	120
Figura 6.8 – Formas de ondas das simulações das correntes em L_f (forma de onda roxa) e L_o (forma de onda verde), e na tensão em V_{in} (forma de onda azul).	120
Figura 6.9 – Zoom na passagem por zero, das formas de ondas da correntes em L_f (forma de onda roxa) e na tensão em V_{in} (forma de onda azul).	121
Figura 6.10–Zoom na passagem por zero, das formas de ondas da correntes em L_f (forma de onda roxa) e tensão em V_{in} (forma de onda azul).	121
Figura 6.11–Resultados do controle de tensão do barramento CC, aumento da potência de 500 W para 1000 W em 0,6 segundos.	122
Figura 6.12–Retirada da carga do protótipo, formas de ondas da correntes em L_f (forma de onda roxa) e tensão em V_{in} (forma de onda azul).	123

Figura 6.13–Resultado utilizando controle PI - corrente em L_f (forma de onda roxa), corrente em L_o (forma de onda verde) e tensão em V_{in} (forma de onda azul).	123
Figura 6.14–Fator de Potência do conversor resultante dos testes em laboratório. . .	124
Figura 6.15–Rendimento do conversor: resultado dos testes em laboratório (pontos em azul), resultado calculado (pontos em vermelho).	124
Figura 6.16–Distribuição da utilização da potência no conversor.	125
Figura 6.17–Distribuição das perdas no conversor.	125
Figura 6.18–Perdas por condução e comutação em todos os Mosfets ao longo da variação da potência.	126

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Especificações iniciais do conversor	32
Tabela 2.1 – Comparação entre características de estruturas com diferentes números de estágios	50
Tabela 4.1 – Especificações do projeto do estágio de potência do conversor	81
Tabela 4.2 – Lista de componentes do conversor CA-CC desenvolvido	91
Tabela 4.3 – Lista de capacitores	91
Tabela 4.4 – Perdas dos semicondutores operando na potência nominal	94
Tabela 4.5 – Especificações do dissipador individual	95
Tabela 4.6 – Especificações do dissipador conjunto	95
Tabela 5.1 – Especificações do sensor de tensão do V25-P/SP5	102
Tabela 5.2 – Especificações do sensor de corrente LA 25-NP	103
Tabela 6.1 – Especificações de potência do conversor	116

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
EUA	Estados Unidos da América
FREEDM	<i>Future Renewable Electric Energy Delivery and Management</i>
FPB	Filtro Passa-Baixa
FT	Função Transferência
FTMA	Função Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função Transferência de Malha Fechada
GE	<i>General Electric</i>
GND	<i>Ground</i>
HEART	<i>Highly Efficiency and Reliable Smart Transformer</i>
HFT	<i>High Frequency Transformer</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
LED	<i>Light Emitter Diode</i>
LFT	<i>Low Frequency Transformer</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PI	Proporcional-Integral

PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PR	Ponte Retificadora
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
SST	<i>Solid-State Transformer</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TI	<i>Texas Instruments</i>
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Relação entre a tensão de pico da fonte de entrada com a tensão de saída
A_e	Seção da perna central do núcleo EE de ferrite
A_w	Área para enrolamentos do núcleo EE de ferrite
B	Densidade no fluxo magnético
C_f	Capacitância do filtro de entrada
C_o	Capacitância do barramento CC
C_i	Compensador de corrente
C_v	Compensador de tensão
C_{PLL}	Compensador do PLL
C_{oss}	Capacitância de saída do MOSFET
D	Razão cíclica do interruptor S_3
D_{12}	Razão cíclica do interruptor S_1 e S_2
D_{max}	Razão cíclica máxima do interruptor 3
D_{min}	Razão cíclica mínima do interruptor 3
D_x	Diodo X do conversor proposto
E_{ON}	Energia de ligamento do interruptor
E_{OFF}	Energia de desligamento do interruptor
f_r	Frequência de corte
f_s	Frequência de comutação
f_r	Frequência da rede
i_o	Corrente na carga

i_X	Corrente no dispositivo X
J	Densidade de corrente
k_{vin}	Ganho do sensor de tensão
k_{iL}	Ganho do sensor de corrente
k_{PWM}	Ganho do PWM
k_p	Fator de ocupação do enrolamento primário
k_w	Fator de ocupação da janela
L_e	Comprimento magnético percorrido pelo fluxo magnético
L_f	Indutância do filtro de entrada
L_m	Indutância magnetizante do transformador de alta frequência
L_o	Indutância da etapa Boost do conversor
G	Ganho estático
N	Relação do número de espiras do transformador
P	Potência
P_{cond}	Perdas por condução
P_{com}	Perdas por comutação
R_{jc}	Resistência térmica entre a junção e a cápsula
R_{cd}	Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador
R_{da}	Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente
$R_{DS(on)}$	Resistência intrínseca do MOSFET
R_o	Carga
S_x	Interruptor X do conversor proposto
T_a	Temperatura ambiente
T_c	Temperatura de capsula
T_d	Temperatura do dissipador
T_j	Temperatura de junção
T_s	Período de comutação
T_{rede}	Período da rede
V_e	Volume do conjunto magnético de ferrite

V_{in}	Tensão de entrada
V'_{in}	Tensão de entrada vista pelo secundário do HFT
V_o	Tensão de saída
V_p	Tensão de pico da fonte de entrada
Z	Impedância característica
ΔT	Variação de temperatura
Φ	Resistividade do cobre

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1		29
1	INTRODUÇÃO	29
1.1	MOTIVAÇÃO	29
1.2	OBJETIVOS	31
1.2.1	Objetivo Geral	31
1.2.2	Objetivos Específicos	31
1.3	ESTRUTURA DO DOCUMENTO	32
CAPÍTULO 2		34
2	TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO	35
2.1	HISTÓRIA DO SISTEMA DE ENERGIA ELÉTRICA	35
2.1.1	Eletrônica de Potência no Sistema de Energia Elétrica	36
2.1.2	Surgimento dos Transformadores Eletrônicos	38
2.1.3	SST versus Transformador convencional	41
2.2	ARQUITETURAS	44
2.2.1	Características do barramento CC	45
2.2.1.1	Modelo de estágio único	46
2.2.1.2	Modelo com dois estágios	48
2.2.1.3	Modelo com três estágios	49
2.2.2	Posição do estágio de isolamento	50
2.2.2.1	<i>Matrix type</i>	50
2.2.2.2	<i>Isolated back end</i>	51
2.2.2.3	<i>Isolated front end</i>	52
2.2.2.4	<i>Isolated modular multilevel converter</i>	52
2.2.2.5	<i>Single-cell approach</i>	52
2.3	SST UNIDIRECIONAL	53
2.4	APLICAÇÕES	53
2.5	RESUMO E CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	57
CAPÍTULO 3		59

3	ANÁLISE DA TOPOLOGIA PROPOSTA	59
3.1	CONVERSOR FORWARD DUAS CHAVES	60
3.2	TOPOLOGIA PROPOSTA	61
3.3	ETAPAS DE OPERAÇÃO	63
3.3.1	Primeira Etapa de Operação	65
3.3.2	Segunda Etapa de Operação	65
3.3.3	Terceira Etapa de Operação	66
3.4	GANHO ESTÁTICO	67
3.4.1	Razão Cíclica	68
3.4.2	Relação de Transformação do Link Magnético de Alta Frequência . . .	69
3.5	ESFORÇOS NOS COMPONENTES	69
3.5.1	Indutância da Saída	70
3.5.2	Indutância Magnetizante	70
3.5.3	Interruptor 1 e 2	72
3.5.4	Diodo 1 e 2	73
3.5.5	Interruptor 3	75
3.5.6	Diodos 3, 4 e 5	75
3.5.7	Capacitor da Saída	77
3.5.8	Capacitor e Indutor do Filtro de Entrada	77
3.6	RESUMO E CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	79
CAPÍTULO 4		81
4	DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA . . .	81
4.1	ESCOLHA DA RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA	82
4.2	DIMENSIONAMENTO DOS INDUTOR E CAPACITOR DA SAÍDA	82
4.2.1	Dimensionamento do Capacitor da Saída	83
4.2.2	Dimensionamento do Indutor da Saída	83
4.3	DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE ENTRADA	85
4.4	ASPECTOS CONSTRUTIVOS DOS DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS	86
4.4.1	Transformador	87
4.4.2	Indutor do Filtro de Entrada	88
4.4.3	Indutor da Saída	89
4.5	LEVANTAMENTO FINAL DOS COMPONENTES DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	89
4.6	CÁLCULO TÉRMICO	92
4.6.1	Perdas nos Interruptores e Diodos	92
4.6.2	Dimensionamento do Dissipador de Calor	94

4.7	RESUMO E CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	95
	CAPÍTULO 5	97
5	ANÁLISE E PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE . . .	97
5.1	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	99
5.2	CIRCUITOS AUXILIARES UTILIZADOS	101
5.2.1	Sensoriamento	101
5.2.2	PLL - Laço de Travamento de Fase	104
5.2.3	Gate Drivers	107
5.3	PROJETO DOS COMPENSADORES	107
5.3.1	Compensador da Malha de Corrente	109
5.3.2	Compensador da Malha de Tensão	112
5.4	RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	113
	CAPÍTULO 6	115
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	115
6.1	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PLL	116
6.2	GRAMPEAMENTO PASSIVO DAS SOBRETENSÕES NOS DIODOS	117
6.3	FORMAS DE ONDAS EXPERIMENTAIS ADICIONAIS	119
6.4	RENDIMENTO	123
6.5	RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	126
	CONCLUSÃO	129
	REFERÊNCIAS	133
APÊNDICE A	– PLANILHA DE CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS COMPONENTES	139
APÊNDICE B	– PLANILHA DE CÁLCULO DO TRANSFOR- MADOR DE ALTA FREQUÊNCIA	155
APÊNDICE C	– PLANILHA DE CÁLCULO DO INDUTOR DO FILTRO DE ENTRADA	169
APÊNDICE D	– PLANILHA DE CÁLCULO DO INDUTOR DA SAÍDA	179

APÊNDICE E	–	PLANILHA DE CÁLCULO DAS PERDAS NOS SEMICONDUCTORES	189
APÊNDICE F	–	PLANILHA DE CÁLCULO DO SISTEMA DE CONTROLE	197
ANEXO A	–	ESQUEMÁTICO E LAYOUT DA PLACA DE POTÊNCIA	213

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

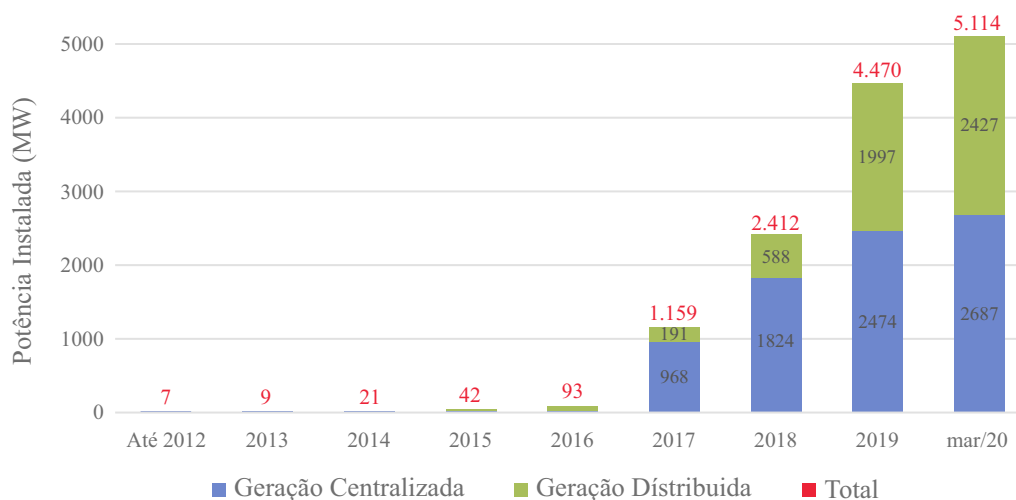
Neste capítulo será apresentada a principal motivação deste trabalho, contendo uma breve introdução ao tema. Em seguida, serão relatados o objetivo geral e os específicos, finalizando com a descrição da estrutura desta dissertação.

1.1 MOTIVAÇÃO

O crescimento populacional e o aumento do uso de tecnologias, ocasionam o aumento na utilização de energia elétrica. Visando suprir essa demanda energética, novas fontes geradoras de energia vêm sendo desenvolvidas, dentre as quais destaca-se o crescimento da geração a partir das fontes renováveis de energia.

Como fonte de energia renovável, a geração fotovoltaica vem ganhando um certo destaque. Pode-se notar na Figura 1.1 que, em 2016 a potência total instalada no Brasil de

Figura 1.1 – Evolução da fonte solar fotovoltaica no Brasil



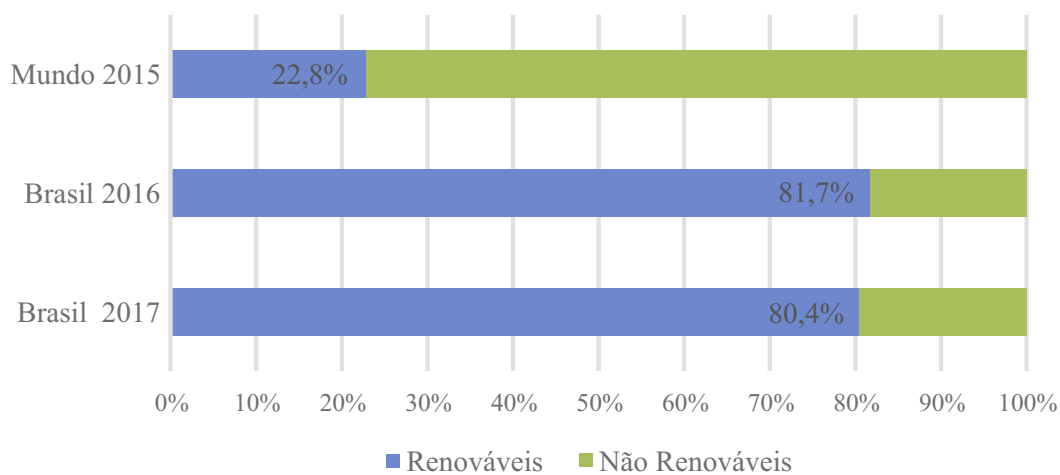
Fonte: [2]

placas solares era de 93 MW, aumentando mais de 1000% em 2017, para 1.159 MW, e ainda, chegando a 5.114 MW em março de 2020 [2]. Uma observação muito importante é notar que o crescimento da geração distribuída nos últimos anos, foi a grande responsável pelo aumento da potência total instalada, representando cerca de 47% da geração fotovoltaica em 2020.

Outra fonte de energia limpa que vem aumentando significativamente é a geração eólica. De acordo com dados publicados pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE), em 2017, tais fontes eram responsáveis por 6,8% da matriz energética do Brasil, crescendo para aproximadamente 8,5% em 2019[3].

No ano de 2017, o Brasil se manteve entre os países com a maior participação de energias renováveis na matriz energética, com uma média muito superior a média mundial (Figura 1.2).

Figura 1.2 – Comparação do uso de energia renováveis no Brasil e no Mundo



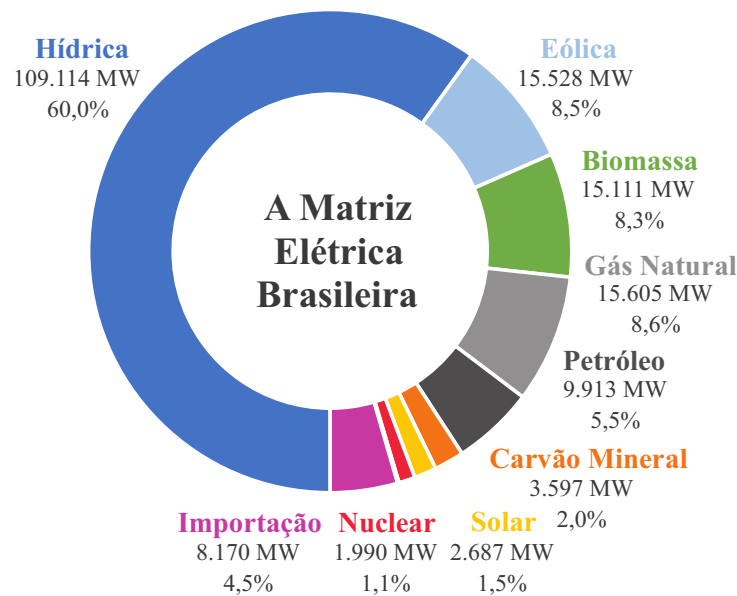
Fonte: [2]

A Figura 1.3 mostra com mais detalhes as fontes de geração de energia no Brasil no ano de 2019. Dentre os mais de 80% da matriz oriundos de fontes de geração renovável, recebe destaque a geração hídrica, e o crescimento significativo das energias eólica, de biomassa, de gás natural e solar, reduzindo conseqüentemente a participação das gerações não renováveis, como no caso do usinas nucleares, e termoelétricas a base de petróleo e carvão. Este crescimento resulta em um total de 86,9% da matriz energética do Brasil com fontes renováveis de energia, aumentando mais que 6% desde 2017.

A utilização destas energias renováveis resultam em grandes vantagens para a população, sejam elas econômicas, como no caso da redução de despesas com energia elétrica nas residências e empresas, aumento de emprego, como também as vantagens ambientais com a geração de energia limpa, renovável e sustentável, sem emissões de gases e resíduos ao ambiente.

Porém, o aumento das energias renováveis em grande parte se deve ao aumento da geração distribuída, tanto residenciais como industriais, e a conciliação do sistema elétrico nacional com estas gerações acarretam alguns problemas tecnológicos quando se faz uso de transformadores de potência convencionais. Tais transtornos decorrem da possibilidade da geração distribuída causar interferência na qualidade do sistema elétrico,

Figura 1.3 – Matriz Energética do Brasil 2020



Fonte: [2]

ocasionando elevações de tensão da rede, injeções de harmônicos indesejados, entre outras não idealidades.

A busca por equipamentos mais modernos para substituir os transformadores de potência convencionais, sendo estes equipamentos capazes de efetuar correções de tensão, fator de potência, diminuir a taxa de distorção de harmônicos, garantir maior qualidade de energia, como no caso dos transformadores de estado sólido (SST - *Solid State Transformer*) ou transformadores eletrônicos. Desta forma, tornou-se o foco principal desta dissertação, o desenvolvimento de um conversor CA-CC com aplicação em um SST.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo Geral

Desenvolver uma nova arquitetura de um conversor CA-CC monofásico para aplicação em um transformador de estado sólido, capaz de transformar a energia elétrica da rede, realizando a regulação de tensão em sua saída, com correção do fator de potência e baixo índice de distorção de harmônicos.

1.2.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos consistem em:

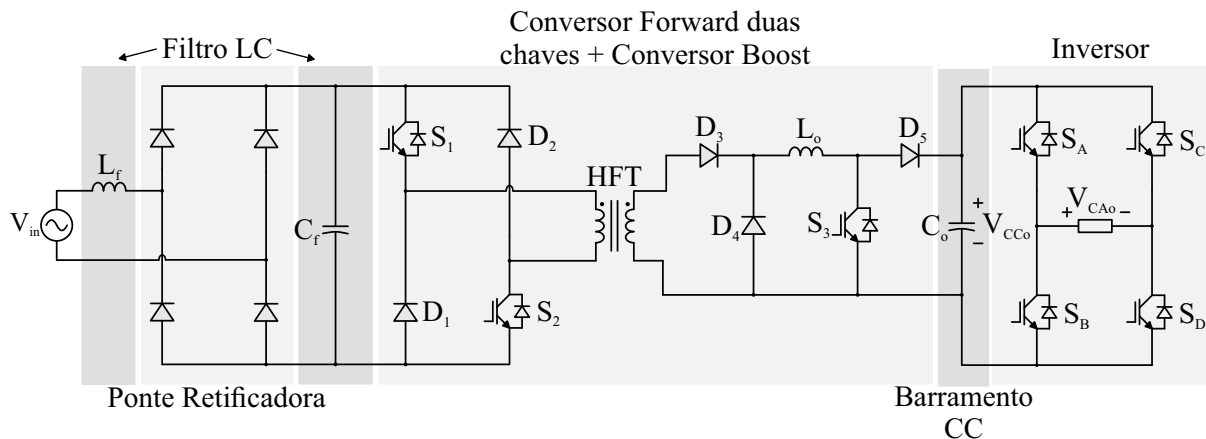
- Revisar os conceitos importantes sobre sistemas de energia elétrica e o uso de transformadores de potência;
- Estudar o funcionamento e as arquiteturas dos transformadores de estado sólido;
- Estudar e desenvolver a integração do conversor Forward duas chaves com o conversor Boost;
- Dimensionar o estágio de potência e controle da topologia proposta;

- (e) Validar os estudos teóricos por meio de simulações;
- (f) Provar o funcionamento da arquitetura desenvolvida através das respostas dos testes em laboratório de um protótipo do conversor desenvolvido.

1.3 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

O estágio de potência do transformador de estado sólido proposto é mostrado na Figura 1.4, no qual, trata-se de um SST baseado na integração de um conversor CA-CC (integração do conversor Forward duas chaves com um conversor Boost) com um inversor CC-CA. Neste trabalho será apresentado somente o desenvolvimento da etapa CA-CC desta topologia, não apresentando o desenvolvimento da etapa CC-CA devido esta etapa ser composta por um inversor já conhecido pela academia.

Figura 1.4 – Topologia Proposta, integração da ponte retificadora, conversor Forward duas chaves e conversor Boost



Fonte: Autor

Para o desenvolvimento deste projeto, foram definidos parâmetros iniciais para prosseguir com as simulações e dimensionamentos da topologia estudada, estabelecidos na Tabela 1.1 a seguir.

Tabela 1.1 – Especificações iniciais do conversor

Potência	1 kW
Valor eficaz da tensão de entrada	220 V/60 Hz
Frequência de comutação	75 kHz
Valor do barramento CC	400 V

A escolha dos dados iniciais foi baseada em valores necessários para provar o funcionamento da arquitetura desenvolvida nesta dissertação, e também, limitada pela disponibilidade de equipamento para testes no laboratório. A frequência de comutação em 75 kHz foi definida para ser possível desenvolver um conversor com menor peso e volume, utilizando dispositivos eletrônicos disponíveis no mercado. Para a tensão de entrada, foi escolhido o valor eficaz de 220 V por estar de acordo com a tensão da rede local, e o valor do barramento CC por ser o valor mais utilizado para tensão contínua em equipamentos de alta potência.

A estrutura desta dissertação foi dividida em 6 capítulos, seguindo ordenadamente a sequência do desenvolvimento realizado. O Capítulo 2 mostrará uma revisão bibliográfica sobre sistema de energia elétrica, os transformadores de potência convencionais e então entrará em mais detalhes sobre o transformador de estado sólido. Sobre os SSTs serão apresentadas as principais arquiteturas possíveis, o desenvolvimento cronológico destas estruturas, e as principais aplicações existentes.

No Capítulo 3 será abordado as primeiras análises da arquitetura, como o estudo das etapas de operação e suas formas de onda, cálculo do ganho estático e esforços dos componentes. O capítulo 4 trará o projeto do estágio de potência do SST, apresentando os valores definidos do circuito, o cálculo da relação de transformação do transformador de alta frequência, o cálculo térmico, o dimensionamento dos dispositivos eletrônicos e dissipadores de calor.

Já no Capítulo 5 será dimensionado o estágio de controle do SST, calculando a planta, compensadores e todos os dispositivos necessários para este sistema. Por fim, o último capítulo desta dissertação - Capítulo 6, apresentará a construção do protótipo testado em laboratório e o resultado de todos os testes realizados, como formas de ondas nos dispositivos eletrônicos, ganho estático, entre outros.

CAPÍTULO 2

TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO

Este capítulo tem como objetivo situar o leitor das aplicações existentes para o transformador de estado sólido desenvolvido nesta dissertação, através de uma breve apresentação da história dos transformadores convencionais até o surgimento dos SSTs, como também suas arquiteturas existentes. Com base no estudo realizado neste capítulo, foi possível propor a arquitetura utilizada nesta dissertação, apresentada detalhadamente no Capítulo 3.

2.1 HISTÓRIA DO SISTEMA DE ENERGIA ELÉTRICA

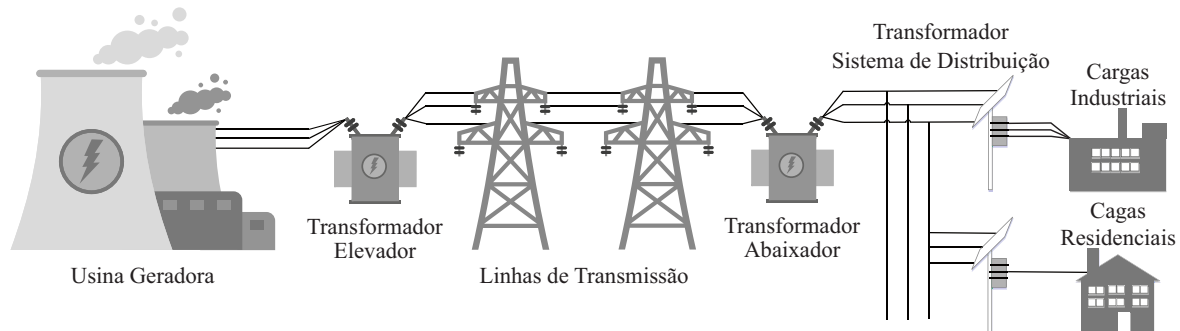
O uso de energia elétrica é uma das atividades mais essenciais para a vida moderna, sendo consequência direta do desenvolvimento das tecnologias. O primeiro sistema de distribuição de energia elétrica data do final do século XIX, resultado do trabalho de Thomas Edison ao implementar um sistema de distribuição em corrente contínua para fornecer energia a um sistema de iluminação com lâmpadas incandescentes na cidade de Nova York. Devido a ausência da eletrônica de potência na época e a não existência de conversores CC-CC, era necessário que todo este sistema de corrente contínua operasse em uma mesma tensão, suficientemente baixa para ser segura aos consumidores. Desta forma, tendo uma corrente elevada, resultava em muitas perdas de condução devido aos espessos condutores, com um rendimento de cerca de 50%, e portanto unidades geradoras mais próximas dos centros consumidores [4].

Como solução dos problemas existentes no sistema de corrente contínua, surgiu a proposta da aplicação de um sistema de distribuição em corrente alternada com a utilização de transformadores elevadores e abaixadores de tensão. Um dos primeiros sistemas de distribuição que utilizou esta aplicação foi para a iluminação pública em Roma, também no final do século XIX. Nesta ocasião, foram utilizados dois alternadores de 22 kW, 2 kV a 120 Hz com transformadores abaixadores de 2 kV para 20 V, conectados um a cada uma das 200 luminárias do sistema de iluminação [5]. Assim, a utilização destes transformadores possibilitou a transmissão de energia em uma alta tensão e baixa corrente, reduzindo significadamente o diâmetro dos condutores e então suas perdas, resultando em uma alta eficiência e longa distância do sistema de distribuição e transmissão de energia [6], como

também possibilitando a operação em uma baixa tensão próximo aos centros consumidores, garantindo maior segurança.

A existência dos dois modelos de sistemas de distribuição resultou na tão conhecida "guerra das correntes", na qual o modelo de corrente alternada prevaleceu, resultando no atual sistema de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica, existente há mais de um século, ilustrado na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Atual sistema de fornecimento de energia com transmissão e distribuição utilizando transformadores de 60 Hz



Fonte: Adaptado de [7]

Os sistemas de transmissão de energia elétrica são responsáveis por transmitir a energia elevada das usinas geradoras até as subestações, tendo como padrão os seguintes níveis de tensão: 69 kV, 138 kV, 230 kV, 400 kV, 500 kV e 750 kV [8]. Nas subestações essa tensão é reduzida com a utilização de transformadores abaixadores, tornando o nível de tensão seguro para o transporte da energia nas cidades através do sistema de distribuição. Esta energia distribuída tem normalmente os níveis de tensão de 13,8 kV, 23 kV e 34,5 kV [8]. Ao chegar nos centros consumidores, esta energia tem novamente seu nível de tensão reduzido através dos transformadores abaixadores de distribuição, resultando em fases de 110 V-120 V e 220 V-240 V.

A utilização dos transformadores convencionais para realizar este aumento e diminuição da tensão alternada foi uma das razões tecnológicas mais importantes por trás do domínio da energia alternada na rede elétrica [7]. No entanto, ao longo das últimas décadas, a matriz energética de produção de energia elétrica tem se diversificado de forma intensiva em resposta ao aumento dos níveis de consumo. Fatores como a disponibilidade de recursos, interesses comerciais, domínio de tecnologias e a preservação do meio ambiente levaram os países a diferentes escolhas para a composição de suas matrizes, como exemplo, a utilização de energia fotovoltaica em sistemas residenciais e comerciais, armazenamento de energia por bancos de baterias, entre outros. Com isso, ocorre cada vez mais a utilização e o desenvolvimento da eletrônica de potência nos sistemas de energia elétrica, visto mais detalhadamente na subseção 2.1.1.

2.1.1 Eletrônica de Potência no Sistema de Energia Elétrica

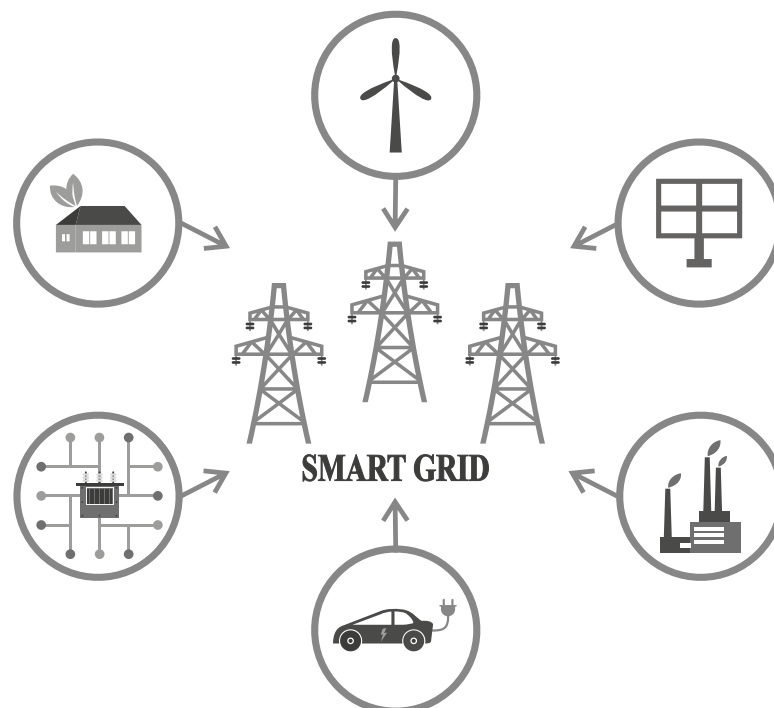
Os primeiros dispositivos eletrônicos surgiram no início do século XX, primeiramente com o retificador a arco de mercúrio, seguindo com o retificador tanque metálico e o retificador a válvula com grade de controle, entre outros, definindo a era da válvula [9]. Porém em 1948, com a invenção do transistor de silício nos laboratórios da Bell Telephone

que se iniciou a era da eletrônica de potência, baseada em dispositivos de estado sólido pode se desenvolver a maioria das tecnologias da eletrônica existentes nos dias atuais. Com isso, novos dispositivos entraram para o mercado, como o transistor PNP com disparo (SCR - *silicon-controlled rectifier*), o tiristor comercial, etc, evoluindo diversas topologias de conversores, dando forma e controle para energia elétrica, que se tornou, cada vez mais eficiente [9].

Com isso a eletrônica de potência passou a ter grande importância nos sistemas de transmissão de energia elétrica, utilizando dispositivos capazes de atuar em elevados níveis de tensão, corrente e potência. Assim, com o aumento da complexidade da rede elétrica, surgiu a necessidade de conservar a qualidade da energia, mantendo sua estabilidade e confiabilidade. Sendo uma solução a utilização de equipamentos eletrônicos, capazes de regular a energia do sistema através do controle da amplitude, forma de onda, e frequência da tensão, corrente e potência do sistema elétrico. Este controle aplicado realiza a compensação de reativos, harmônicos de corrente e tensão, e distúrbios da rede, entre outras não idealidades, mantendo a qualidade de todo o sistema [10].

Em virtude desses desenvolvimentos tecnológicos e a preocupação ambiental e econômica pelo mundo, uma nova era da eletrônica se iniciou nos anos noventa, com o surgimento das energias renováveis, implementando ao sistema elétrico a utilização da geração distribuída. Com isso, ocorreu a necessidade de um maior controle do fluxo de potência e estabilidade do sistema devido a não unidirecionalidade da energia, o que tornou necessário sistemas mais inteligentes para realização de controle e comunicação entre os dispositivos presentes na rede elétrica, surgindo assim o conceito das redes inteligentes ou *smart grid* - Figura 2.2.

Figura 2.2 – Smart grid, comunicação inteligente entre todos os usuários do sistema de energia



Fonte: Autor

O termo *smart grid* começou a ser utilizado em 2005 com [11], onde apresentou-se um método baseado nos avanços de controle e comunicação para a implementação na rede elétrica de um sistema inteligente que interconectasse todos os dispositivos da rede, solucionando assim problemas como no caso de falhas ou distúrbios - causados principalmente pelo congestionamentos e fluxos de energia atípicos no sistema -, e evitando também grandes casos de falhas em cascata.

Logo após, definiu-se *smart grid* como um sistema moderno de redes de transmissão e distribuição de energia com uma infraestrutura interconectada, contendo comunicação interativa entre todos os dispositivos, assim conectando os consumidores e a geração de energia descentralizada de grande e pequeno porte. Contendo uma inteligência capaz de controlar todas as gerações de energia, evitando sobrecargas e garantindo uma energia com maior qualidade, confiabilidade e eficiência.

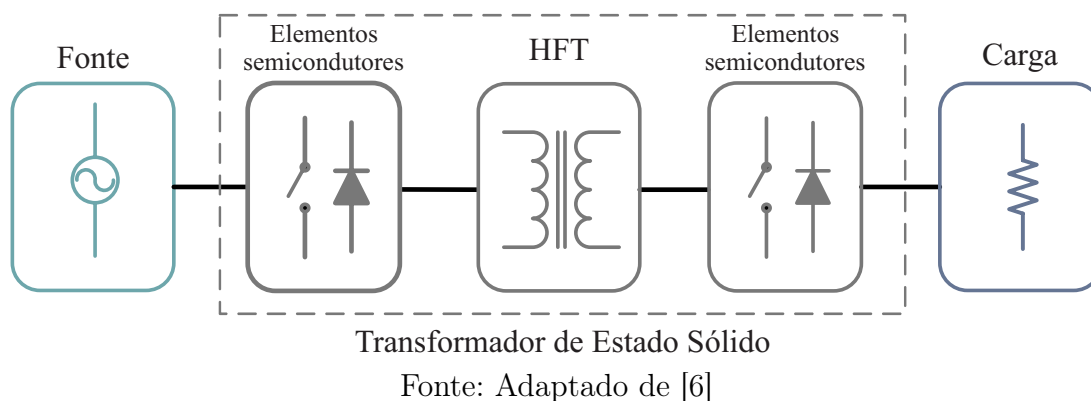
Para adicionar estas inteligências ao sistema elétrico, é necessário a implantação de microcontroladores em cada componente, subestação e unidade geradora, que atuam independentemente podendo se comunicar e cooperar com outros, formando uma grande plataforma de computação distribuída, com um fluxo bidirecional de energia [11].

Com isso, a utilização dos transformadores de potência convencionais apresentam uma ausência tecnológica ao implementar esta interconexão entre os dispositivos da rede, sendo necessário realizar sua substituição por equipamentos mais modernos, capazes de efetuar correções e garantir a qualidade da energia, como no caso dos transformadores de estado sólido (SST - *solid state transformer*) ou transformadores eletrônicos, foco principal desta dissertação e apresentado com mais detalhes na próxima subseção.

2.1.2 Surgimento dos Transformadores Eletrônicos

Com o surgimento da eletrônica e sua crescente utilização, começou no início dos anos 70 os estudos voltados para o desenvolvimento de transformadores de estado sólido, do inglês *Solid-State Transformers* (SST), também conhecidos por transformadores eletrônicos. Estes equipamentos - visto na Figura 2.8 - são basicamente compostos por um conjunto de componentes semicondutores de potência e por um link magnético de alta frequência (*High frequency transformer* - HFT), apresentando também um sistema de controle capaz de controlar os dispositivos eletrônicos e regular o fluxo de potência do transformador.

Figura 2.3 – Configuração básica de um SST

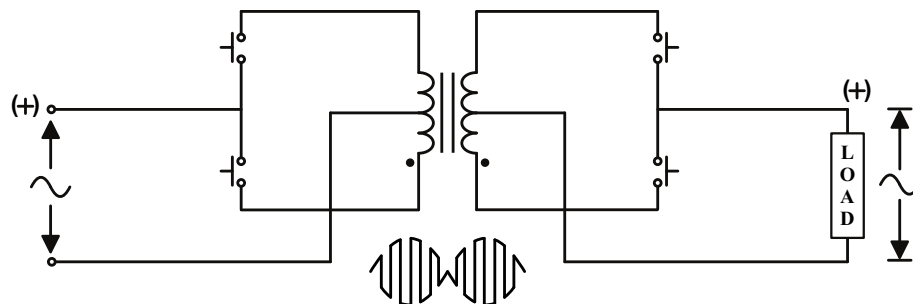


Os transformadores de potência convencionais, realizam a transformação da energia através do uso de espiras e núcleo magnético, apresentando uma transformação de tensão e corrente fixa pela configuração da relação do número de espiras presentes no mesmo.

Já os SSTs efetuam a transformação de energia por meio do controle dos dispositivos eletrônicos, realizando uma comutação em alta frequência nos interruptores e outros semicondutores, combinando com a relação de transformação do link magnético de alta frequência. Devido a presença da eletrônica e do controle nos dispositivos, além de regular a relação de transformação, estes transformadores são capazes de realizar a correção do fator de potência e reduzir a taxa de distorção de harmônicos, garantindo uma maior confiabilidade e eficiência do sistema.

O primeiro transformador eletrônico, surgiu em 1970, com a patente de McMurray [12] ilustrada na Figura 2.4. Sua topologia consiste em um conversor estático operando com interruptores de estado sólido e um transformador de alta frequência, proporcionando uma isolamento galvânica entre a carga e a fonte e atuando também como regulador da relação de transformação. De acordo com [12], este dispositivo apresenta diversas vantagens em relação ao transformador convencional, como: proporcionar uma relação de transformação regulável, possuir um sistema de proteção com limitação de corrente, e também poder operar tanto com fontes e cargas em CC como em CA.

Figura 2.4 – Conversor com interruptores ideais proposto por McMurray 1970

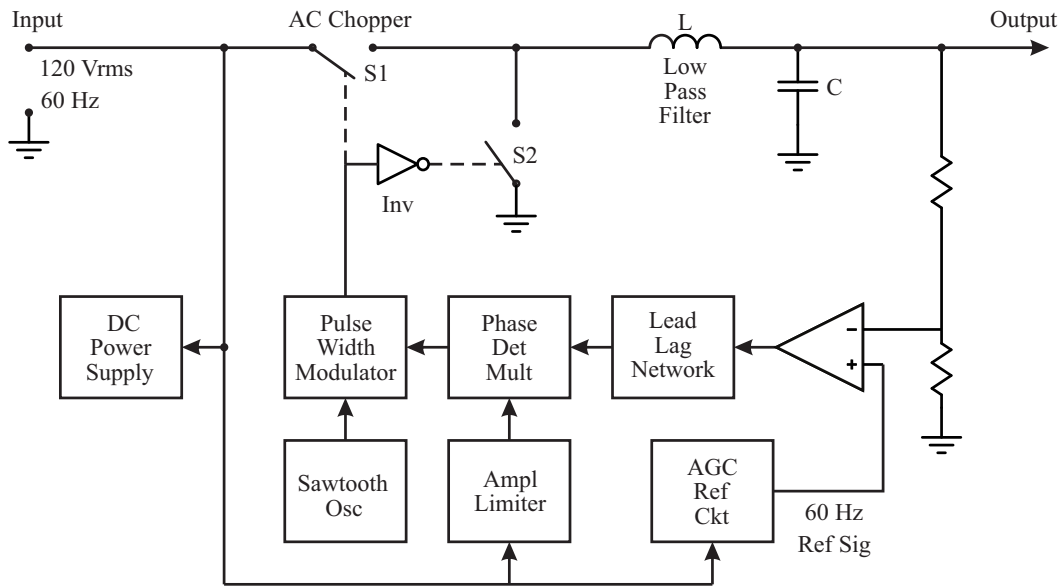


Fonte: [12]

Apesar da patente de McMurray de 1970, foi apenas em 1980 que se definiu o termo "*Solid State Transformer*" com a publicação de Brooks [13]. Uma das estruturas proposta no trabalho de Brooks é apresentada na Figura 2.5. Trata-se de um SST abaixador sem a utilização de um link magnético, não contendo então isolamento galvânica, com a presença apenas dos dispositivos de estado sólido operando em uma alta frequência de comutação. Esta topologia foi desenvolvida para substituição de um transformador de potência convencional utilizado para as embarcações da marinha dos Estados Unidos. O principal objetivo deste projeto foi o desenvolvimento de uma topologia que utilizasse dispositivos semicondutores de estado sólido, apresentando também certas vantagens, como a diminuição do peso e volume em relação aos transformadores convencionais, e também abater os risco de incêndio causado pelo uso de Ascarel na isolação dos transformadores da época.

Embora os SSTs desenvolvidos nos anos 70 e 80 apresentem grandes vantagens em relação aos transformadores convencionais - devido a ausência de tecnologias dos semicondutores na época - apenas nos anos 2000, com o desenvolvimento dos dispositivos eletrônicos, capazes de suportar elevados níveis de potência operando em uma alta

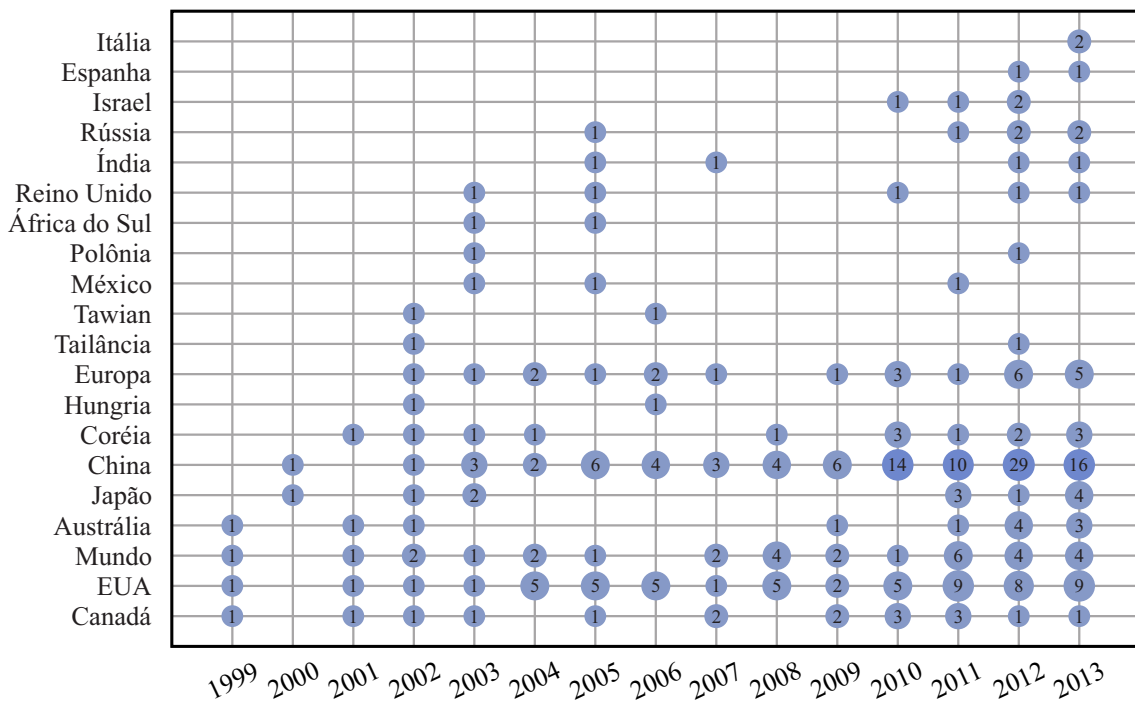
Figura 2.5 – Transformador de estado sólido abaixador



Fonte: Adaptado de [13]

frequência de comutação, e com o surgimento das "smart grid" e novos conceitos para o sistema de energia, que esta área de pesquisa tenha ganhado mais destaque. A Figura 2.6 mostra um histórico de patentes de SSTs até o ano de 2013, no qual a quantidade de patentes registradas em cada país são representadas pelos números inteiros em cada ponto no gráfico.

Figura 2.6 – Gráfico da evolução das patentes de SSTs até 2013 para diferentes países

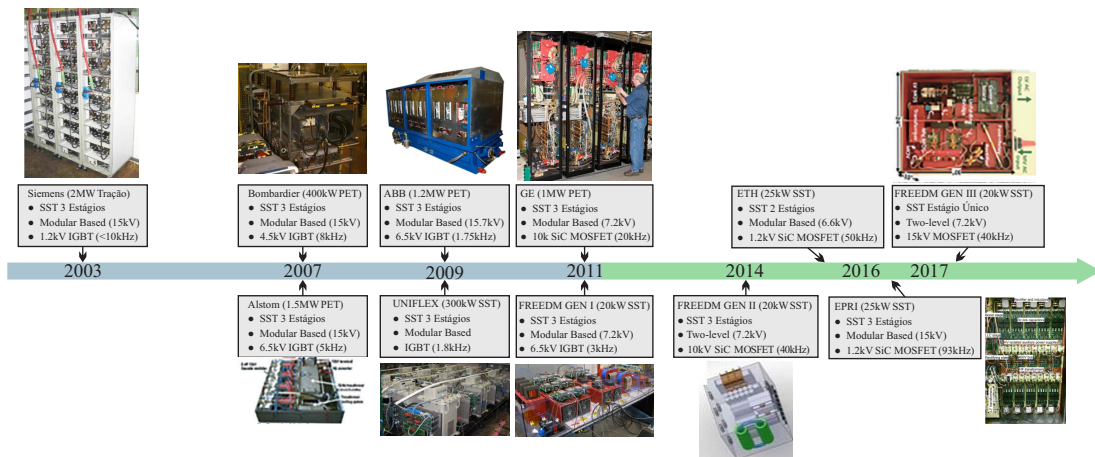


Fonte: Adaptado de [10]

Embora os transformadores eletrônicos tenham grande importância para utilização

em sistemas de distribuição de energia e em "smart grid", os primeiros grandes desenvolvimentos destes dispositivos eram voltados para a aplicação em trações elétricas de locomotivas, ou também conhecidos por PETT (*Power Electronic Traction Transformer*). A Figura 2.7 mostra uma linha do tempo dos maiores projetos de transformadores eletrônicos, destacando seu início para o uso em PETTs.

Figura 2.7 – Linha do tempo dos transformadores eletrônicos de alta potência



Fonte: Autor

Apesar dos primeiros usos de SSTs de alta potência serem voltados para a tração de locomotivas, Heinemann em [14] mostra no início dos anos 2000 várias possíveis topologias favoráveis para a substituição dos transformadores de distribuição de baixa frequência. Destacando a possibilidade do uso de semicondutores altamente confiáveis, com baixo custo e perdas e com capacidade de comutação de alta frequência. Outras aplicações e topologias serão discutidas com maiores detalhes na seção 2.4.

2.1.3 SST versus Transformador convencional

O transformador de potência convencional foi praticamente a espinha dorsal do sistema de transmissão e distribuição de energia elétrica por muitos anos. Composto por um núcleo de material ferromagnético, e na grande maioria dos modelos, dois enrolamentos de cobre eletrolítico com relação de transformação fixa, é um equipamento bem robusto com uma alta eficiência, cerca de 98%, e um alto índice de confiabilidade [13]. No entanto, devido ao cenário atual do sistema elétrico, a consciência energética e busca por um sistema melhor para nosso planeta, este alto índice de confiabilidade pode não ser visto com os mesmos olhos.

Com isso, a utilização de transformadores de estado sólido se tornou cada vez mais importante, pois possui todas as funcionalidades dos transformadores de potência convencional - como regulação de tensão e corrente, isolamento galvânico -, e também se sobressai do modelo tradicional em diversos fatores, como:

- **Menor peso e volume:** Para a construção de um transformador, o cálculo da área do núcleo e a quantidade de enrolamentos presentes é inversamente proporcional a frequência da energia transformada, ou seja, os transformadores operando em alta frequência com a mesma potência será de peso e volume significativamente menor que

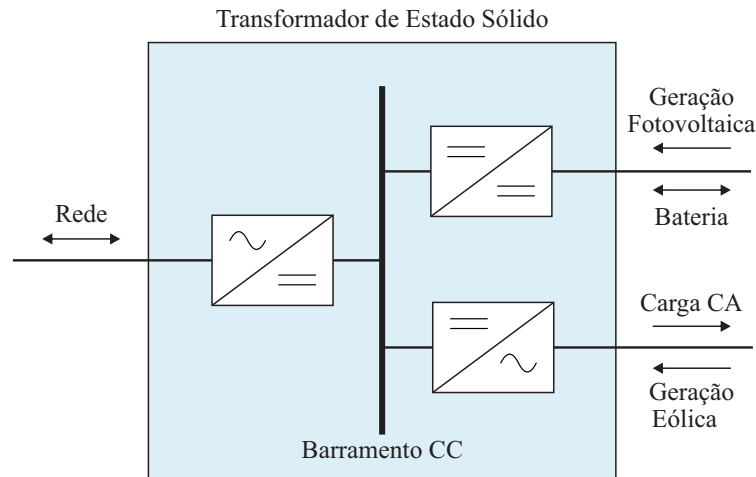
transformadores de baixa frequência de operação, como no caso de transformadores do sistema de distribuição e transmissão operando em 60 Hz e 50 Hz [15]. Assim, um SST operando em alta frequência, como no caso de 50 kHz ou 100 kHz, poderá possuir uma isolamento galvânica através de um link magnético de alta frequência, e resultar em uma topologia com baixo peso e volume.

- **Elevada Densidade de Potência:** A integração da redução do peso e volume dos SSTs e o alto rendimento do mesmo, resultam em uma densidade de potência bem superior aos transformadores convencionais [10].
- **Correção do Fator de Potência e Redução da Taxa de Distorção de Harmônicos:** Com a utilização de uma estrutura com um ou mais estágios de potência, uma boa combinação de filtros e controle é possível realizar a correção do fator de potência e redução significativa do TDH independente das condições de operação, ou seja, com cargas lineares ou não lineares [15]. Junto com a correção do PF também é possível então, realizar a compensação de energia reativas ou ativas circuladas no sistema.
- **Modularidade:** Algumas estruturas dos SST permitem a conexão série e paralelo entre módulos, podendo diminuir os esforços em componentes e assim operar com potências ainda mais elevadas, aumentando a flexibilidade da construção das estruturas. Outra vantagem é o barateamento da sua construção, pelo fato de poder realizar a construção em massa dos equipamentos, e também elevar sua confiabilidade devido a redundância do circuito, operando em diferentes níveis de tensão e corrente [10].
- **Regulação de Tensão:** Devido a utilização de um sistema de controle, os SSTs podem apresentar a capacidade de realizar a regulação da tensão no lado da carga, independente do nível da fonte de alimentação, garantindo um melhor funcionamento diante de distúrbios da rede elétrica.
- **Conexão com um link CC:** Alguns dos modelos de SSTs podem possuir em sua estrutura um link de corrente contínua possibilitando a conexão com cargas tanto alternadas quanto contínuas, e podendo também interagir com diferentes fontes de energia renováveis, como a conexão com geração eólica e fotovoltaica simultaneamente [15] [7]. É possível também realizar a conexão com um sistema de armazenamento de energia com bancos de baterias através do link CC, com a presença de um sistema de controle de tensão e corrente.
- **Comunicação entre os dispositivos (*Smart-Grid*):** Devido a presença de controle em sua estrutura, é necessário o monitoramento das variáveis de tensões e correntes, como também a presença de microcontroladores, DSPs, entre outros. Com isso, é possível implementar na topologia um sistema de comunicação integrado com os componentes de processamento sem o encarecimento significativo do SST [10].

Como exemplo de uma estrutura de SST que apresente essas vantagens citadas anteriormente, a Figura 2.8 apresenta um modelo visto em [1], com conexão através de um barramento CC de diferentes fontes de energia e cargas.

Ainda que os transformadores eletrônicos possuam todas essas vantagens citadas, para sua implementação existem alguns desafios tecnológicos. Com uma maior complexidade

Figura 2.8 – Estrutura típica de um SST, de acordo com [1]



Fonte: Adaptado de [1]

em sua estrutura é necessário muitas vezes a utilização de semicondutores de estado sólido que suportem altos níveis de tensão ou corrente, com uma alta frequência de comutação, que muitas vezes podem não estar disponíveis no mercado, ou apresentar um custo bem elevado. Devido a não utilização de óleo em sua estrutura como os transformadores convencionais, outros desafios existentes em sua construção é a necessidade de isolamento entre as diversas partes dos equipamentos e a dissipação térmica, sendo essencial o uso de dissipadores de calor e outros meios para suprir estes desafios [10].

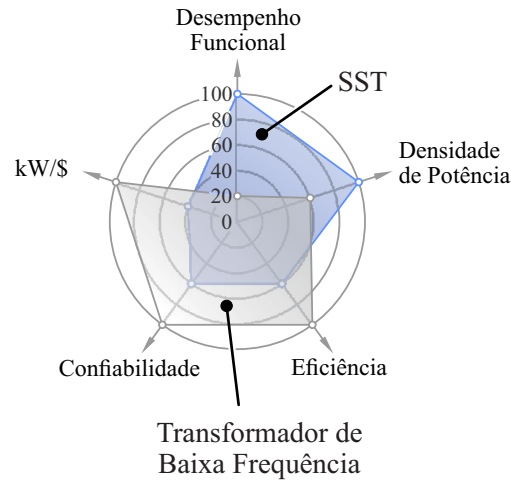
Portanto, atualmente os transformadores convencionais ainda apresentam algumas vantagens, como maior confiabilidade e eficiência - devido sua robustez -, e menor custo - devido a baixa produtividade atualmente de transformadores de estado sólido e a necessidade de dispositivos eletrônicos com alta tecnologia -. Porém, com a crescente falta de cobre e o aumento de seu custo, e também o aumento da produção de tecnologias utilizando eletrônica de potência, esse cenário tende a mudar. A Figura 2.9 mostra um gráfico comparando o cenário atual entre os transformadores convencionais de baixa frequência, com os SSTs.

Ainda que a utilização dos transformadores convencionais possa ser mais vantajosa, como de acordo com a Figura 2.9 mostrada anteriormente, para a aplicação deste dispositivo em diversas áreas do sistema de energia é necessário a integração destes transformadores com conversores eletrônicos, acarretando em todas essas vantagens apresentadas. A exemplo disso a Figura 2.10 mostra um novo cenário do sistema elétrico, comparado com o sistema atual [16].

Diante deste novo cenário do sistema elétrico, uma nova análise comparativa é apresentada na Figura 2.11, que ilustra graficamente a comparação entre o SST e o transformador convencional conectados com os conversores necessários para a utilização de fonte renováveis de energia.

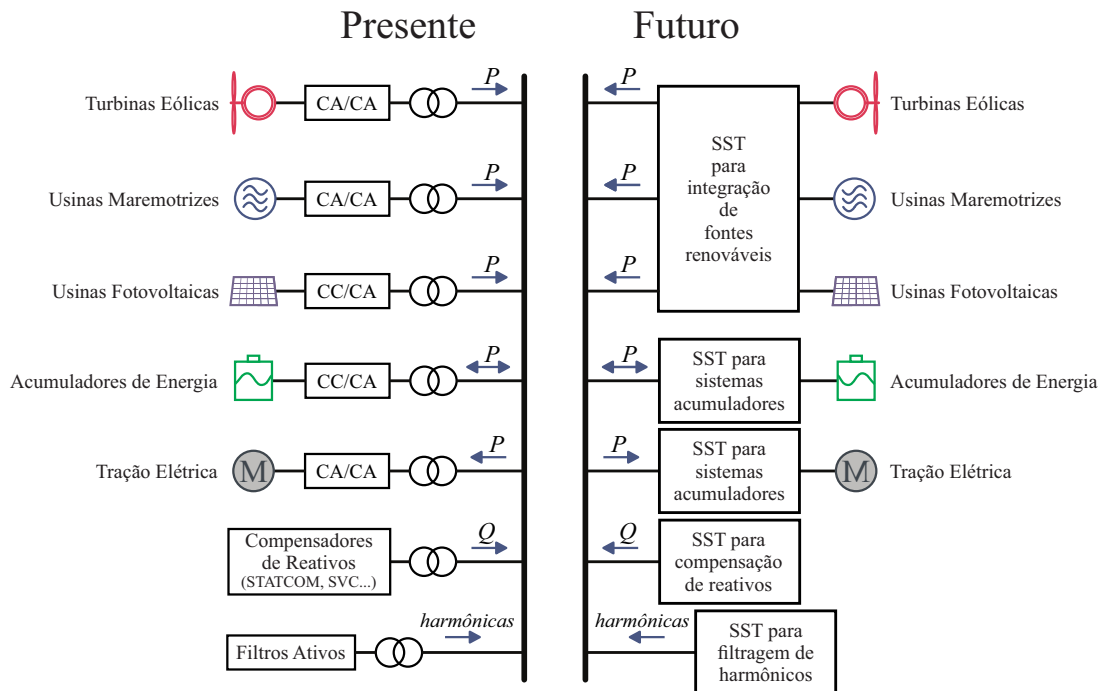
Diante deste cenário, fica cada vez mais evidente qual será o futuro do sistema elétrico, e qual será a importância das pesquisas realizadas nas possíveis topologias para a implementação de transformadores eletrônicos neste sistema. A próxima seção detalhará as diferentes arquiteturas possíveis e as suas vantagens e desvantagens para cada diferente

Figura 2.9 – Comparação entre SST e os transformadores de potência convencionais de baixa frequência



Fonte: Adaptado de [15]

Figura 2.10 – Presente e futuro do sistemas elétrico



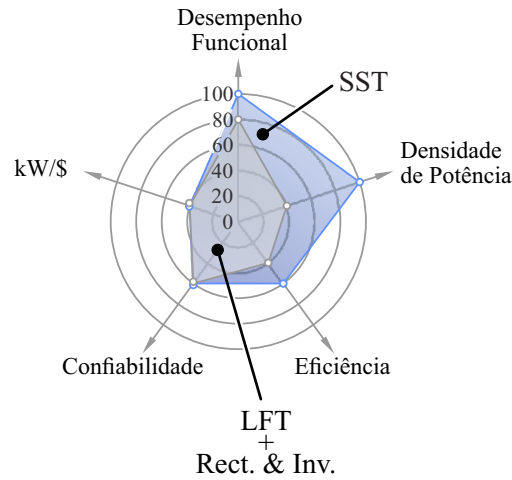
Fonte: Adaptado de [16]

implementação.

2.2 ARQUITETURAS

Diante das inúmeras maneiras que se podem configurar uma topologia de um transformador de estado sólido, existem algumas classificações empregadas por alguns pesquisadores que facilitam a comparação entre estas estruturas, auxiliando a escolha da configuração adequada para cada utilidade do SST em um início de projeto. Nas subseções

Figura 2.11 – Comparação entre SST e os transformadores de potência convencionais de baixa frequência conectados com os retificadores e inversores



Fonte: Adaptado de [15]

a seguir serão introduzidas dois modelos de classificação. A subseção 2.2.1 apresenta uma classificação das arquiteturas de acordo com as características do barramento CC, e a subseção 2.2.2 mostra um modelo segundo a posição do estágio de isolamento.

2.2.1 Características do barramento CC

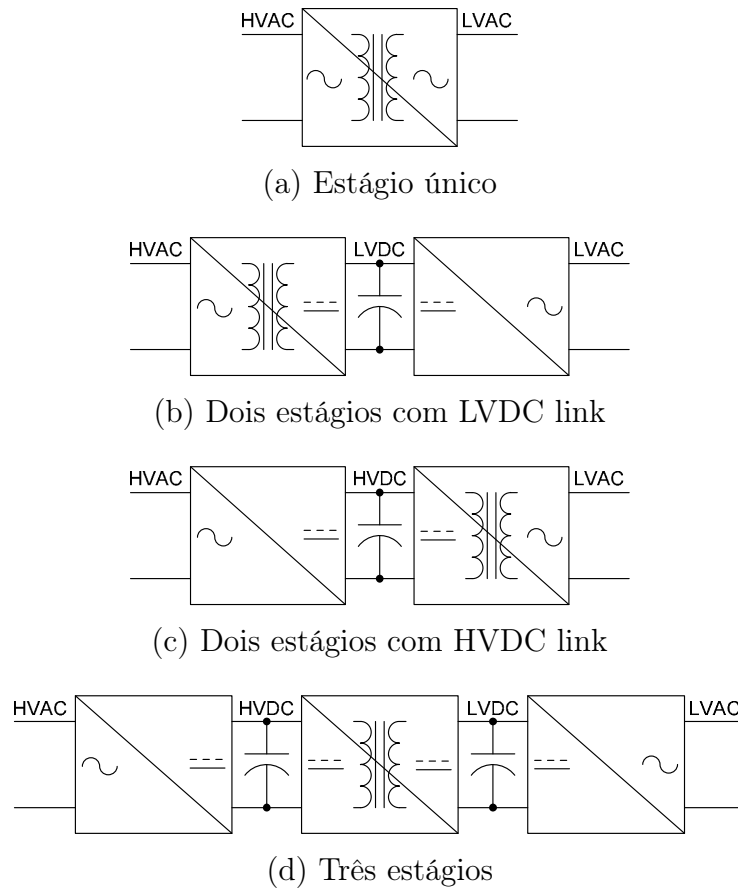
De acordo com [17] e [18], uma maneira de classificar as topologias existentes de SST consiste em dividir os modelos de acordo ao número de estados de potência e das características do barramento CC. Nesta classificação, como visto na Figura 2.12, são consideradas quatro tipos de configurações que abrangem todas as topologias possíveis, considerando todos os modelos com entrada e saída em CA.

A arquitetura apresentada em Figura 2.12a) consiste em um SST com um único estágio de potência, e com isso não possui um link CC. Já os modelos ilustrados em Figura 2.12b) e c), contém dois estágios de potência com um único link CC, sendo que o modelo em b) apresenta um link CC de baixa tensão (LVDC - Low Voltage DC) e o modelo em c) possui um link CC em tensão elevada (HVDC - High Voltage DC). O último modelo, presente na Figura 2.12d), contém três estágios de potência e dois links CC, sendo um de baixa tensão e outro de alta.

Atualmente, os interruptores existentes no mercado não são capazes de suportar tensões altas, como as tensões do nível do sistema de distribuição. Para resolver este problema, uma abordagem modular dos SST pode ser utilizada, associando os conversores para reduzir os esforços nos semicondutores, podendo além disso, usar uma abordagem de *interleaving* reduzindo as ondulações de corrente e então, diminuindo o tamanho dos filtros [17]. A Figura 2.13 mostra os modelos modulares das topologias dos transformados de estado sólido.

O modelo de SST com um único estágio de potência modular é mostrado na Figura 2.13a), no qual para a maioria das topologias de estágio único CA-CA, o compartilhamento de tensão e corrente pode ser intrínseco, não exigindo um controle específico para garantir isso, porém, isto não se aplica para todos os modelos de conversores CA-CA necessitando

Figura 2.12 – Possíveis arquiteturas dos SSTs:



Fonte: Autor

muitas vezes de um controle de tensão para garantir este compartilhamento [17].

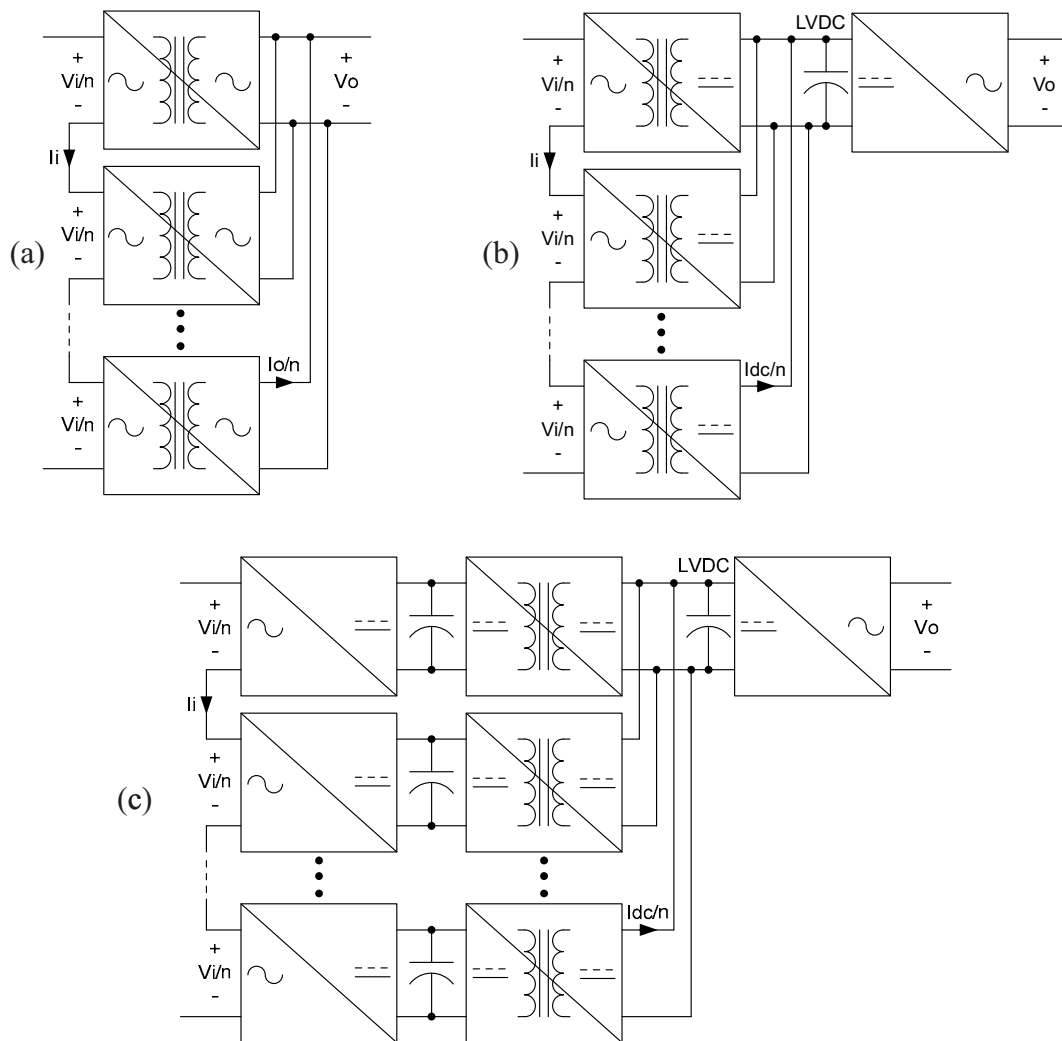
A Figura 2.13b) mostra uma configuração modular do SST com dois estágios de potência, em que apenas o estágio CA-CC requer uma implementação modular. Agora, nesta configuração, o compartilhamento de tensão e corrente pode não ser intrínseco, dependendo do modelo do conversor CA-CC. Já o modelo de SST com três estágios de potência é mostrada na Figura 2.13c), em que o estágio CA-CC e o conversor CC-CC precisam ser modular, e o estágio CC-CA não, necessitando de um controle de corrente e/ou tensão para garantir a modularidade.

Vale ressaltar que na Figura 2.13 é representada somente a configuração de uma das fases, já que os módulos são normalmente individuais para cada fase. Nas subseções a seguir, serão apresentadas cada uma das arquiteturas definidas na Figura 2.12, e para facilitar a visualização, os exemplos mostrados para cada uma das arquiteturas representam somente uma das fases do SST.

2.2.1.1 Modelo de estágio único

Para exemplo de um SST com um único estágio de potência é apresentado um conversor CA-CA ponte completa, ilustrado na Figura 2.14. Por possuir um estágio único, esta topologia requer um sistema de controle simples, porém por não fazer uso de um link DC, não possui elementos armazenadores de energia (capacitor do barramento CC),

Figura 2.13 – Arquiteturas modulares (a) único estágio de potência modular, (b) dois estágios de potência modular, e (c) três estágios de potência modular



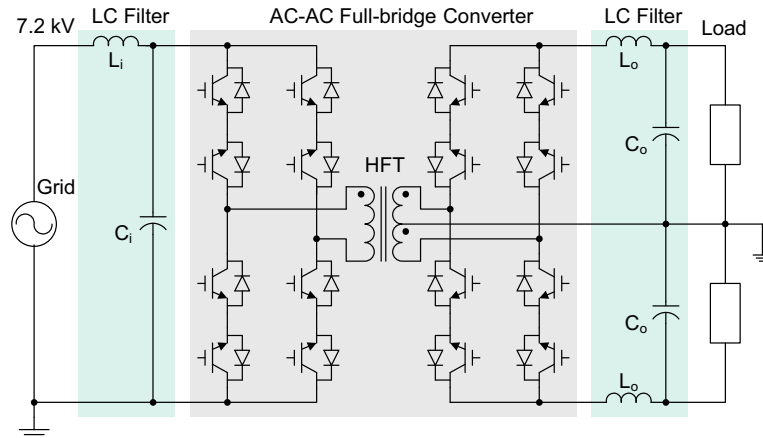
Fonte: [17]

resultando em algumas restrições de operação, como:

- Não realiza a compensação de reativos;
- Não controla a frequência na saída;
- Não possui correção do fator de potência.

Esta topologia transforma a tensão de entrada em uma onda quadrada de alta frequência, que passa pelo link magnético de alta frequência, retificando sua tensão para sua forma senoidal original novamente. Essa abordagem simples não necessita a utilização de filtros indutivos na entrada e na saída, com isso não realiza a regulação de tensão na saída. Para realizar este controle, é necessário controlar a razão cíclica dos interruptores, e então utilizar filtros indutivos na saída e na entrada para filtrar a ondulação gerada. Tendo assim, como principal desvantagem o aumento do tamanho e do peso da topologia devido à utilização de filtros [17].

Figura 2.14 – SST com estágio único baseado no conversor CA-CA ponte completa

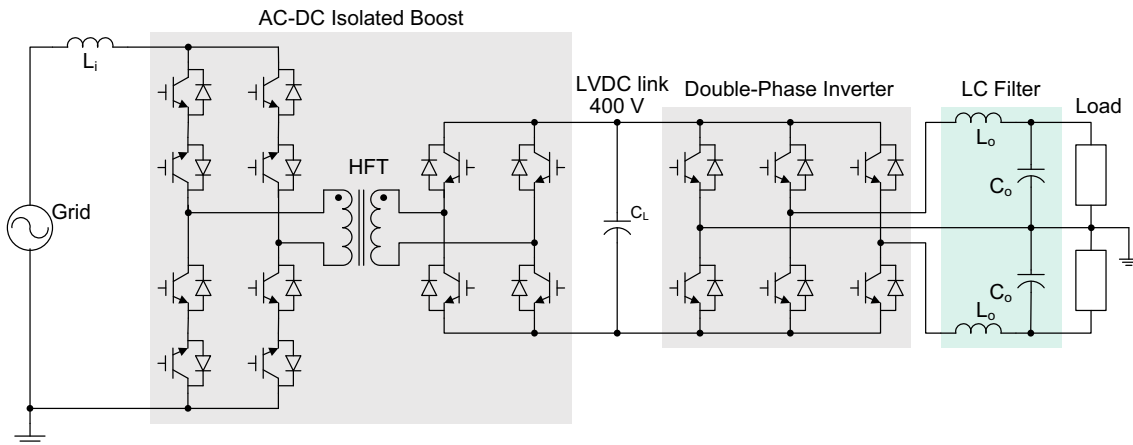


Fonte: [17]

2.2.1.2 Modelo com dois estágios

A Figura 2.15 mostra uma topologia com dois estágios e um barramento CC de baixa tensão. O primeiro estágio desta topologia é baseada na versão CA-CC no conversor Boost isolado, realizando a retificação da tensão de entrada e o isolamento galvânico com o HFT. O segundo estágio é composto por um inversor de duas fases, que inverte a tensão do barramento CC para sua forma senoidal inicial.

Figura 2.15 – SST com dois estágios e link LVDC, baseado no conversor Boost CA-CC



Fonte: [17]

De acordo com [17], as principais desvantagens desta topologia são:

- O uso de dois controles diferentes no primeiro estágio da topologia, conforme a direção do fluxo de energia;
- A presença de uma ondulação de 120 Hz no barramento CC, uma vez que as correntes de ondulação de 120Hz provenientes de ambos os lados CA devem ser absorvidas pelo capacitor do link LVDC.

- Um volume elevado do capacitor do link LVDC. Além do possível comprometimento da vida útil do conversor ao se utilizar capacitores eletrolíticos [19].

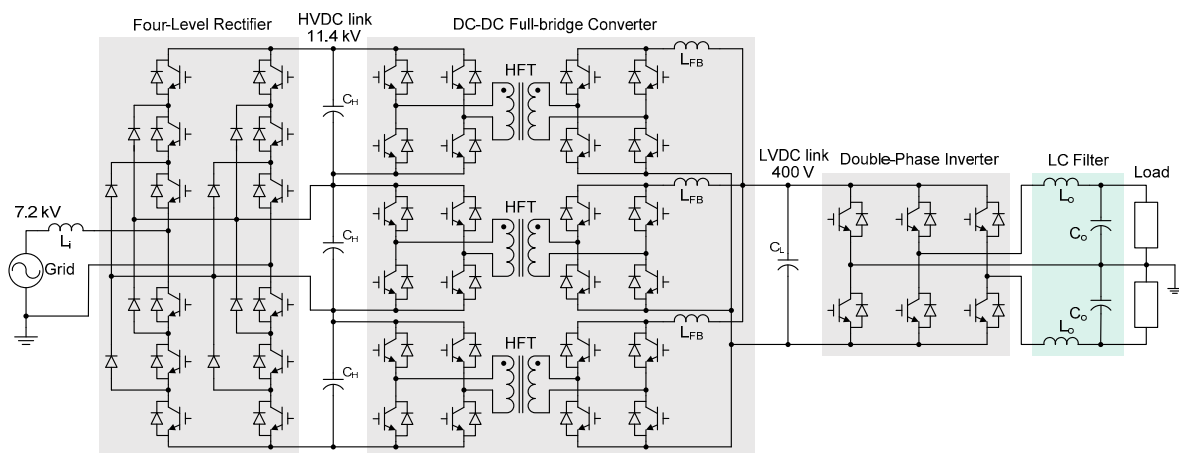
Entretanto, mesmo com estas desvantagens, este SST apresenta algumas vantagens em relação ao SST de um único estágio:

- Controle de frequência na saída;
- Correção de fator de potência;
- Possibilidade de conexão com banco de baterias e geração de energias renováveis.

2.2.1.3 Modelo com três estágios

O modelo de SST de três estágios apresentado possui seu primeiro estágio CA-CC baseado em um retificador multinível, o segundo estágio por um conversor CC-CC bidirecional que realiza a isolação galvânica através do transformador de alta frequência, e por um inversor no terceiro estágio da topologia. A Figura 2.16 mostra esta topologia detalhadamente.

Figura 2.16 – SST com três estágios baseado baseado em um retificador de quatro níveis e três conversores de ponte completa DC-DC



Fonte: [17]

Segundo [17], as principais desvantagens desta topologia e da maioria dos SST de três estágios são:

- O grande número de componentes, principalmente interruptores de alta frequência;
- Indutores grandes para a topologia de ponte completa;
- Um maior peso e volume em relação às outras arquiteturas.

E como vantagens, os SST de três estágios possuem:

- A presença de dois barramentos CC, um de alta e outra de baixa tensão;

- Um maior número de combinações de conversor, já que há a possibilidade de usar diversos tipos de topologias estáticos por estágio, permitindo otimizar tamanho, peso e eficiência [6];
- A integração de energias renováveis e sistemas de armazenamento de energia;
- Uma compensação de reativos, controle da corrente e rejeição à distorções em ambos os lados (alta e baixa tensão).

A Tabela 2.1 apresenta uma comparação qualitativa entre as características das estruturas com os diferentes números de estágios e barramentos CC.

Tabela 2.1 – Comparação entre características de estruturas com diferentes números de estágios

Requisito	Estágio	Estágio Duplo		Três
	Único	LVDC	HVDC	Estágios
Fluxo bidirecional de energia	Sim	Sim	Sim	Sim
Modularidade	Sim	Sim	Sim	Sim
Correção do fator de potência	Não	Não	Sim	Sim
Redução THD	Não	Não	Sim	Sim
Compensação de reativos	Não	Não	Sim	Sim
Regulação de tensão de saída	Não	Sim	Não	Sim
Proteção contra sobrecarga e curto-circuito	Sim	Sim	Sim	Sim
Distribuição de CC em baixa tensão	Não	Sim	Não	Sim
Elevada densidade de potência	Sim	Sim	Sim	Sim

Fonte: Adaptado de [10]

2.2.2 Posição do estágio de isolamento

Em [20] é definido que várias topologias de SSTs propostas pela academia e indústria até os dias atuais, são variações de cinco principais classes de topologias modernas de SSTs, sendo elas: *matrix type*, *isolated back end*, *isolated front end*, *isolated modular multilevel converter* e *single-cell approach*. Estas divisões topológicas são classificadas conforme o posicionamento do isolamento galvânico da topologia, e serão apresentadas mais detalhadamente nas próximas subseções.

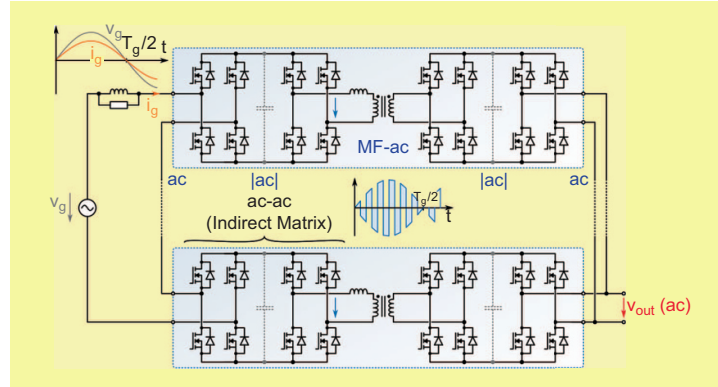
2.2.2.1 Matrix type

A arquitetura *matrix type* é uma topologia para ser utilizada em aplicações onde é necessária uma conversão CA-CA direta com isolamento galvânico, sem nenhum controle avançado de tensão e frequência na saída ou qualquer outra função que dependeria do barramento CC, possuindo uma redução de peso e volume em relação aos transformadores convencionais de potência.

A Figura 2.17 mostra uma patente da General Electric (GE) de 2008 que utiliza a configuração *matrix type*. Esta topologia emprega a associação de conversores matriciais indiretamente conectados gerando um link de média frequência de corrente alternada (MF-AC - *medium frequency alternated current*). A GE posteriormente construiu um

protótipo monofásico desta topologia de 1MVA, que será mostrado mais detalhadamente na Seção 2.4.

Figura 2.17 – SST tipo matricial, SST GE 2008

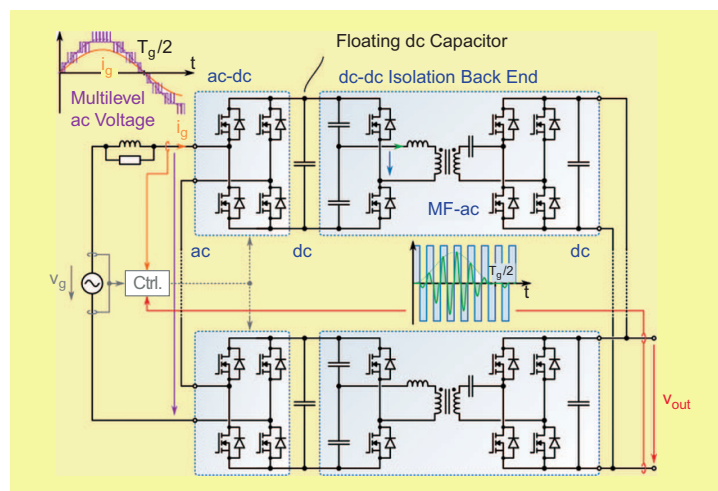


Fonte: [20]

2.2.2.2 *Isolated back end*

A arquitetura *isolated back end* (IBE), é mais apropriada para casos em que se necessita maior controlabilidade, ou no caso, com a presença do barramento CC. A Figura 2.18 mostra uma topologia IBE, em que o barramento CC está localizado no lado de alta tensão, possuindo um controle no primário do transformador de alta frequência, garantindo um controle da corrente de entrada e um tensão de saída multinível.

Figura 2.18 – *Isolated back-end* (IBE)



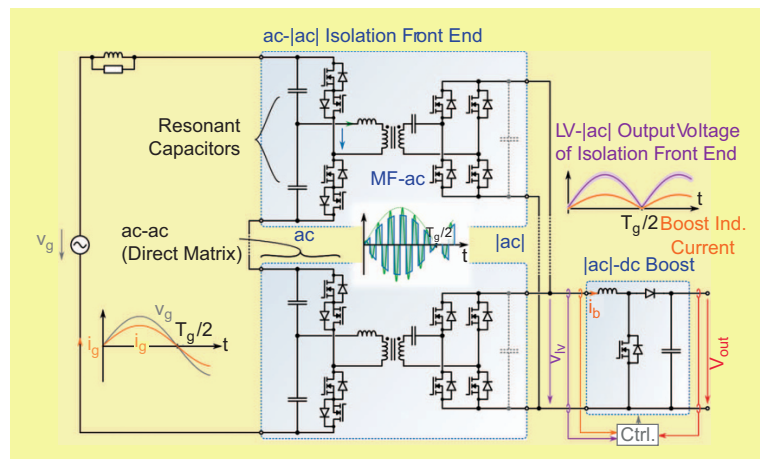
Fonte: [20]

Segundo [20], essa topologia é provavelmente a mais comum das topologias básicas modernas de SST. Seu circuito apresentado anteriormente foi patenteado em 1996 [21]. Após esta patente, muitas empresas investiram em pesquisas neste tipo de arquitetura, como no caso da ABB que construiu um protótipo funcional para uma locomotiva, apresentado mais detalhadamente posteriormente na Seção 2.4.

2.2.2.3 Isolated front end

Diferente da arquitetura IBE mostrada na subseção anterior, a arquitetura *isolated front end* (IFE) apresenta o barramento CC localizado no lado de baixa tensão da topologia, como no exemplo ilustrado na Figura 2.19.

Figura 2.19 – *isolated front end* (IFE)



Fonte: [20]

As estruturas IBEs necessitam de elevados valores de capacitâncias no barramento CC devido a absorção de tensões em baixa frequência, causadas pela retificação da fonte de entrada, sendo assim uma desvantagem da estrutura. Diferente das estruturas IFEs, que possuem a vantagem dos capacitores do barramento serem localizados na etapa inversora da topologia, operando na frequência de comutação, e possuindo um tamanho bem reduzido em relação a arquitetura IBE.

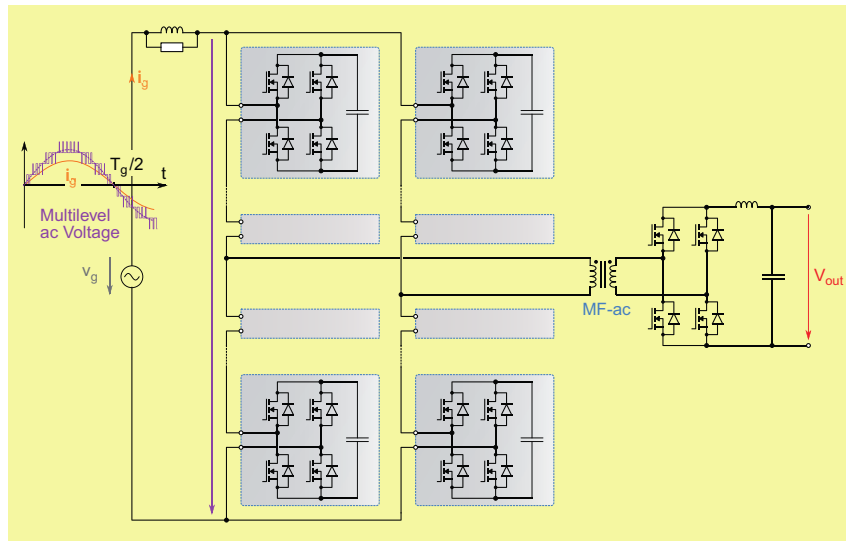
2.2.2.4 Isolated modular multilevel converter

A Figura 2.20 apresenta um SST com uma arquitetura *isolated modular multilevel converter* (IMMC), em português, conversor modular multinível isolado.

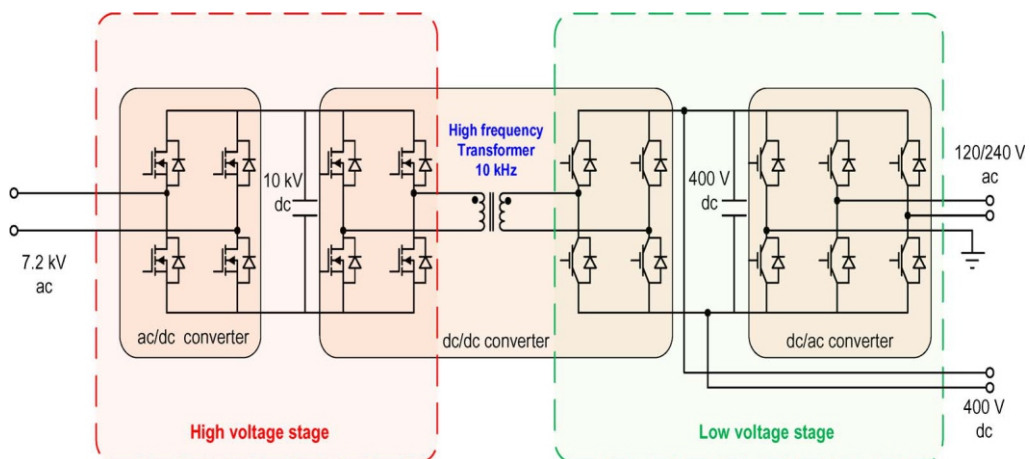
Diferentes das três topologias modulares mostradas nas subseções anteriores, a arquitetura IMMC possui unicamente a eletrônica de potência modular, utilizando apenas um link magnético de alta frequência. Desta forma, os esforços de corrente e tensão nos semicondutores desta topologia serão altos comparados aos modelos modulares, porém, com um único HFT a implementação de um sistema de isolamento será facilitada [20].

2.2.2.5 Single-cell approach

Com os recentes avanços na tecnologia de semicondutores de potência SiC, foi possível utilizar um único estágio de potência para obtenção da isolamento em média frequência, sem a necessidade de utilizar a modularidade para diminuir os esforços nos semicondutores. Isso resultou no surgimento dos SST com topologia *single-cell approach*, como o SST de único estágio utilizando interruptores SiC com tensão de bloqueio de 15 kV, mostrado na 2.21.

Figura 2.20 – *isolated modular multilevel converter (IMMC)*

Fonte: [20]

Figura 2.21 – topologia *single-cell approach*

Fonte: [22]

Este projeto foi produzido por *Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM)*, em uma aplicação que a tensão de entrada é 7,2 kV e tensões de saída de 120/240 V (CA) e 400 V (CC) [23].

2.3 SST UNIDIRECIONAL

2.4 APLICAÇÕES

Todas estas arquiteturas e modelos de SSTs apresentados possuem cenários distintos de atuação e podem ser utilizados em diversas aplicações, sendo as principais:

- Transformadores de sistemas de distribuição;
- Sistemas de tração de locomotivas;

- *Smart grid*;
- *Data Center*.

Como exemplo em aplicação de transformadores de baixa tensão, em 2008 a GE patenteou a topologia apresentada anteriormente na Figura 2.17 e, mais tarde, desenvolveu um protótipo monofásico de 1 MVA. Este protótipo, mostrado na Figura 2.22 possui uma estrutura do tipo matricial de quatro células, utilizando interruptores de carbeto de silício (SiC) de 10 kV, para conectar a uma rede de 13,8 KV, com uma frequência de comutação de 20 kHz, eficiência de conversão CA-CA de 97%, com uma redução de 75% de peso e 50% de tamanho, em comparação com os transformadores convencionais de baixa tensão [22].

Figura 2.22 – Aplicação GE

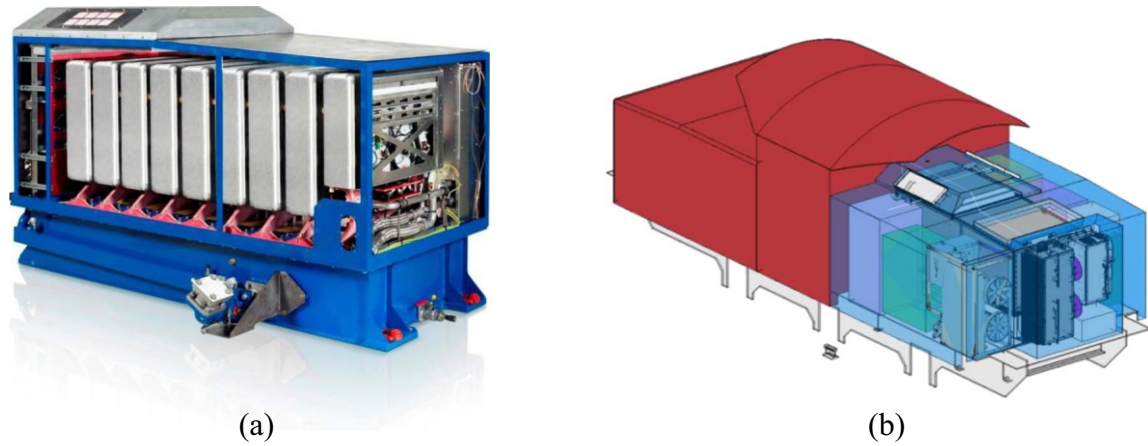


Fonte: [22]

A utilização de SST foi utilizada anteriormente na tração de locomotivas do que em sistemas de distribuição. Resultado disto é o protótipo da ABB de 2013 em uma locomotiva de manobra que foi testado em campo na ferrovia suíça, apresentada na Figura 2.23. Este transformador de tração com eletrônica de potência (*power electronic traction transformer* - PETT) monofásico de 1,2 MW interage com a rede de tração suíça de 15 kV e 16 Hz usando uma configuração *isolated back end* de nove células conversoras em cascata com IGBTs de silício de 6,5 kV no lado CA de entrada, com frequência de comutação de 1,8 kHz. Este SST obteve uma alta eficiência total de conversão CA-CC de 96% e uma relação potência/peso de 0,75 kVA/kg, mais que o dobro dos transformadores convencionais que apresentam uma relação de 0,35 kVA/kg [24] [22].

Em 2014, A Universidade de Kiel, em parceria com o CORPE (*Center Of Reliable Power Electronics*) - da Universidade de Aalborg -, criaram um projeto que engloba o processamento de energia de um SST, com toda a estrutura de comunicação entre as cargas e concessionárias. Este projeto recebeu o nome de HEART (*Highly Efficiency And Reliable*

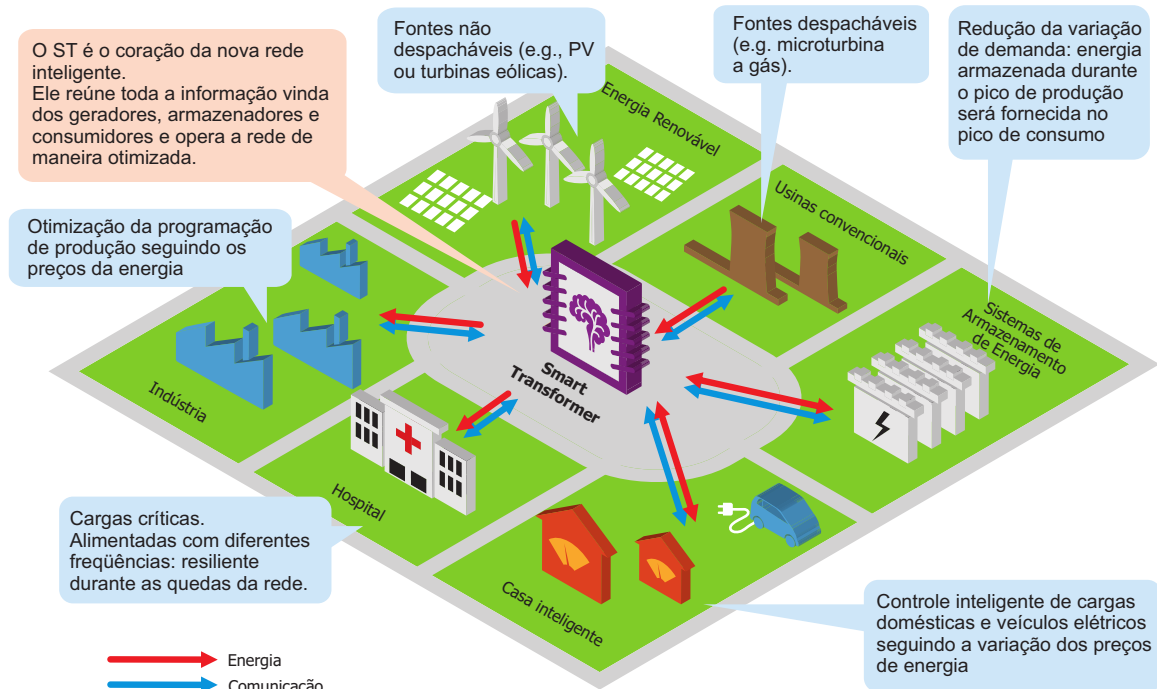
Figura 2.23 – a) Protótipo PETT ABB; b) Instalação na locomotiva de manobra: Ao meio o protótipo PETT, à esquerda a unidade de resfriamento e à frente o conversor auxiliar adicional juntamente com o carregador de bateria e o conjunto de baterias.



Fonte: [24]

smart Transformer), e propõe o novo conceito "transformador inteligente" utilizado em *Smart grid*, baseado na arquitetura modular de conversores estáticos [25]. A Figura 2.24 apresenta o conceito de aplicação do projeto HEART.

Figura 2.24 – Projeto Heart

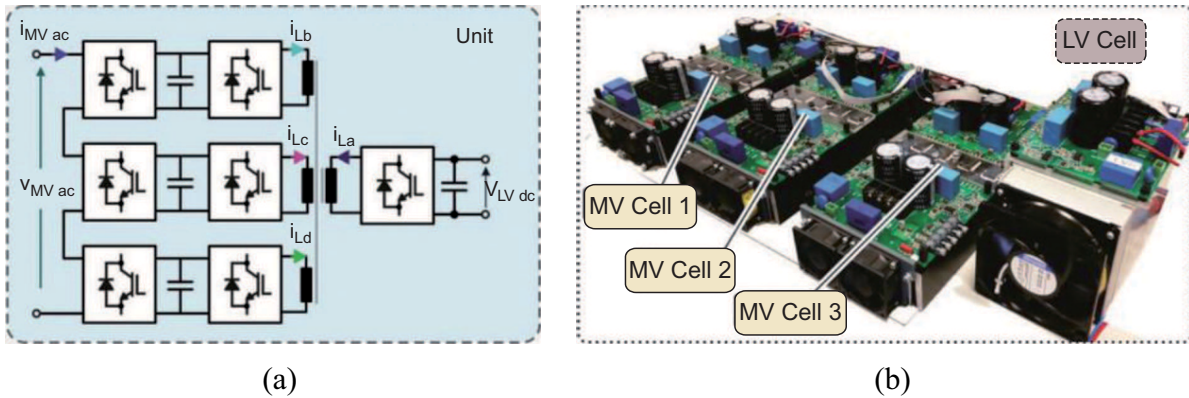


Fonte: [18]

Este projeto está em andamento e é previsto a construção de um protótipo de 1 MVA, que conecta uma rede CA de 10 kV com uma rede CA de 400 V [26]. A Figura 2.25a) apresenta a etapa CA-CC da célula implementada, e na Figura 2.25b) o protótipo desta célula QAB, com potência de 20 kW. A tensão de todos os links CC é igual a 700 V,

portanto foram empregados interruptores de 1200 V alcançando uma eficiência máxima de 94,5% [26].

Figura 2.25 – a) Topologia da célula QAB selecionada para o projeto HEART; b) Protótipo de 20 kW da célula QAB

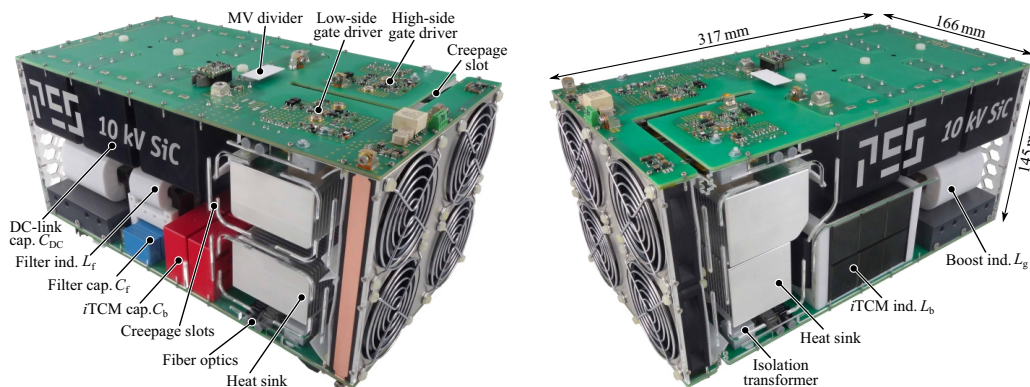


Fonte: [26]

Outra utilização de importância dos SSTs são para o fornecimento de energia em *data center*. Devido a alta demanda de energia dos *data center*, sua fonte deve ser fornecida diretamente das redes de média tensão, porém, seus circuitos internos utilizam tensões bem baixas, possuindo então uma perda significativa de energia dissipada nos vários processos de redução de tensão para o fornecimento de energia. Desta forma, os SSTs são considerados uma solução possível, pois podem fazer a interface direta da rede CA de MV com um barramento de 400 V em corrente contínua, onde os racks de servidor com um consumo de energia de várias dezenas de quilowatts podem ser diretamente fornecidos a partir de um SST individual.

A Figura 2.26 apresenta o protótipo de um SST utilizado para fornecimento de energia para um *data center*, desenvolvido em 2018 pelo *Power Electronic Systems Laboratory, ETH Zurich* [27]. Este SST emprega uma estrutura de dois estágios, um estágio de retificador PFC CA-CC seguido por um de conversor CC-CC isolado.

Figura 2.26 – Fotos do conversor iTCM realizado. Apesar das grandes distâncias de isolamento necessárias para 7 kV, é alcançado um projeto altamente compacto com uma densidade de potência de 3/28 kW/L



Fonte: [27]

Este protótipo possui, no primeiro estágio um PFC de 25 KW que transforma uma tensão monofásica de 3,8 KV em uma tensão contínua de 7 kV, utilizando MOSFETs SiC de 10 kV com uma comutação de tensão zero (ZVS). E em seu segundo estágio um conversor CC-CC isolado com tensão de saída de 400 V [27].

2.5 RESUMO E CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Foram introduzidos neste capítulo os principais conceitos de um transformador de estado sólido, desde as classificações de suas arquiteturas até aplicações e patentes já existente na indústria atualmente.

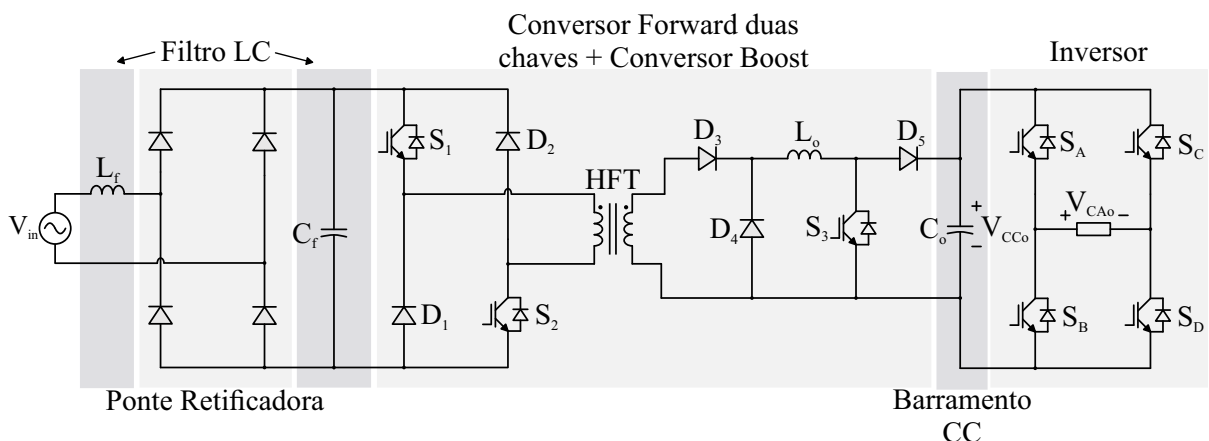
Com a análise destes tópicos e um conhecimento aprofundado nos modelos e desenvolvimentos existentes dos SSTs, foi possível projetar uma nova topologia de grande aplicação nos circuitos eletrônicos de potência, apresentada detalhadamente nos próximos capítulos.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE DA TOPOLOGIA PROPOSTA

Este capítulo apresenta o estudo e a metodologia da análise desenvolvida para o conversor proposto para aplicação em um SST. Esta topologia consiste em um SST com dois estágio de operação, sendo um estágio CA-CC seguido por um estágio CC-CA, conforme apresentado na Figura 3.1. O estágio CC-CA trata-se de um inversor ponte completa, com seus funcionamentos já bem conhecidos pela academia, desta forma, esta dissertação tratará detalhadamente do primeiro estágio de operação CA-CC da topologia, que é composto pela integração de um conversor Forward duas chaves, em série com um conversor Boost, operando com de frequência de comutação de 75 kHz, possuindo como fonte de alimentação a tensão CA da rede, retificada por uma ponte retificadora.

Figura 3.1 – Topologia Proposta, integração da ponte retificadora, conversor Forward duas chaves e conversor Boost



Fonte: Autor

Primeiramente serão apresentados os conversores integrados, retratando a estrutura do conversor Forward duas chaves e vantagens em relação ao conversor convencional. E então, será apontado brevemente sua integração com o conversor Boost.

Logo após a apresentação inicial destes conversores tradicionais, serão exibidas

as análises realizadas sobre o estágio CA-CC do SST proposto, iniciando pelo estudo da estrutura utilizada, seguida pelas etapas de operação e suas principais formas de onda. Depois, na sexta seção deste capítulo será demonstrado o equacionamento utilizado para encontrar seu ganho estático e o limite da relação de transformação do transformador de alta frequência.

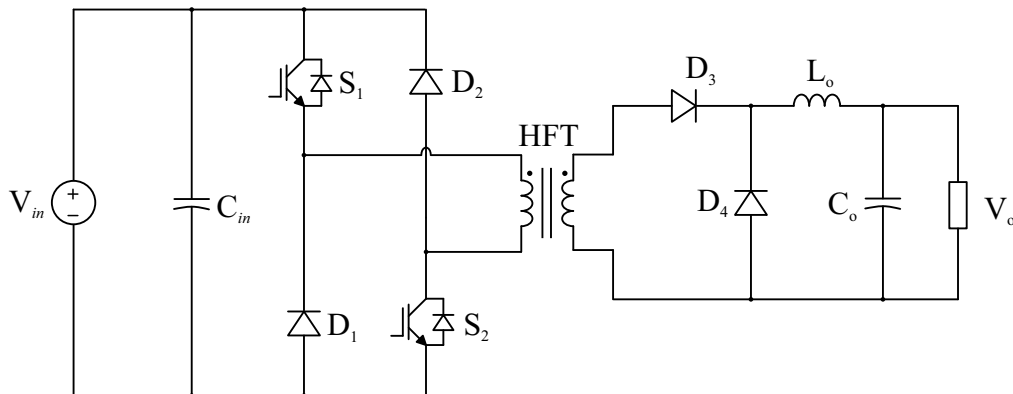
Para finalizar este capítulo, na última seção serão relatados os esforços nos componentes, incluindo os magnéticos, interruptores passivos e ativos, e capacitores, necessários para o dimensionamento dos dispositivos utilizados para a elaboração do protótipo, mostrado no próximo capítulo.

3.1 CONVERSOR FORWARD DUAS CHAVES

O conversor Forward é uma topologia derivada do conversor Buck, contendo um link magnético de alta frequência responsável pela isolamento galvânica do sistema. Este conversor é muito utilizado em médias e baixas potências, com diversas aplicações, sendo uma das mais relevantes o uso em sistemas de carregamento de baterias [28].

A topologia Forward, utilizando duas chaves com um filtro de entrada, apresentada na Figura 3.2, elimina a necessidade dos enrolamentos de desmagnetização do conversor Forward tradicional, tendo como vantagem um link magnético de menor peso e volume, e também a comutação suave durante o bloqueio dos diodos do primário do transformador, resultando em perdas menores por comutação [29] [30].

Figura 3.2 – Conversor Forward duas chaves



Fonte: Autor

Mesmo assim, esta topologia também apresentava restrições ao trabalhar com altas tensões e frequência, estando limitado principalmente pelas perdas elevadas de comutação dos componentes. Porém o desenvolvimento dos MOSFETs com propriedades SiC e o uso de grampeadores tornou possível projetos de conversores com alta tensão e densidade de potência, operando em altas frequências de comutação.

Outra vantagem desta topologia é a não necessidade de um tempo morto entre os comandos dos interruptores, resultando em um controle mais simples e confiável, adequado para aplicações de alta tensão [29].

O ganho estático (G) do conversor Forward duas chaves é dado por 3.1, com valor mínimo nulo quando a razão cíclica (D) é zero, e valor máximo igual a $1/N$ quando $D = 1$.

$$G = \frac{V_o}{V'_{in}} = \frac{D}{N} \quad (3.1)$$

Em que V_o é a tensão na carga do conversor, V'_{in} é a tensão de entrada vista pelo secundário do transformador, e N é a relação de transformação do transformador de alta frequência.

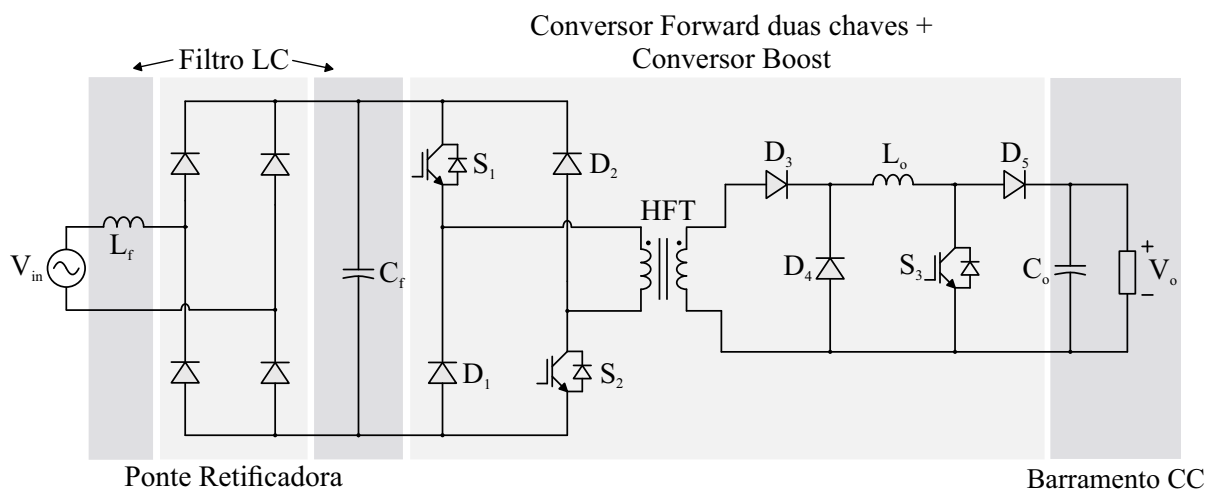
Porém, para ocorrer a desmagnetização total do transformador, e para que as perdas por comutação dos diodos do primário sejam significativamente menor, a razão cíclica máxima utilizada é de aproximadamente 0,5, limitando o ganho máximo do conversor para $G = 0,5/N$.

Como o conversor Forward duas chaves é uma derivação da topologia Buck isolada, a integração desta arquitetura com o conversor Boost resulta em uma topologia elevadora-abaixadora não inversora isolada. Trazendo um conversor que adota todas as grandes vantagens do modelo Forward duas chaves, com um sistema diversificado com ainda mais resultados positivos para diferentes aplicações.

3.2 TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia proposta para este trabalho consiste no conversor CA-CC aplicado no primeiro dos dois estágio de operação de um SST, conforme apresentado na Figura 3.3. Este trabalho apresentará detalhadamente o projeto e funcionamento apenas deste primeiro estágio CA-CC, já que o segundo estágio CC-CA, se trata de um inversor ponto completa, com seus funcionamentos já bem conhecidos pela academia.

Figura 3.3 – Topologia Proposta, integração da ponte retificadora, conversor Forward duas chaves e conversor Boost



O conversor CA-CC proposto é composto pela integração de um PFC Forward duas chaves, em série com um conversor Boost operando em alta frequência de comutação, ambos apresentados nas seções anteriores. Esta topologia contém um filtro indutivo

capacitivo (LC) na entrada, que limita os ruídos indesejados para a rede. Entre este filtro é utilizado uma ponte retificadora de baixa frequência, tornando a tensão senoidal da rede em uma tensão retificada para o restante do conversor, seguido então, pelos dois interruptores e diodos do conversor Forward. Deste modo, este SST desenvolvido utiliza da principal vantagem do conversor Forward duas chaves, que é a não necessidade de um circuito de grampeamento para evitar as sobretensões destes interruptores do primário do transformador de alta frequência (HFT).

Após os interruptores S_1 e S_2 , encontra-se o transformador de alta frequência, que realiza a isolamento galvânica necessária para a topologia, e também regula o ganho desejado do conversor. No secundário do HFT está localizado o conversor Boost, compartilhando o indutor L_o com o conversor Forward, e contendo o barramento CC da topologia como sua saída. Desta maneira, o primeiro estágio de operação do SST apresentado neste artigo realiza a transformação da tensão alternada da rede elétrica para uma tensão contínua do barramento CC, com uma alta frequência de comutação dos interruptores, tornando-se um conversor visto pela rede apenas como uma resistência pura, com uma baixa taxa de distorção harmônica (TDH) e um elevado fator de potência.

A modulação dos interruptores utilizados nesta topologia são representados na Figura 3.4, em que os interruptores S_1 e S_2 são operados com uma razão cíclica fixa de aproximadamente metade do período de comutação (D_{12}). Isto porque, durante a condução destes interruptores, a indutância magnetizante do transformador L_m é magnetizada, e durante seu período de bloqueio, os diodos D_1 e D_2 entram em condução, realizando a redefinição magnética do transformador, e assim, desmagnetizando completamente sua indutância magnetizante (L_m). Com isso, a razão cíclica com valor igual ou menor que a metade do período de comutação ($T_s/2$) garante a desmagnetização total de L_m , fazendo com que ocorra a comutação suave nos diodos do primário do HFT, tornando possível utilizar diodos lentos, como no caso do protótipo deste trabalho.

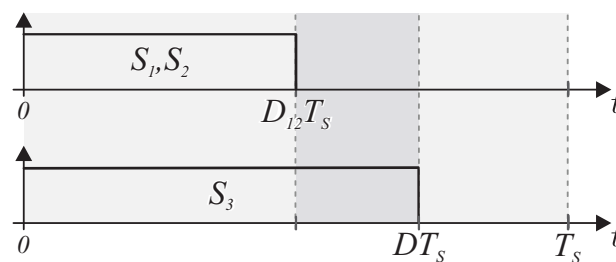


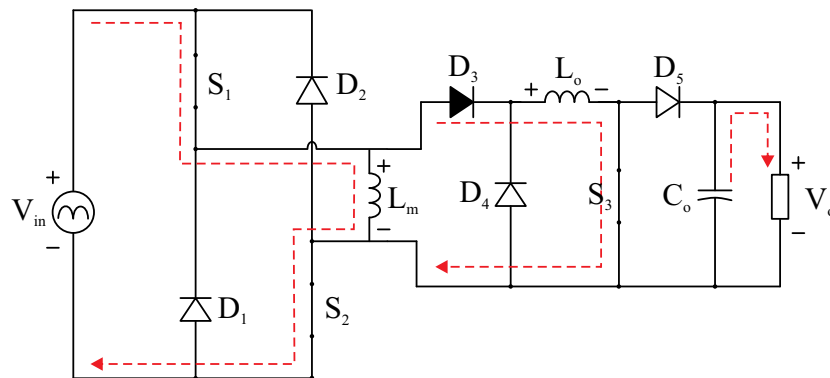
Figura 3.4 – Sinais de comando dos interruptores

Portanto, como os comandos dos interruptores S_1 e S_2 possuem razão cíclica fixa, é de responsabilidade apenas do interruptor S_3 realizar o controle de tensão e corrente do conversor, possuindo uma razão cíclica variada, garantindo sempre estar em condução durante a operação dos interruptores S_1 e S_2 , operando com uma razão cíclica sempre superior a 0,5. Neste protótipo, para minimizar todas as perdas de comutação e garantir um alto rendimento do SST, foram utilizados MOSFETs rápidos Sic, e diodos rápidos Sic para D_3 , D_4 e D_5 . Para os diodos D_1 e D_2 foram utilizados diodos lentos, devido a sua garantia de comutação suave. As próximas seções irão apresentar as análises teóricas desta topologia.

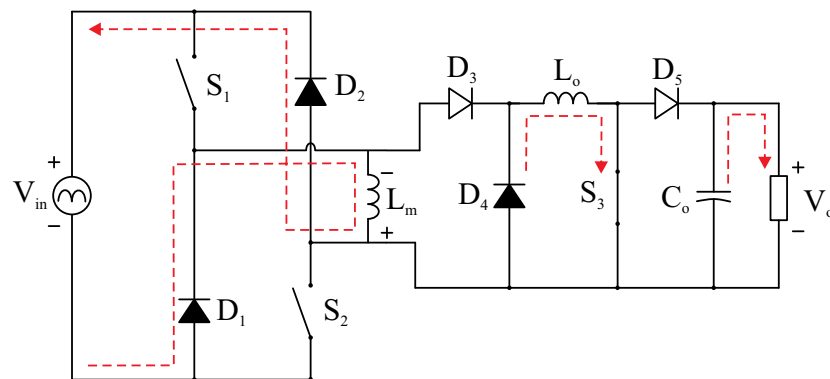
3.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO

O conversor CA-CC estudado contém três estágios de operação em alta frequência, no qual a análise para o semiciclo positivo da senoide da fonte de entrada V_{in} é a mesmo que a do semiciclo negativo, já que, a presença da ponte retificadora o conversor recebe a tensão de entrada como uma senoide retificada, fazendo com que as etapas de operação do circuito permaneçam as mesmas durante todo o período da rede. A Figura 3.5 ilustra as três etapas de operação no período de alta frequência desta topologia.

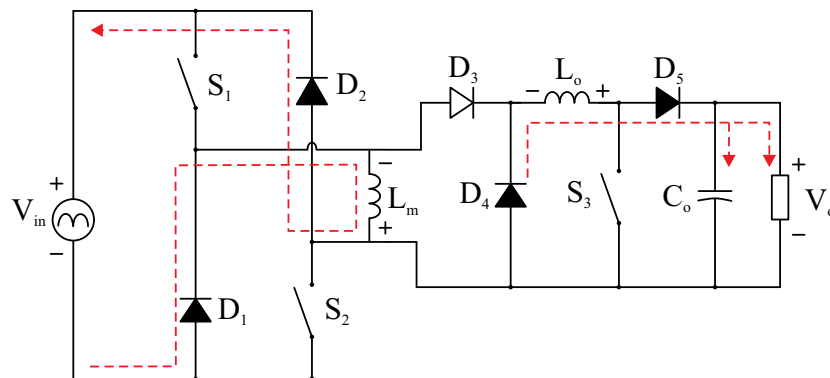
Figura 3.5 – Etapas de operação em alta frequência



(a) Primeira etapa de operação



(b) Segunda etapa de operação



(c) Terceira etapa de operação

Fonte: Autor

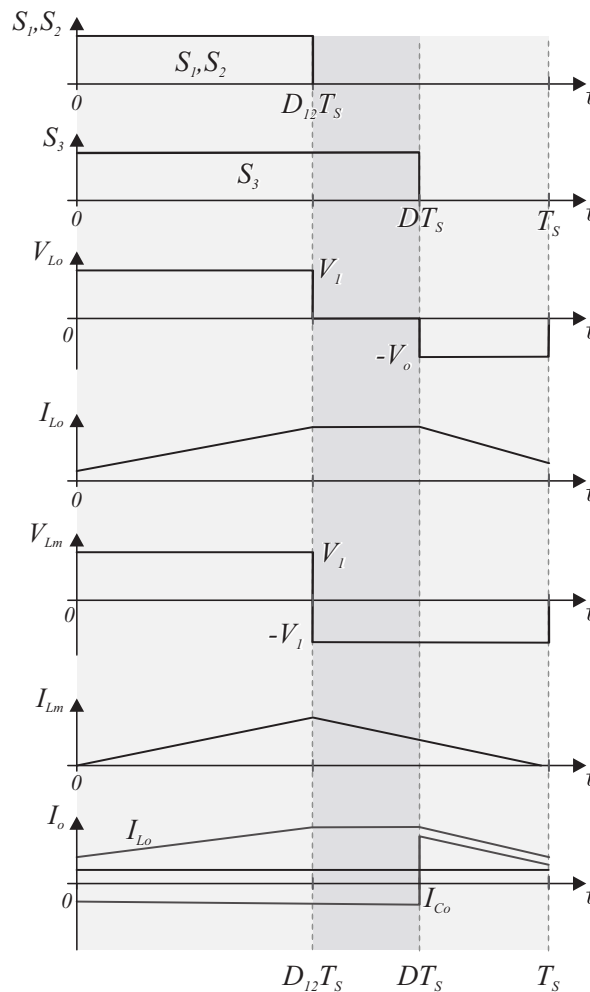
Estas etapas de operação são definidas pelas comutações dos interruptores, que operam em uma frequência de comutação significativamente maior que a frequência da rede, podendo assim considerar a fonte de entrada V_{in} como uma fonte contínua no circuito equivalente, já que a variação da senoide é insignificante durante todo o período de análise das etapas.

Além da substituição da fonte alternada da entrada por uma fonte contínua, e a eliminação da ponte retificadora, outra adaptação realizada é representar o transformador de alta frequência (HFT) por seu modelo simplificado, através da sua indutância magnetizante L_m equivalente, e a tensão da fonte de entrada é alterada para tensão vista pelo secundário do HFT - Equação 3.2 -, simplificando a análise do circuito.

$$V'_{in} = \frac{V_{in}}{N} \quad (3.2)$$

Para melhor entendimento de todas as etapas de operação e o estudo do circuito e das simulações, pode-se analisar as principais formas de onda da topologia, conforme é apresentado na Figura 3.6.

Figura 3.6 – Principais formas de onda: (a) e (b) sinais de comando dos interruptores; (c) corrente e tensão no indutor magnetizante; (d) corrente e tensão no indutor de dispersão; (d) corrente e tensão no capacitor de grampeamento



Fonte: Autor

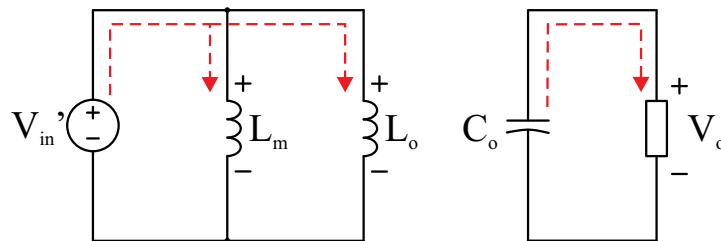
As subseções a seguir retrataram detalhadamente cada etapa de operação, apresentando o circuito equivalente de cada etapa e a análise matemática de cada estágio.

3.3.1 Primeira Etapa de Operação

A primeira etapa de operação é iniciada com o comando dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 para entrarem em condução, realizando o bloqueio dos diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 , e também polarizando o diodo D_3 . Nesta etapa, a indutância magnetizante do transformador é magnetizada, junto com o indutor da saída L_o . Com o diodo D_5 bloqueado, o capacitor C_o é separado do circuito de entrada, alimentando a carga apenas pela energia armazenada neste barramento CC.

Desta forma, a Figura 3.7 pode representar o circuito equivalente desta etapa de operação, em que a fonte de entrada realiza a magnetização das indutâncias L_m e L_o , enquanto a carga é alimentada pela energia acumulada no capacitor C_o .

Figura 3.7 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação



Fonte: Autor

As equações dos dispositivos armazenadores de energia desta etapa de operação são apresentadas a seguir:

$$L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = V'_{in} \quad (3.3)$$

$$L_o \frac{di_{L_o}}{dt} = V'_{in} \quad (3.4)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_o} = 0 \quad (3.5)$$

Em que, V'_{in} é a tensão da fonte de entrada vista pelo secundário do transformador e N é a relação de transformação do HFT. Esta etapa é finalizada quando os interruptores S_1 e S_2 recebem o comando de bloqueio, e o interruptor S_3 permanece com o comando para conduzir.

3.3.2 Segunda Etapa de Operação

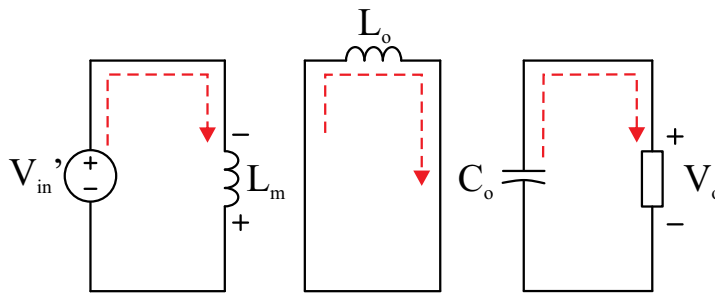
Com o início da segunda etapa de operação, os interruptores S_1 e S_2 estão bloqueados, ocorrendo então a polarização dos diodos D_1 e D_2 , que passam a conduzir e iniciam a desmagnetização da indutância magnetizante L_m do transformador de alta frequência. Para o correto funcionamento desta topologia, a indutância L_m precisa ser totalmente

desmagnetizada, fazendo assim a comutação suave dos diodos D_1 e D_2 durante a fase de bloqueio e, para que isto seja garantido, o tempo de operação dos interruptores S_1 e S_2 deve ser levemente inferior a metade do período de comutação, aproximadamente $T_s/2$.

Desta maneira, é possível definir um valor fixo para a razão cíclica (D_{12}) destes interruptores que seja igual ou menor que 0,5. Portanto, apenas o interruptor S_3 possui uma razão cíclica variável, e assim é o responsável por todo o sistema de controle da tensão do barramento CC e da corrente no indutor L_o . Sendo assim, este interruptor S_3 deve estar sempre em condução durante a operação dos interruptores S_1 e S_2 , operando com uma razão cíclica sempre superior a 0,5.

A Figura 3.8 representa o circuito equivalente desta segunda etapa de operação, em que a indutância L_m está sendo desmagnetizada e a indutância L_o é curto-circuitada através do interruptor S_1 e o diodo D_4 , apresentando uma tensão nula e corrente contínua em sua malha. Já a carga, continua sendo alimentada pelo barramento CC, isolada do restante do circuito devido ao bloqueio do diodo D_5

Figura 3.8 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação



Fonte: Autor

O equacionamento dos dispositivos armazenadores de energia da segunda etapa de operação são apresentadas a seguir:

$$L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = -V_{in}' \quad (3.6)$$

$$L_o \frac{di_{L_o}}{dt} = 0 \quad (3.7)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_o} = 0 \quad (3.8)$$

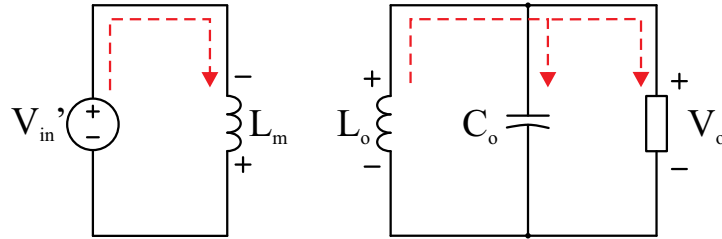
O final desta etapa ocorre com o comando de bloqueio do interruptor S_3 , sendo descrito detalhadamente na próxima subseção.

3.3.3 Terceira Etapa de Operação

A terceira e última etapa de operação se inicia com o comando de bloqueio do interruptor S_3 . Desta forma, nesta etapa todos os interruptores estão abertos, estando os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 polarizados e o diodo D_3 bloqueado.

No primário do transformador de alta frequência ainda ocorre a desmagnetização da indutância magnetizante L_m , através da polarização dos diodos D_1 e D_2 . Enquanto que no secundário do transformador, com o bloqueio do interruptor S_3 , o diodo D_5 passa a conduzir, fazendo com que a indutância L_o passe a alimentar a carga e o capacitor C_o do barramento CC. A Figura 3.9 apresenta o circuito equivalente desta etapa, detalhando o sentido da corrente e a polarização das magnetizantes.

Figura 3.9 – Circuito equivalente da terceira etapa de operação



Fonte: Autor

O equacionamento dos dispositivos armazenadores de energia da segunda etapa de operação são apresentadas a seguir:

$$L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = -V_{in}' \quad (3.9)$$

$$L_o \frac{di_{L_o}}{dt} = -V_o \quad (3.10)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_o} = i_{L_o} \quad (3.11)$$

Devido a razão cíclica fixa de S_1 e S_2 igual ou menor que meio período de comutação ($T_s/2$), a indutância magnetizante é desmagnetizado completamente, desconectando a fonte e o transformador. Neste instante o indutor L_o ainda continua transferindo energia para carga, até que os interruptores S_1 , S_2 e S_3 recebem o sinal para entrarem em condução, retornando para a primeira etapa de operação, e assim repetindo todo o ciclo.

A partir das análises é possível equacionar a topologia proposta, e então encontrar as equações fundamentais para representar e dimensionar o circuito, mostradas a seguir.

3.4 GANHO ESTÁTICO

Esta seção irá apresentar o ganho estático da arquitetura proposta, realizando este equacionamento através da análise da forma de onda da tensão na indutância L_o . Analisando a Figura 3.6 e os circuitos equivalente das etapas de operação, percebe-se que durante todo o intervalo de condução dos interruptores S_1 e S_2 ($t = D_{12}T_s$), a indutância L_o é magnetizada, com tensão igual a tensão de entrada V_{in} . Durante a segunda etapa de operação, em que S_1 e S_2 estão abertos e somente S_3 está conduzindo, a indutância L_o tem tensão nula, mantendo sua corrente constante. Por fim, durante a última etapa de operação, em que os três interruptores estão bloqueados, L_o é desmagnetizada alimentando a carga e o barramento CC, e então, com uma tensão igual a $-V_o$.

Com isso, realizando o equacionamento da forma de onda da tensão na indutância L_o , temos:

$$V'_{in} D_{12} T_s - V_o(1 - D) T_s = 0 \quad (3.12)$$

$$V'_{in} D_{12} T_s = V_o(1 - D) T_s \quad (3.13)$$

Logo, o ganho estático, definido por $G = V_o/V_{in}$, será:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_{12}}{N(1 - D)} \quad (3.14)$$

Sabendo que a razão cíclica dos interruptores S_1 e S_2 são fixas, e possuem um valor muito próximo a meio período de comutação, ou seja, $D_{12} = T_s/2$, pode-se considerar o ganho estático igual a:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2N(1 - D)} \quad (3.15)$$

3.4.1 Razão Cíclica

Seguindo o cálculo do ganho estático, é de grande importância calcular o valor da razão cíclica do interruptor S_3 e definir seus limites de operação. Logo, sabendo que a tensão de entrada V_{in} é a tensão alternada da rede retificada, temos:

$$V_{in}(\omega t) = V_p |\text{sen}(\omega t)| \quad (3.16)$$

$$V'_{in}(\omega t) = \frac{V_p}{N} |\text{sen}(\omega t)| \quad (3.17)$$

Em que V_p é a tensão de pico da rede, ω é a frequência da rede, e N é a relação de transformação do transformador de alta frequência. Assim, tem-se como valor da razão cíclica do interruptor S_3 a seguinte equação:

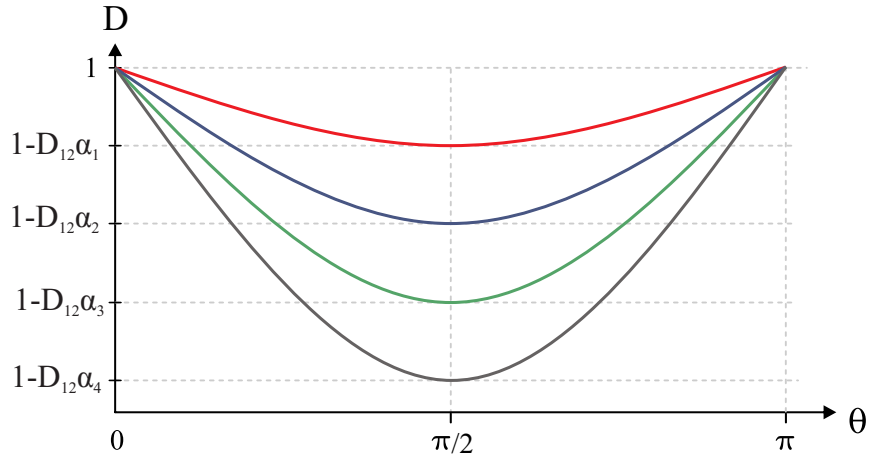
$$D(\omega t) = 1 - D_{12} \frac{V_p}{N V_o} |\text{sen}(\omega t)| \quad (3.18)$$

A Figura 3.10 apresenta os valores da razão cíclica para uma variação em ω de 0 até 2π .

Para garantir a desmagnetização completa no transformador, os interruptores S_1 e S_2 devem permanecer em condução até aproximadamente meio período de comutação ($T_s/2$). Desta maneira, analisando a Figura 3.10, em que $\alpha = V_p/V_o$, a razão cíclica do interruptor S_3 vai operar entre $1 - D_{12}\alpha$ e 1, possuindo seu valor mínimo durante o valor máximo da senoide retificada, e seu valor máximo quando a senoide é nula, garantindo sempre estar em condução junto com S_1 e S_2 , ou seja:

$$D_{min} = 1 - D_{12} \frac{\alpha}{N} \quad (3.19)$$

Figura 3.10 – Gráfico da razão cíclica em relação ao ângulo da senoide da tensão de entrada



Fonte: Autor

$$D_{max} = 1 \quad (3.20)$$

3.4.2 Relação de Transformação do Link Magnético de Alta Frequência

Para um correto funcionamento da topologia, deve-se operar o conversor dentro dos limites de operação da razão cíclica. Desta maneira, os interruptores S_1 e S_2 devem operar sempre junto com o interruptor S_3 , assim, D_{min} nunca pode ser menor que D_{12} , ou seja:

$$D_{min} = 1 - D_{12} \frac{\alpha}{N} \geq D_{12} \quad (3.21)$$

Considerando a razão cíclica D_{12} igual a meio período de comutação ($T_s/2$), temos:

$$1 - 0,5 \frac{V_p}{NV_o} \geq 0,5 \quad (3.22)$$

$$\frac{V_p}{NV_o} \leq 1 \quad (3.23)$$

Assim, a relação de transformação do HFT, deve estar dentro do seguinte limite de operação:

$$N \geq \frac{V_p}{V_o} \quad (3.24)$$

3.5 ESFORÇOS NOS COMPONENTES

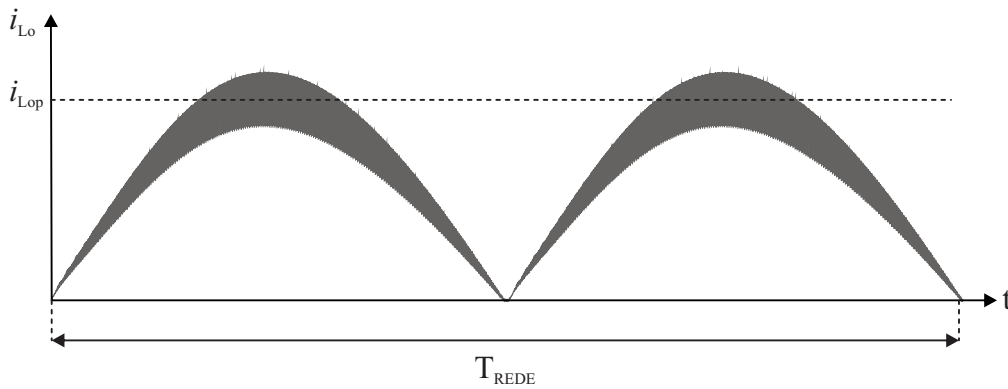
Para elaborar um protótipo com um correto funcionamento da arquitetura proposta é necessário realizar o dimensionamento de todos os dispositivos necessários para sua construção. Com isso, o primeiro passo é executar corretamente os cálculos dos esforços nos componentes ativos e passivos, definindo os valores médio e eficaz de sua corrente,

como também os valores de tensão máxima suportada. A seguir serão apresentados detalhadamente todos os cálculos dos esforços nos dispositivos utilizados.

3.5.1 Indutância da Saída

De modo prático, para a dedução das equações da indutância da saída L_o as ondulações das correntes são consideradas nulas, sendo uma consideração validada por simulação, que obtém valores aproximados aceitáveis com menores esforços matemáticos. Desta maneira, a corrente no indutor L_o apresenta a forma de uma onda senoidal retificada, como mostrada na Figura 3.11.

Figura 3.11 – Forma de onda da corrente no indutor L_o



Fonte: Autor

Com isso, os cálculos para os valores médio e eficaz da corrente no indutor da saída (L_o), são:

$$I_{Lomed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{Lop} \text{sen}(\omega t) d\omega t = \frac{2I_{Lop}}{\pi} \quad (3.25)$$

$$I_{Loef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{Lop} \text{sen}(\omega t))^2 d\omega t} = \frac{I_{Lop}}{\sqrt{2}} \quad (3.26)$$

Em que:

$$I_{Lop} = I_{Lmax}(\pi/2) = \frac{2I_o}{1-D(\omega t)} + \frac{V_{inp}' \text{sen}(\omega t)}{4L_o f_s} \quad (3.27)$$

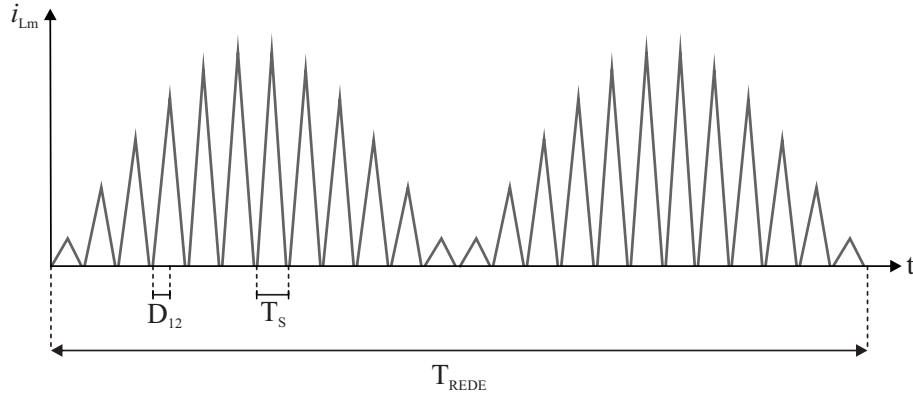
Analisando a forma de onda da tensão no indutor L_o mostrada na Figura 3.6, estima-se que sua tensão máxima é igual a tensão de pico da senoide retificada da fonte de entrada vista pelo secundário do transformador de alta frequência (V_{inp}'), e sua tensão mínimo é igual a menos a tensão do barramento CC ($V_{LoMIN} = -V_o$).

3.5.2 Indutância Magnetizante

A forma de onda da corrente na indutância magnetizante do transformador de alta frequência (L_m) é apresentada na Figura 3.12. No qual, na primeira etapa de operação,

durante o intervalo de tempo $D_{12} T_S$, L_m é magnetizada com uma tensão igual a fonte de entrada V_{in} . Na segunda e terceira etapas de operação, durante o intervalo $(1 - D_{12}) T_S$, ela é desmagnetizada completamente com uma tensão igual a $-V_{in}$.

Figura 3.12 – Forma de onda da corrente na indutância magnetizante do HFT L_m



Fonte: Autor

Devido a tensão de entrada do conversor ser uma fonte senoidal com uma frequência significativamente inferior à frequência de comutação, para realizar os cálculos dos esforços da maioria dos componentes do circuito será necessária a integração em dois intervalos de tempo. O primeiro intervalo será referente a frequência de comutação e o segundo à frequência da rede. Com isso, os cálculos para os valores médio da corrente magnetizante são:

Frequência de comutação:

$$I_{Lm_{med}}(\omega t) = \frac{1}{T_s/2} \left(\int_0^{T_s/2} \frac{V_{in_p} \text{sen}(\omega t)}{L_m} t dt \right) = \frac{T_s V_{in_p} \text{sen}(\omega t)}{4L_m} \quad (3.28)$$

Frequência da rede:

$$I_{Lm_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{Lm_{med}}(\omega t) d\omega t = \frac{T_s V_{in_p}}{2\pi L_m} \quad (3.29)$$

Para os cálculos dos valores eficazes das correntes nos interruptores S_1 e S_2 , tem-se:

Frequência de comutação:

$$I_{Lm_{ef}}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_s/2} \left(\int_0^{T_s/2} \left(\frac{V_{in_p} \text{sen}(\omega t)}{L_m} t \right)^2 dt \right)} = \frac{T_s V_{in_p} \text{sen}(\omega t)}{2\sqrt{3}L_m} \quad (3.30)$$

Frequência da rede:

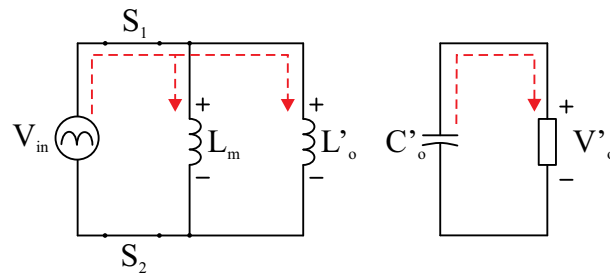
$$I_{Lm_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{Lm_{ef}}(\omega t))^2 d\omega t} = \frac{T_s V_{in_p}}{2\sqrt{6}L_m} \quad (3.31)$$

A tensão máxima em L_m é igual a tensão de pico na fonte de entrada, e a tensão mínima é menos a tensão de pico na fonte de entrada, como vista na forma de onda da tensão em L_m na Figura 3.6 anteriormente.

3.5.3 Interruptor 1 e 2

As corrente nos interruptores S_1 e S_2 , quando estão em condução, são equivalente a soma da corrente da magnetizante do transformador de alta frequência (L_m) com a corrente no indutor da saída (L_o), vistas do primário do transformador, como representado no circuito equivalente mostrado na Figura 3.13.

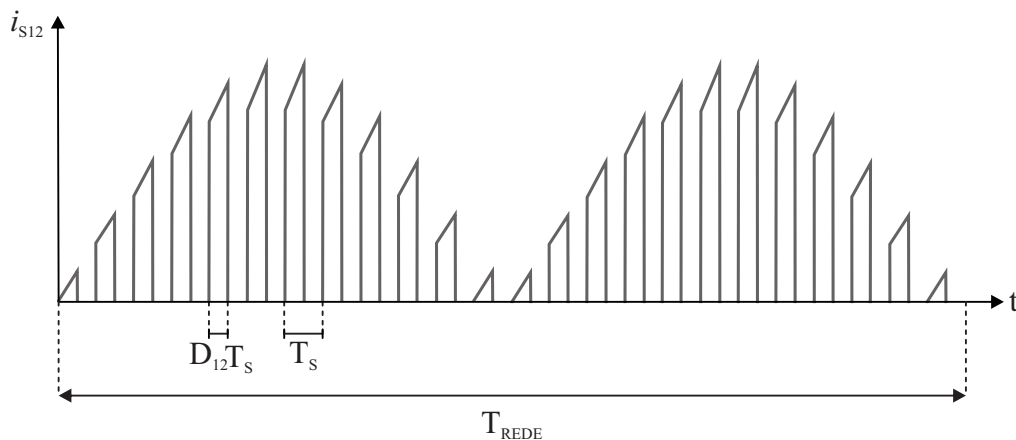
Figura 3.13 – Circuito equivalente durante a operação dos interruptores S_1 e S_2



Fonte: Autor

Devido aos interruptores considerarem a tensão de entrada como uma fonte senoidal retificada, e a frequência de comutação ser significativamente maior que a frequência da rede, para realizar os cálculos dos esforços nos interruptores do circuito será necessário a integração em dois intervalos de tempo distintos. O primeiro referente à frequência de comutação e o segundo à frequência da rede, assim como os cálculos realizados nos PFCs. A Figura 3.14 apresenta a forma de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 , no qual possuem uma razão cíclica fixa de D_{12} e a frequência da senoide retificada em 120 Hz .

Figura 3.14 – Forma de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2



Fonte: Autor

Com isso, os cálculos para os valores médios das correntes nos interruptores S_1 e S_2 , são:

Frequência de comutação:

$$I_{S12_{med}}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \int_0^{(D_{12})T_S} \frac{V_{in_{pico}} \text{sen}(\omega t)}{L_m} t + \frac{I_{Lop} \text{sen}(\omega t)}{N} dt \quad (3.32)$$

Frequência da rede:

$$I_{S12_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{S12_{med}}(\omega t) d\omega t \quad (3.33)$$

Para os cálculos dos valores eficazes das correntes nos interruptores S_1 e S_2 , tem-se:

Frequência de comutação:

$$I_{S12_{ef}}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{D_{12}} \left(\frac{V_{in_{pico}} \text{sen}(\omega t)}{L_m} t + \frac{I_{Lop} \text{sen}(\omega t)}{N} \right)^2 dt} \quad (3.34)$$

Frequência da rede:

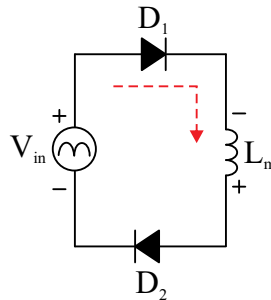
$$I_{S12_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{S12_{ef}}(\omega t))^2 d\omega t} \quad (3.35)$$

As tensões máxima em S_1 e S_2 são iguais a tensão de pico na fonte de entrada e a tensão mínima zero devido a fonte de alimentação passar pela ponte retificadora.

3.5.4 Diodo 1 e 2

Os diodos D_1 e D_2 sempre operam durante o mesmo intervalo de tempo, sendo equivalente em corrente e tensão. Durante a segunda e terceira etapas de operação estes dispositivos entram em condução, realizando a desmagnetização completa do transformador de alta frequência, desta forma entram em condução quando a corrente é máxima na magnetizante (L_m) e são bloqueados com comutação suave quando a corrente é zero. A Figura 3.15 mostra o circuito equivalente para os diodos D_1 e D_2 durante este intervalo de operação.

Figura 3.15 – Circuito equivalente durante a operação dos diodos D_1 e D_2

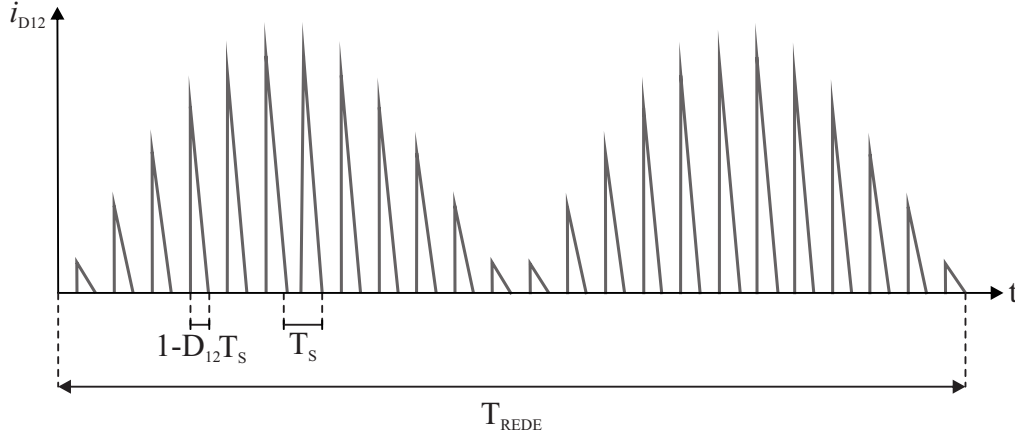


Fonte: Autor

Assim como os cálculos realizados nos interruptores e na magnetizante L_m , os cálculos dos esforços nos diodos serão realizado com uma integração em dois intervalos de

tempo distintos. A Figura 3.16 apresenta a forma de onda da corrente nos diodos D_1 e D_2 , no qual operam durante o intervalo $(1 - D_{12})T_S$ com a frequência da senoide retificada em 120 HZ.

Figura 3.16 – Forma de onda da corrente nos diodos D_1 e D_2



Fonte: Autor

Analisando as figuras apresentadas anteriormente, sabe-se que a corrente nos diodos D_1 e D_2 são equivalentes a corrente na magnetizante (L_m) durante todo o intervalo de desmagnetização $(1 - D_{12})T_S$. Com isso, os cálculos para os valores médios e eficaz das correntes nos diodos S_1 e S_2 , são:

Frequência de comutação:

$$I_{D12_{med}}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \int_0^{(1-D_{12})T_S} \left(\frac{V_{in_p} \text{sen}(\omega t)}{L_m} t \right) dt \quad (3.36)$$

Frequência da rede:

$$I_{D12_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_{D12_{med}}(\omega t) d\omega t \quad (3.37)$$

Para os cálculos dos valores eficazes, tem-se:

Frequência de comutação:

$$I_{D12_{ef}}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{(1-D_{12})T_S} \left(\frac{V_{in_{pico}} \text{sen}(\omega t)}{L_m} t \right)^2 dt} \quad (3.38)$$

Frequência da rede:

$$I_{D12_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(I_{D12_{ef}}(\omega t) \right)^2 d\omega t} \quad (3.39)$$

As tensões máxima em D_1 e D_2 são iguais a tensão de pico na fonte de entrada, e tensão mínima zero devido a fonte de alimentação passar pela ponte retificadora.

3.5.5 Interruptor 3

Analisando as etapas de operação na Figura 3.5, sabe-se que durante a primeira e a segunda etapa o interruptor S_3 está em condução, possuindo sua corrente equivalente a do indutor L_o . Portanto, para calcular as correntes média e eficaz no interruptor S_3 é preciso realizar a integração do valor da corrente na indutância L_o , durante dois intervalos de tempo distintos. O primeiro durante o período de condução de S_3 (DT_S), e o segundo conforme o período da rede. Assim, o valor da corrente média e eficaz deste interruptor será:

Frequência de comutação:

$$I_{S3_{med}}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \int_0^{DT_S} I_{Lop} sen(\omega t) d\omega t \quad (3.40)$$

Frequência da rede:

$$I_{S3_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{S3_{med}}(\omega t) d\omega t \quad (3.41)$$

Frequência de comutação:

$$I_{S3_{ef}}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{DT_S} (I_{Lop} sen(\omega t))^2 d\omega t} \quad (3.42)$$

Frequência da rede:

$$I_{S3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{S3_{ef}}(\omega t))^2 d\omega t} \quad (3.43)$$

Este interruptor possui tensão mínima nula e tensão máxima igual a tensão de pico da fonte de entrada vista pelo secundário do transformador de alta frequência, ou seja, com tensão máxima igual a V_{inp}/N .

3.5.6 Diodos 3, 4 e 5

Visto as etapas de operação na Figura 3.5, analisa-se que os diodos D_3 , D_4 e D_5 possuem suas correntes equivalentes a corrente no indutor L_o durante seus intervalos de condução. Porém, cada um destes dispositivos operam em intervalos de tempos distintos. O diodo D_3 entra em condução durante toda a primeira etapa de operação, enquanto o diodo D_4 opera durante a segunda e terceira etapas, e o diodo D_5 opera somente durante a terceira etapa de operação.

Desta forma, para realizar os cálculos das correntes médias e eficazes deste três componentes, é necessário realizar a integração do valor da corrente na indutância L_o ($I_{Lop} sen(\omega t)$) durante os dois intervalos de tempo distintos, como já calculados para os outros dispositivos eletrônicos anteriormente. A primeira integral na frequência de comutação durante o intervalo de operação do respectivo diodo, e a segunda integral na frequência da rede. Assim, o valor das correntes médias destes diodos serão:

Frequência de comutação:

$$I_{D3_{med}}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \int_0^{(D_{12})T_S} I_{Lop\ sen}(\omega t) d\omega t = D_{12} I_{Lop\ sen}(\omega t) \quad (3.44)$$

$$I_{D4_{med}}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \int_{(D_{12})T_S}^{T_S} I_{Lop\ sen}(\omega t) d\omega t = (1 - D_{12}) I_{Lop\ sen}(\omega t) \quad (3.45)$$

$$I_{D5_{med}}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \int_{DT_S}^{T_S} I_{Lop\ sen}(\omega t) d\omega t = (1 - D(\omega t)) I_{Lop\ sen}(\omega t) \quad (3.46)$$

Em que $D(\omega t)$ é definido em 3.18.

Frequência da rede:

$$I_{D3_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_{D3_{med}}(\omega t) d\omega t = \frac{2D_{12}I_{Lop}}{\pi} \quad (3.47)$$

$$I_{D4_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_{D4_{med}}(\omega t) d\omega t = \frac{2I_{Lop}(1 - D_{12})}{\pi} \quad (3.48)$$

$$I_{D5_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_{D5_{med}}(\omega t) d\omega t = \frac{D_{12}I_{Lop}V'_{inp}}{2V_o} \quad (3.49)$$

Para as correntes eficazes nos três diodos, tem-se:

Frequência de comutação:

$$I_{D3_{ef}}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{(D_{12})T_S} (I_{Lop\ sen}(\omega t))^2 d\omega t} \quad (3.50)$$

$$I_{D4_{ef}}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{(D_{12})T_S}^{T_S} (I_{Lop\ sen}(\omega t))^2 d\omega t} \quad (3.51)$$

$$I_{D5_{ef}}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{DT_S}^{T_S} (I_{Lop\ sen}(\omega t))^2 d\omega t} \quad (3.52)$$

Frequência da rede:

$$I_{D3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (I_{D3_{ef}}(\omega t))^2 d\omega t} = I_{Lop} \sqrt{\frac{D_{12}}{2}} \quad (3.53)$$

$$I_{D4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (I_{D4_{ef}}(\omega t))^2 d\omega t} = I_{Lop} \sqrt{\frac{1 - D_{12}}{2}} \quad (3.54)$$

$$I_{D5_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (I_{D5_{ef}}(\omega t))^2 d\omega t} = 2I_{Lop} \sqrt{\frac{D_{12}\alpha'}{3\pi}} \quad (3.55)$$

Em que $\alpha' = V_p/V_oN$. Os diodos D_3 e D_4 apresentam tensão máxima igual a tensão de pico da fonte de entrada vista pelo secundário do transformador de alta frequência, ou seja, tensão igual a V_{inp}/N , enquanto D_5 apresenta tensão máxima igual a tensão no barramento CC V_o . Os três diodos contém tensão mínima igual a zero.

3.5.7 Capacitor da Saída

Como visto anteriormente nas Seção 3.3, o capacitor do barramento CC C_o alimenta a carga durante a primeira e a segunda etapa de operação ($t = DT_S$), possuindo suas equações de corrente nestes intervalos representadas em 3.5 e 3.8. Durante a terceira etapa de operação ($t = (1 - D)T_S$), o indutor L_o passa a alimentar o barramento CC e a carga e, com isso, a equação 3.11 representa a corrente no capacitor C_o .

Desta forma, como realizado nos outros dispositivos mostrados anteriormente, é preciso realizar a integração para os cálculos das correntes eficaz e média durante dois intervalos de tempo distintos. Assim, estes valores serão:

Frequência de comutação:

$$I_{C_{o_{med}}}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{DT_S} \left(\frac{V_o}{R_o} \right) d\omega t + \int_0^{(1-D)T_S} \left(\frac{V_o}{R_o} - I_{Lop} \text{sen}(\omega t) \right) d\omega t \right) \quad (3.56)$$

Frequência da rede:

$$I_{C_{o_{med}}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{C_{o_{med}}}(\omega t) d\omega t \quad (3.57)$$

Frequência de comutação:

$$I_{C_{o_{ef}}}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{DT_S} \left(\frac{V_o}{R_o} \right)^2 d\omega t + \int_0^{(1-D)T_S} \left(\frac{V_o}{R_o} - I_{Lop} \text{sen}(\omega t) \right)^2 d\omega t \right)} \quad (3.58)$$

Frequência da rede:

$$I_{C_{o_{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(I_{C_{o_{ef}}}(\omega t) \right)^2 d\omega t} \quad (3.59)$$

O capacitor na saída C_o representa o barramento CC deste SST, desta forma, opera sempre com a tensão V_o , tendo seu valor máximo igual a tensão do barramento CC mais a sua variação ($V_o + \Delta V_o$), e como tensão mínima a tensão do barramento CC menos a sua ondulação ($V_o - \Delta V_o$).

3.5.8 Capacitor e Indutor do Filtro de Entrada

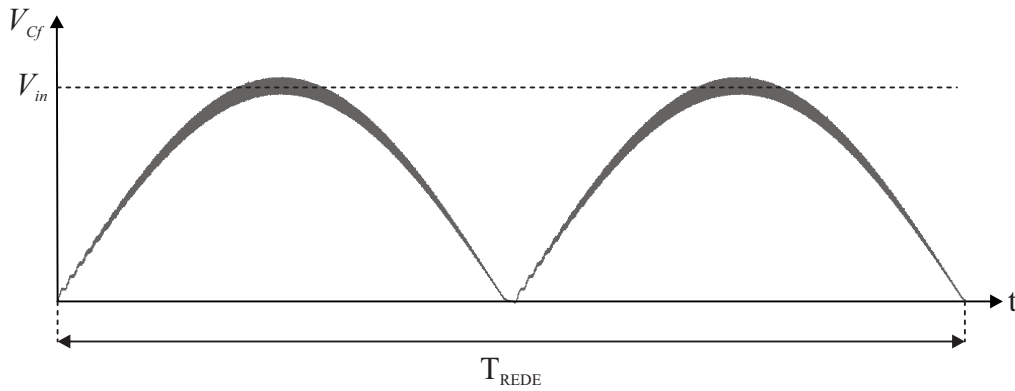
O indutor do filtro de entrada L_f possui sua corrente equivalente a corrente da fonte de entrada, ou seja, uma onda senoidal com fator de potência quase unitário e um

TDH baixo. Desta forma, seu valor médio será nulo e seu valor eficaz será a corrente de entrada $I_1/\sqrt{2}$, ou seja:

$$I_{L_{fef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_1 \text{sen}(\omega t))^2 d\omega t} = \frac{I_1}{\sqrt{2}} \quad (3.60)$$

A tensão no indutor L_f é igual a tensão na fonte de entrada retificada menos a tensão no capacitor do filtro de entrada C_f . Portanto, como a tensão em C_f é igual a tensão da fonte mais a ondulação de alta frequência - Figura 3.17, a tensão de L_f será igual a ondulação da tensão em C_f , aproximadamente 5% do valor de pico da fonte de entrada.

Figura 3.17 – Forma de onda da tensão no capacitor do filtro de entrada C_f



Fonte: Autor

Assim como a corrente média no indutor do filtro de entrada L_f , o capacitor C_f também possui corrente média nula. Para o cálculo da corrente eficaz é analisado o circuito da topologia proposta na Figura 3.3, desta forma a corrente no capacitor C_f durante o período de condução dos interruptores S_1 e S_2 ($t = D_{12}T_S$) é igual a corrente da fonte de entrada menos a corrente nos interruptores. Agora, no intervalo da segunda e terceira etapas de operação ($t = (1 - D_{12})T_S$), durante a condução dos diodos D_1 e D_2 , é considerada a corrente equivalente a fonte de entrada menos a corrente nos diodos. Portanto, o valor da corrente eficaz no capacitor do filtro de entrada será:

Frequência de comutação:

$$I_{C_{fef}}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{D_{12}T_S} \left(\left(I_1 - \frac{I_{Lop}}{N} - \frac{V_{in_p} t}{L_m} \right) \text{sen}(\omega t) \right)^2 d\omega t} + \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{D_{12}T_S}^{T_S} \left(\left(I_1 + \frac{V_{in_p} t}{L_m} \right) \text{sen}(\omega t) \right)^2 d\omega t} \quad (3.61)$$

Frequência da rede:

$$I_{C_{fef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{C_{fef}}(\omega t))^2 d\omega t} \quad (3.62)$$

3.6 RESUMO E CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Foram introduzidos neste capítulo os principais princípios de funcionamento e modelagens matemáticas do conversor desenvolvida nesta dissertação. Com estes conceitos e a utilização dos softwares para simular circuitos eletrônicos, foi simulado o conversor e validados as etapas de operação, formas de onda, como também os esforços nos componentes.

Feito a validação por simulação, foi possível avançar o desenvolvimento da topologia para as etapas de dimensionamento e construção dos estágios de potência e controle, apresentados nos capítulo subsequentes.

CAPÍTULO 4

DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Neste capítulo, serão dimensionados os componentes do estágio de potência para construção do protótipo do conversor CA-CC proposto. Para isto, foram utilizadas as equações apresentadas no Capítulo 3 e as especificações do projeto do estágio de potência do conversor mostradas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Especificações do projeto do estágio de potência do conversor

Potência nominal (P_{nom})	1 kW
Valor eficaz da fonte de entrada (V_{in})	220 V
Frequência da fonte de entrada (f_r)	60 Hz
Tensão no barramento CC (V_o)	400 V
Máxima ondulação do barramento CC ($\Delta V_o\%$)	5 %
Máxima ondulação do corrente em L_o CC ($\Delta I_{L_o}\%$)	30 %
Frequência de comutação (f_s)	75 kHz
Razão cíclica dos interruptores S_1 e S_2 (D_{12})	0,48

Fonte: Autor

O primeiro passo do projeto do estágio de potência, será definir o valor da relação de transformação do transformador de alta frequência, mostrado na Seção 4.1. Nas seções 4.2 e 4.4.3, serão dimensionados o indutor da saída (L_o), o capacitor do barramento CC (C_o) e o filtro de entrada, respectivamente. Nas Seções 4.4 e 4.5, após definido os limites de operação dos dispositivos, serão apresentados as etapas para a construção dos componentes magnéticos e a escolha dos dispositivos eletrônicos. Por fim, na Seção (4.6), serão mostrados os cálculos térmicos das perdas geradas nos interruptores e diodos, e também o dimensionamento do dissipador de calor utilizado.

4.1 ESCOLHA DA RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

Como apresentado no Capítulo 3, devido as condições de operação dos interruptores, a relação de transformação do transformador de alta frequência deve obedecer os limites de operação apresentado em 3.21, assim:

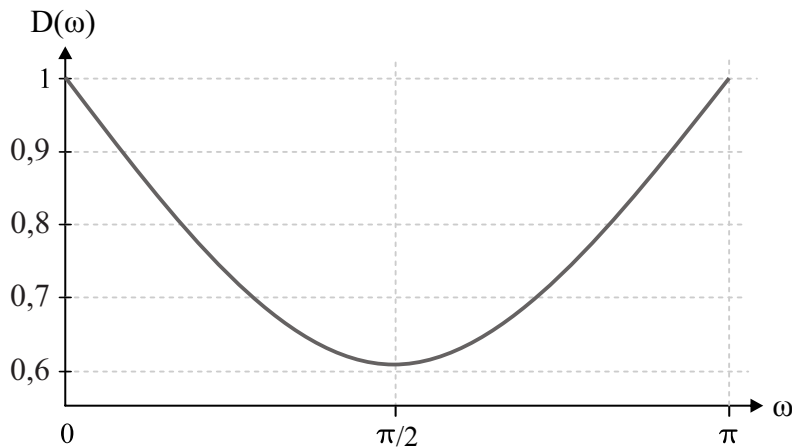
$$N \geq \frac{V_p}{V_o} \quad (4.1)$$

$$N \geq \frac{311,127}{400} = 0,778 \quad (4.2)$$

Desta forma, a relação de transformação do HFT tem que ser maior que 0,778. Através da análise da curva da razão cíclica em função do ângulo da senoide, e resultados simulados, optou-se pela relação de transformação unitária ($N = 1$). A Figura 4.1 apresenta a curva da razão cíclica do interruptor S_3 com $N = 1$, ou seja:

$$D(\omega t) = 1 - 0,381 \text{sen}(\omega t) \quad (4.3)$$

Figura 4.1 – Curva da razão cíclica do interruptor S_3 para $N = 1$



Fonte: Autor

Com ($N = 1$), o interruptor S_3 irá operar sempre com razão cíclica entre 0,619 e 1, garantindo que S_3 opere sempre com os interruptores S_1 e S_2 , trabalhando dentro dos limites de operação e garantindo o correto funcionamento do conversor.

4.2 DIMENSIONAMENTO DOS INDUTOR E CAPACITOR DA SAÍDA

Os componentes passivos, são todos aqueles dispositivos que não necessitam de comando, sendo nesta arquitetura os indutores, capacitores, transformadores e diodos do circuito. Nesta seção serão apresentados o dimensionamento do capacitor e indutor da saída do conversor proposto (L_o e C_o).

4.2.1 Dimensionamento do Capacitor da Saída

A corrente no diodo D_5 do conversor proposto pode ser considerada como duas componentes, a componente contínua e a componente alternada, representada pela equação a seguir:

$$i_{D_5}(\omega t) = I_o + I_o \cos(2\omega t) \quad (4.4)$$

A corrente circulante no capacitor do barramento CC (C_o) é a corrente alternada provinda do diodo D_5 , que ao circular pelo capacitor irá produzir uma ondulação de tensão no mesmo. Essa ondulação de tensão pode ser calculada por:

$$\Delta V_o = 2I_o X_{C_o} \quad (4.5)$$

$$\Delta V_o = 2 \frac{P_o}{V_o} \frac{1}{2\pi(2f_r)} C_o \quad (4.6)$$

Logo o valor do capacitor do barramento CC pode ser obtido por:

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi f_r V_o \Delta V_o} \quad (4.7)$$

Considerando uma ondulação de tensão de 5% no barramento CC, ou seja ΔV_o igual a 20 V, foi calculado um capacitor de 332 μF . Porém, através dos materiais disponíveis no laboratório, e devido as limitações da corrente eficaz de cada capacitor, foi utilizando quatro capacitores em paralelo de 470 μF conectada ao barramento, resultando assim em uma capacitância de 1880 $\mu F/450$ V, com ondulação resultante menor que 1% no barramento CC. A seguir serão apresentados os cálculos realizados para o dimensionamento da indutância na saída (L_o).

4.2.2 Dimensionamento do Indutor da Saída

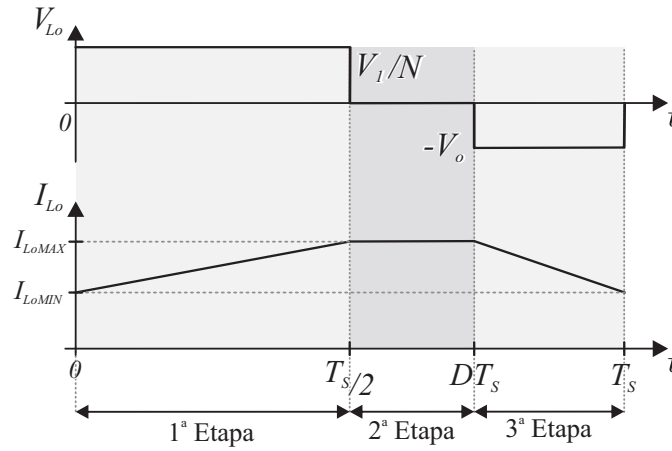
Para o dimensionamento do indutor L_o na saída, primeiramente foi realizado a análise para encontrar a equação de sua ondulação de corrente. Para isso, foi considerado a razão cíclica dos interruptores S_1 e S_2 fixas em $T_S/2$ para facilitar os cálculos. Então, analisou-se a forma de onda da tensão e corrente no indutor L_o , mostrada na Figura 4.2.

As equações de ondulação da corrente em cada etapa de operação, são representadas em 4.8, 4.9 e 4.10, e se referem respectivamente a ondulação na primeira, segunda e terceira etapa de operação.

$$\Delta I_{L_o} = \frac{V_1' T_S}{L_o 2} \quad (4.8)$$

$$\Delta I_{L_o} = 0 \quad (4.9)$$

$$\Delta I_{L_o} = \frac{V_o}{L_o} (1 - D) T_S \quad (4.10)$$

Figura 4.2 – Forma de onda da tensão e corrente no indutor I_{Lo} 

Fonte: Autor

Somando os três intervalos de tempo para resultar em um período inteiro de operação, tem-se:

$$T_S = t_{Etapa1} + t_{Etapa2} + t_{Etapa3} \quad (4.11)$$

$$T_S = \frac{T_S}{2} + \left(D - \frac{1}{2}\right)T_S + (1 - D)T_S \quad (4.12)$$

Isolando os intervalos de tempo em 4.8, 4.9 e 4.9, e substituindo na equação 4.12, tem-se:

$$T_S = \frac{\Delta I_{Lo} L_o}{V_1'} + \frac{(2D - 1)}{2} T_S + \frac{\Delta I_{Lo} L_o}{V_o} \quad (4.13)$$

Isolando ΔI_{Lo} , e substituindo V_1' por $V_p' \text{sen}(\omega t)$, e D por $(1 - 0,5\alpha \text{sen}(\omega t))$, encontra-se a equação de ΔI_{Lo} :

$$\Delta I_{Lo} = \frac{\alpha' \text{sen}(\omega t) V_o}{2f_s L_o} \quad (4.14)$$

Definindo a equação de ΔI_{Lo} normalizada como,

$$\Delta \overline{I_{LoN}} = \frac{\Delta I_{Lo} 2f_s L_o}{\alpha' V_o} \quad (4.15)$$

obtem-se:

$$\Delta \overline{I_{LoN}}(\omega t) = \text{sen}(\omega t) \quad (4.16)$$

Derivando a equação da ondulação da corrente parametrizada em relação a ωt e igualando-a a zero, obtém-se o ângulo para qual ocorre a máxima ondulação de corrente:

$$\frac{\Delta \overline{I_{LoN}}(\omega t)}{d\omega t} = \cos(\omega t) \quad (4.17)$$

Sabe-se então que a derivada da equação da ondulação será igual a zero quando ωt for igual a $\pi/2$, ou seja:

$$\cos(\pi/2) = 0 \quad (4.18)$$

Assim, o valor de ondulação será máximo para este valor de ωt . Desta forma, sabendo que o seno de $\pi/2$ é igual a 1:

$$\Delta I_{Lo_{max}} = \frac{\alpha' V_o}{2f_S L_o} \quad (4.19)$$

Isolando L_o , tem-se:

$$L_o = \frac{\alpha' V_o}{2f_S \Delta I_{Lo_{max}}} \quad (4.20)$$

Para utilizar os núcleos de ferrite disponíveis, foi considerado uma ondulação máxima de 30% da corrente do indutor definida em 3.27, resultando em uma indutância de:

$$L_o = 537 \mu H \quad (4.21)$$

4.3 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE ENTRADA

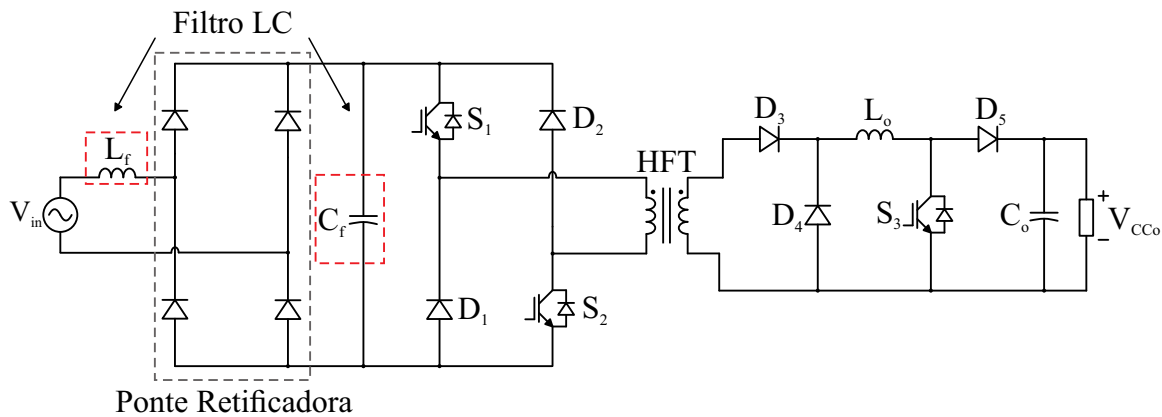
O conversor desenvolvido neste trabalho é alimentado por uma fonte de tensão senoidal, com valor eficaz fixo em 220 V e frequência de 60 Hz, como mostrado na Tabela 4.1 no início deste capítulo. De acordo com as normas IEEE STD. 519-1992 [31], é necessário obedecer um limite de taxa de distorção harmônica para a corrente que será injetada na rede, sendo menor ou igual a 5% para correntes inferiores a 16 A.

Desta forma, para adequar a arquitetura projetada nas normas apresentadas, e melhorar a performance da topologia criada, será implementado no circuito um filtro de entrada capaz de reduzir a taxa de distorção de harmônicos, e manter o fator de potência o mais próximo do unitário.

Assim, foi escolhido para este sistema a utilização de um filtro de entrada passivo passa-baixa, apresentado na Figura 4.3, permitindo a passagem de ondas em baixa frequência, neste caso, a frequência da rede retificada, e atenuando a amplitude das frequências acima da frequência de corte, que seriam as perturbações causadas a rede pela frequência de comutação.

Para o projeto do filtro, foi definida então a frequência de corte para uma década abaixo da frequência de comutação, ou seja $f_C = 7,5 kHz$, e utilizado dois capacitores de filme de $1 \mu F$ em paralelo, resultando em uma capacitância total de $C_f = 2 \mu F$. Sendo esta

Figura 4.3 – Circuito do conversor desenvolvido, destacando o filtro de entrada LC



Fonte: Autor

capacitância pequena o bastante para manter a frequência da rede retificada, e também grande o suficiente para bloquear as frequências de comutação e suas harmônicas.

Com o valor do capacitor definido conforme a disponibilidade do material em laboratório, definiu-se o valor do indutor do filtro de entrada L_f , através da equação:

$$L_f = \frac{1}{4\pi^2 f_C^2 C_f} = 225\mu H \quad (4.22)$$

A próxima seção irá apresentar os núcleos disponíveis utilizados, e todo o dimensionamento necessário para a construção dos componentes magnéticos do protótipo.

4.4 ASPECTOS CONSTRUTIVOS DOS DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS

O dimensionamento dos componentes magnéticos, como transformadores e indutores, deve ser executado com critério e cuidado, pois desempenham um papel crucial no funcionamento do circuito, influenciando diretamente no tamanho e custo do protótipo desenvolvido. No projeto do conversor deste trabalho foi dimensionado três elementos magnéticos: o transformador de alta frequência, o indutor da saída L_o e o indutor do filtro de entrada L_f .

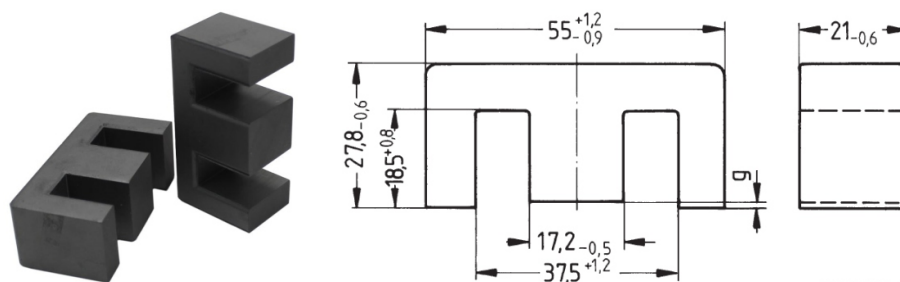
De acordo com [32], para a escolha do núcleo dos dispositivos magnéticos operando em alta frequência, a melhor e mais popular opção são os núcleos de ferrite. Este componente se trata de um material cerâmico, podendo ser formado de Manganês e Zinco (MnZn), ou Níquel e Zinco (NiZn). Suas principais vantagens estão relacionadas ao baixo custo, e a variedade de formas possíveis para utilização do núcleo. Porém, apresentam como desvantagem uma alta sensibilidade a choques mecânicos e uma baixa densidade de saturação do fluxo magnético, em torno de 0,3 T, enquanto os núcleos de placa metálica operam na faixa de 0,9 T. Como o conversor irá operar na faixa de 75 kHz, escolheu-se o núcleo de ferrite para todos os elementos magnéticos, detalhados melhor nas subseções seguintes.

4.4.1 Transformador

Para o dimensionamento do transformador, foram utilizados as técnicas e conceitos mostrados em [32]. Foi adotado um núcleo envolvente do tipo E, que apresenta uma maior quantidade de material de ferro magnético, envolvendo os enrolamentos do primário e secundário.

O modelo de núcleo envolvente utilizado foi o tipo E 55/28/21, cujo dimensionamento é fornecido por diversos fabricantes, porém foi adotado para este projeto o componente da empresa TDK/EPCOS com material N87, mostrado com mais detalhes na Figura 4.4.

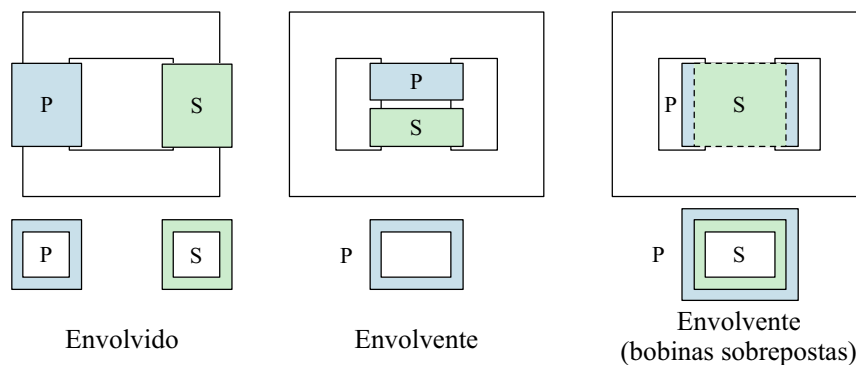
Figura 4.4 – Núcleo de ferrite E55 utilizado no transformador de alta frequência



Fonte: Autor

A Figura 4.5 mostra alguns modelos de posicionamento dos enrolamentos primário e secundário do transformador, como também os modelos de núcleo envolvente e envolvido.

Figura 4.5 – Modelos de núcleo e enrolamentos de transformadores



Fonte: Autor

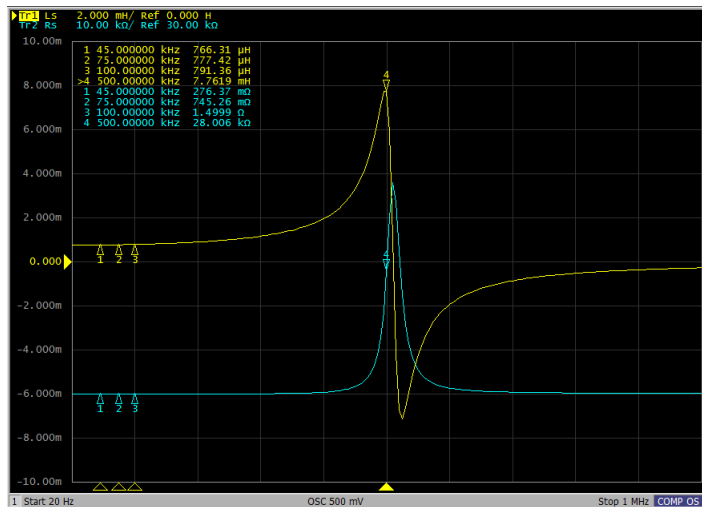
Para este projeto foi utilizado o núcleo envolvente, com bobinas sobrepostas, para obter uma menor indutância de dispersão. Isto porque esta indutância é diretamente proporcional ao fluxo de dispersão que atravessa as espiras do enrolamento primário e secundário. Sendo assim, realizando o enrolamento das bobinas sobrepostas, permite-se o máximo fluxo concatenado entre elas, e assim, o mínimo de fluxo de dispersão [32].

O Apêndice B apresenta toda a planilha de cálculo desenvolvida para o dimensionamento do transformador, mostrando o passo a passo da metodologia utilizada, seguindo o método de [32]. Este dimensionamento resultou em um transformador que utiliza o núcleo

E 55/28/21 citado anteriormente, enrolamentos com bobinas sobrepostas com Fio Litz AWG28, e contém 30 fios em paralelo, tanto para o primário como secundário.

Devido a relação de transformação unitária, ambos os enrolamentos apresentam o mesmo número de espiras igual a 29, com um entreferro de 0,2 milímetro, resultando em uma indutância magnetizante de $777 \mu H$, e uma indutância de dispersão de aproximadamente $10 \mu H$. A Figura 4.6 apresenta o resultado experimental da medida da indutância magnetizante vista do primário do transformador.

Figura 4.6 – Resultado experimental da indutância magnetizante vista do primário do transformador de alta frequência



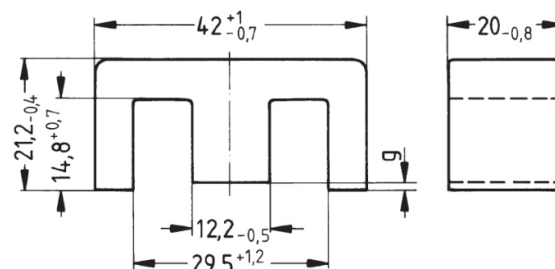
Fonte: Autor

Testes em laboratório foram realizados, garantindo a relação de transformação unitária.

4.4.2 Indutor do Filtro de Entrada

O dimensionamento do indutor do filtro de entrada foi realizado seguindo a metodologia mostrada em [32], como o transformador apresentado anteriormente. O núcleo utilizado foi do tipo E 42/21/20 da empresa TDK/EPCOS com material N87, mostrado com mais detalhes na Figura 4.7.

Figura 4.7 – Núcleo de ferrite E42 utilizado no indutor do filtro de entrada L_f

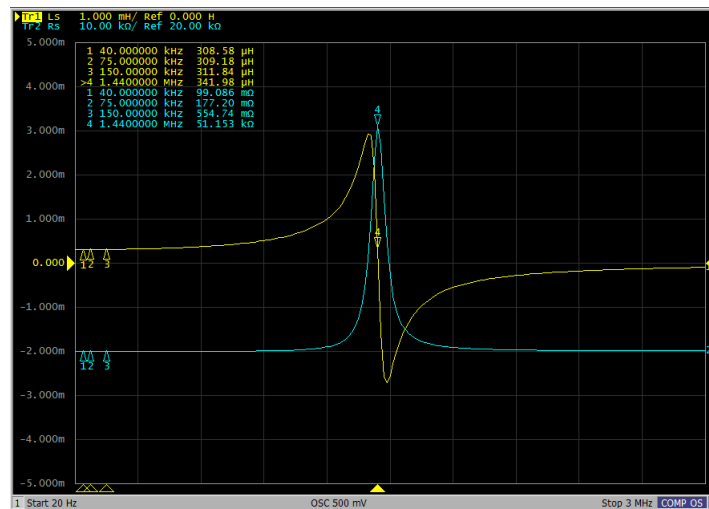


Fonte: Autor

O Apêndice C apresenta toda a planilha de cálculo desenvolvida para o dimensionamento do indutor do filtro de entrada L_f , mostrando o passo a passo da metodologia segundo [32]. O dimensionamento resultou em um indutor utilizando o núcleo E 42/21/20, com enrolamentos com Fio Litz AWG38, contendo 150 fios em paralelo.

O indutor contém 45 espiras, com um entreferro menor que 1 milímetro, resultando em uma indutância de $309 \mu H$. A Figura 4.8 apresenta o resultado experimental da medição da indutância L_f .

Figura 4.8 – Resultado experimental da medição indutância do filtro de entrada L_f



Fonte: Autor

4.4.3 Indutor da Saída

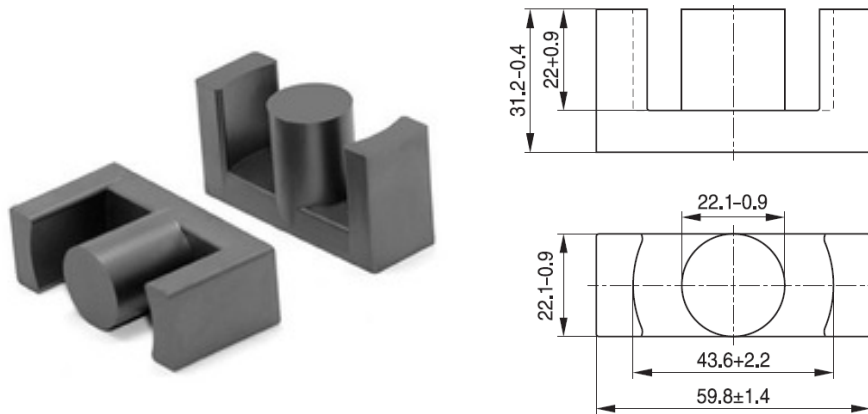
Para o projeto do indutor na saída L_o , foi utilizada a metodologia empregada por [33]. Isto ocorreu devido ao uso de um núcleo ETD 59/32/21, que possui o braço interno circular, e com isso o método [33] se mostrou mais preciso para este modelo.

A Figura 4.9 mostra mais detalhes do núcleo utilizado, sendo este um modelo, assim como nos outros elementos magnéticos, da empresa TDK/EPCOS, porém com material N97, com uma permeabilidade efetiva relativa maior que o material N87 utilizado para os outros núcleos. O formato ETD possui manuseamento mais fácil durante o enrolamento, e com melhores resultados estruturais devido ao seu formato circular, que permite uma maior utilização da janela do núcleo.

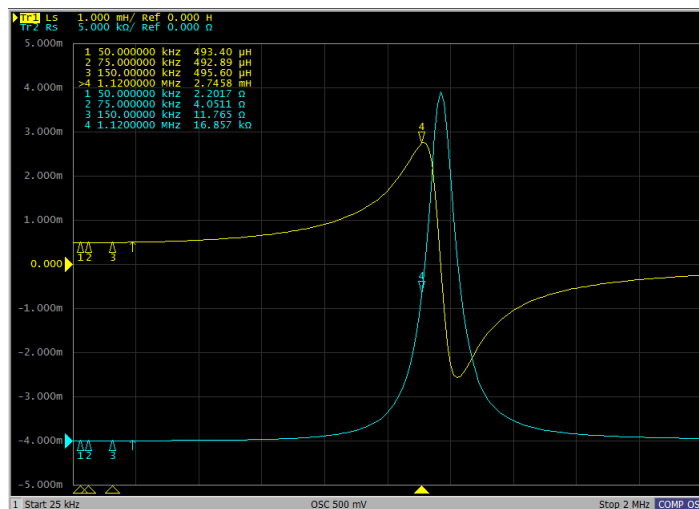
O Apêndice D apresenta toda a planilha de cálculo desenvolvida para o dimensionamento do indutor da saída L_o utilizando o software Mathcad, mostrando o passo a passo da metodologia segundo [33]. O dimensionamento deste indutor resultou em um núcleo ETD 59/32/21 citado anteriormente, usando enrolamentos com Fio Litz AWG28, contendo 30 fios em paralelo, com um total de 51 voltas, resultando em uma indutância de $493 \mu H$. A a Figura 4.10 apresenta a medição de L_o .

4.5 LEVANTAMENTO FINAL DOS COMPONENTES DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Depois de projetados e elaborados todos os elementos magnéticos, dimensionado e escolhido todos os capacitores do estágio de potência, foram realizadas algumas simulações

Figura 4.9 – Núcleo de ferrite ETD 59/32/21 utilizado no indutor da saída L_o 

Fonte: Autor

Figura 4.10 – Resultado experimental da indutância da saída L_o 

Fonte: Autor

para reajustar os esforços de corrente nos componentes, disponível no Apêndice A. Definido os limites de operação de todos os dispositivos do circuito, o próximo passo para o projeto foi a escolha dos demais componentes segundo a disponibilidade do mercado e do laboratório.

Desde o início da era da eletrônica de potência, o silício vem sendo a matéria prima mais empregada no desenvolvimento de semicondutores, devido ao seu fácil manuseio, alto desenvolvimento na purificação do material, e sua extrema abundância. Porém, nos últimos anos o uso dos componentes compostos, como no caso do carbeto de silício (*silicon carbide* - Sic) e nitreto de gálio (*Gallium Nitride* - GaN), estão sendo cada vez mais estudados e utilizados [34].

Isto vem ocorrendo pois estes materiais compostos apresentam diversas vantagens em relação aos componentes a base apenas de silício, como um melhor rendimento em relação a tensão e potência, uma maior velocidade de comutação e redução das perdas por comutação, etc. Estas vantagens estão presentes devido aos semicondutores compostos terem uma menor concentração de portadores intrínsecos (4 – 37 vezes), maior conduti-

vidade térmica (3 – 13 vezes), maior velocidade de deriva de elétrons saturados (2 – 2,7 vezes) e maior campo elétrico de ruptura (7 – 20 vezes) do que o silício [35].

Assim, a aplicação de componentes compostos em diodos e interruptores no conversor, resulta em um aumento significativo do seu rendimento, principalmente pela redução nas perdas de comutação e recuperação reversa do diodo, no qual é uma parte significativa das perdas gerais de todos os conversores. Além destas reduções das perdas, a recuperação reversa do diodo afeta os interruptores na forma de perdas adicionais de ativação. Sendo outros efeitos adversos da recuperação reversa, a interferência eletromagnética e gerenciamento térmico adicional [35].

Com base nestas informações, para a escolha dos interruptores e dos diodos foram selecionados componentes constituídos de carbeto de silício (SiC), tornando possível a operação do conversor com uma frequência de comutação elevada (75 KHz), e alto rendimento. A Tabela 4.2 apresenta a lista de interruptores e diodos selecionados para a construção do protótipo do conversor desenvolvido neste trabalho.

Tabela 4.2 – Lista de componentes do conversor CA-CC desenvolvido

Componente	Modelo	Material	Corrente Eficaz	Tensão Máxima
MOSFETs S_1 , S_2 e S_3	C3M0075120K	<i>Sic</i>	30A	1200V
Diodos D_1 e D_2	MUR490E	<i>Glass Passivated</i>	4A	1000V
Diodos D_3 e D_4	SCS220AE2	<i>Sic</i>	10A	650V
Diodo D_5	STPSC20065-Y	<i>Sic</i>	20A	650V
Ponte retificadora	GBU8M	<i>Glass Passivated</i>	8A	1000V

Com a garantia da desmagnetização completa do transformador de alta frequência, os diodos do primário do transformador D_1 e D_2 possuem comutação suave durante a fase de bloqueio. Com isso, não houve a necessidade da utilização de diodos rápidos SiC. Na ponte retificadora de entrada, devido a operação em 60 Hz , também foi utilizado diodos convencionais.

Para as escolhas dos capacitores do protótipo, foram utilizados os componentes existentes em laboratório, como citado durante o dimensionamento dos dispositivos magnéticos. Portanto, para o filtro de entrada foram utilizados dois capacitores de filme em paralelo de 1 μF , resultando em uma capacitância total de 2 μF para C_f .

Para o capacitor do barramento CC, foram empregados quatro capacitores em paralelo de 470 μF , resultando em uma capacitância equivalente de 1880 μF . A Tabela 4.3 mostra com mais detalhes os capacitores utilizados.

Tabela 4.3 – Lista de capacitores

Componente	Modelo	Capacitância	Corrente Eficaz	Tensão Eficaz
Capacitor do filtro de entrada (C_f)	MKP B32754C4105K	1 μF	5 A	400 V
Capacitor do barramento CC (C_o)	KMH 451VSN471MA50T	470 μF	2,45 A	400 V

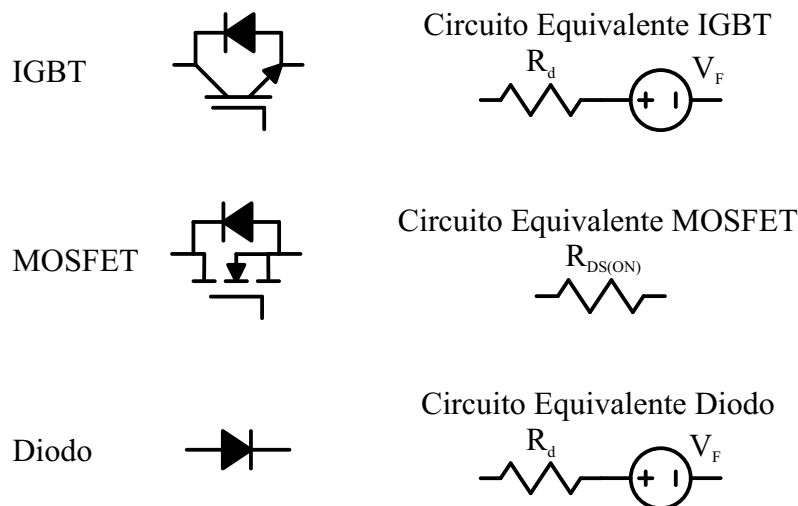
4.6 CÁLCULO TÉRMICO

Para finalizar a escolha dos componentes necessários para a construção do sistema de potência do conversor, foi realizado a escolha do dissipador de calor dos interruptores e diodos. Este dimensionamento é crítico, pois a incorreta dissipação de calor eleva a temperatura de junção dos interruptores e diodos para um valor acima dos limites máximos de operação permitido, causando falhas nestes componentes[36]. Portanto, esta seção irá apresentar o cálculo das perdas destes componentes, seguido pela escolha do dissipador de calor.

4.6.1 Perdas nos Interruptores e Diodos

Durante a operação dos interruptores e diodos, ocorrem as perdas de condução e perdas de comutação. Para realizar os cálculos destas perdas, foram utilizados os circuitos equivalentes dos componentes, apresentados com mais detalhes na Figura 4.11.

Figura 4.11 – Circuitos equivalentes simplificados de IGBT, MOSFET e diodos para cálculo de perdas por condução



Fonte: Autor

No projeto foram utilizados apenas MOSFETs como interruptores, desta forma as perdas de condução dependem apenas da resistência interna do mesmo, expressada pela equação a seguir:

$$P_{cond_{MOSFET}} = R_{DS(on)} I_{ef_{MOSFET}}^2 \quad (4.23)$$

Já os diodos, possuem suas perdas por condução iguais aos IGBT, relacionadas tanto à resistência interna, quanto à sua queda de tensão V_f , representadas pela equação 4.24.

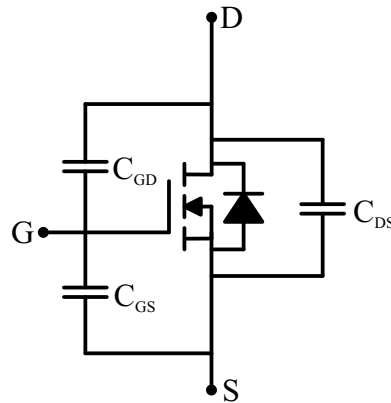
$$P_{cond_{diodo}} = R_d I_{ef_{diodo}}^2 + V_F I_{med_{diodo}} \quad (4.24)$$

Desta forma, as equações 4.23 e 4.24 são utilizadas para calcular as perdas por condução nos interruptores e diodos, sendo que todos os cálculos detalhados são apresentados

no Apêndice E, e os dados necessários dos dispositivos são retirados dos seus *datasheets*. Os resultados das perdas por condução são apresentados posteriormente na Tabela 4.4..

Já para os cálculos das perdas por comutação, dois fatores são mais importantes entre os demais: a frequência de comutação e a capacitância intrínseca dos interruptores [37]. O MOSFET com suas capacitâncias intrínsecas podem ser vistos na Figura 4.12.

Figura 4.12 – Modelo dinâmico simplificado do MOSFET



Fonte: Autor

Assim como os dados utilizados para os cálculos das perdas de condução, os dados destas capacitâncias também estão presentes nos *datasheets* dos interruptores escolhidos. Porém, podem apresentar uma nomenclatura diferente das utilizadas no circuito equivalente. Portanto, segundo [37] para os MOSFETs, tem-se:

$$C_{ISS} = C_{GD} + C_{GS} \quad (4.25)$$

$$C_{OSS} = C_{GD} + C_{DS} \quad (4.26)$$

$$C_{RSS} = C_{GD} \quad (4.27)$$

Com estes valores encontrados, pode-se calcular as perdas por comutação dos MOSFETs e diodos, através da energia perdida no acionamento e no bloqueio dos mesmos, multiplicando pela sua frequência, como descrito na equação a seguir:

$$P_{comutação} = (E_{on} + E_{off})f_s \quad (4.28)$$

Os diodos D_3 , D_4 e D_5 , por serem diodos SiC ultra rápido não apresentam perdas por comutação. Assim como os diodos da ponte retificadora, que operam na frequência da rede e possuem comutação suave. Já os diodos D_1 e D_2 são diodos mais lentos e possuem comutação suave apenas no desligamento ($E_{off} = 0$), e desta forma possuem perdas de comutação como todos os MOSFETs.

A Tabela 4.4 a seguir mostra o resultado de todas as perdas nos dispositivos citados, e para mais detalhes dos cálculos realizados é possível conferir o Apêndice E.

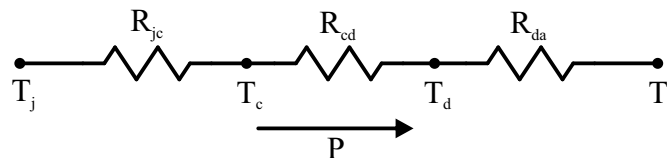
Tabela 4.4 – Perdas dos semicondutores operando na potência nominal

Componente	Perdas de Condução (W)	Perdas de Comutação (W)
D_1 e D_2	0,751 W	2,340 W
D_3	5,126 W	0,000 W
D_4	5,554 W	0,000 W
D_5	2,540 W	0,000 W
S_1 e S_2	8,531 W	22,35 W
S_3	5,081 W	11,17 W
Ponte Retificadora	6,091 W	0,000 W

4.6.2 Dimensionamento do Dissipador de Calor

Após calculado as perdas nos dispositivos em que são necessários realizar a dissipação de calor, é calculado o dissipador necessário para manter a temperatura de junção desejada nestes dispositivos durante todas os momentos de operação do conversor. A técnica utilizada para efetuar este dimensionamento é mostrada em [36], através do circuito térmico equivalente do componente apresentado na Figura 4.13.

Figura 4.13 – Circuito equivalente térmico de um componente



Fonte: Adaptado de [36]

Esta técnica adota um circuito elétrico que equivale a situação térmica dos materiais, representando as temperaturas nos pontos desejados e as resistências térmicas entre cada componente, que são representadas da seguinte forma:

T_j - temperatura de junção ($^{\circ}C$);

T_c - temperatura da cápsula ($^{\circ}C$);

T_d - temperatura do dissipador ($^{\circ}C$);

T_a - temperatura do ambiente ($^{\circ}C$);

R_{jc} - resistência térmica entre a junção e a cápsula ($^{\circ}C/W$);

R_{cd} - resistência térmica entre a cápsula e o dissipador ($^{\circ}C/W$);

R_{da} - resistência térmica entre o dissipador e o ambiente ($^{\circ}C/W$);

O fluxo simbolizado por "P" representa a potência térmica produzida pela corrente circulante do dispositivo que será transferida para o ambiente, medida em Watts (W) e calculada para cada dispositivo na subseção anterior. Assim, a diferença entre a temperatura de junção e a temperatura do ambiente é igual a potência dissipada ao ambiente multiplicada pela resistência térmica existente entre a junção e o ambiente, representada pela equação

4.29.

$$T_j - T_a = R_{ja}P \quad (4.29)$$

Sendo R_{ja} a resistência térmica entre a junção e o ambiente, definida por:

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da} \quad (4.30)$$

Como o conversor irá operar em ambientes variados, com variáveis não mensuradas durante sua operação, o projeto do dissipador pode não ser exato, sendo necessário adotar medidas extremas para garantir um resfriamento adequado dos dispositivos apesar das possíveis interferências indesejáveis. Desta forma foi adotado para todos os cálculos uma temperatura ambiente de 40°C . Já o valor da temperatura de junção é fornecida pelo fabricante do componente.

Assim como os cálculos das perdas, o cálculo térmico detalhado pode ser consultado no Apêndice E. Para os MOSFET S_1 e S_2 , foram utilizados dissipadores individuais para cada componente, no qual foi o escolhido o modelo disponível em laboratório apresentado na Tabela 4.5 .

Tabela 4.5 – Especificações do dissipador individual

Fabricante	Wakefield-vette
Modelo	657-20APE
Resistência Térmica ($^\circ\text{C}/\text{W}$)	4,077
Dimensões (mm)	50,8 x 25,4 x 41,9

Para o MOSFET S_3 e os diodos D_3 , D_4 e D_5 foi utilizado um dissipador em comum, utilizando circuitos térmicos equivalentes em paralelo. Para este dissipador foi utilizado refrigeração forçada, através de um ventilador de 12 Vcc. A Tabela 4.6 mostra os detalhes deste dissipador de calor.

Tabela 4.6 – Especificações do dissipador conjunto

Fabricante	Fischer Elektronik
Modelo	LAM3K
Resistência Térmica sem cooler ($^\circ\text{C}/\text{W}$)	5,333
Resistência Térmica com cooler ($^\circ\text{C}/\text{W}$)	0,9
Dimensões (mm)	30 x 30 x 150

Por fim, tanto a ponte retificadora de entrada, quanto os diodos de alta frequência do lado primário do transformador, não necessitam da utilização de um dissipador de calor, pois mesmo nas condições mais extremas de operação, suas temperaturas de junção permanecem dentro do limite máximo do dispositivo.

4.7 RESUMO E CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados todas as etapas do dimensionamento do estágio de potência do conversor CA-CC projetado, contendo os resultados dos esforços dos

componentes, escolha destes dispositivos e dimensionamento do dissipador de calor. Todos os cálculos e testes foram realizados utilizando os programas de cálculo e simulação de circuitos eletrônicos, e os Apêndices mostram detalhadamente todas as planilhas de cálculo.

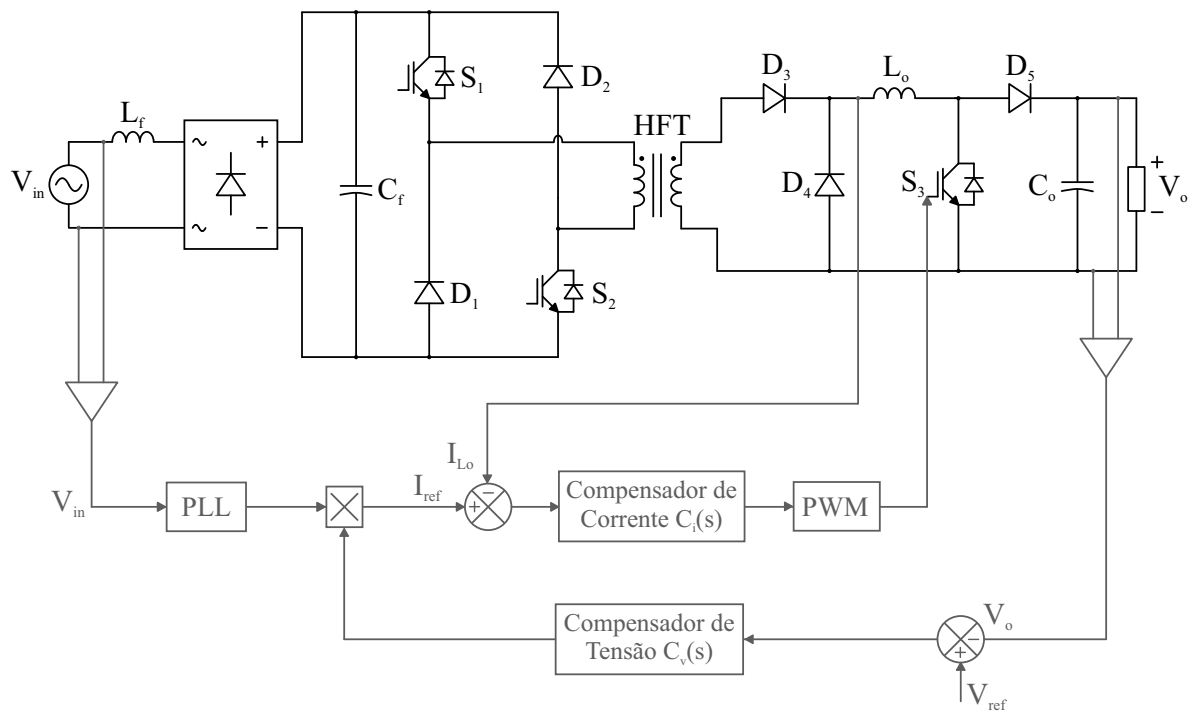
Com o estágio de potência finalizado, o Capítulo 5 realizará a implementação de um sistema de controle de malha fechada na topologia, calculando a planta, compensadores e todos os dispositivos necessários para este sistema.

CAPÍTULO 5

ANÁLISE E PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE

Neste capítulo serão apresentadas todas as etapas desenvolvidas para implementar o sistema de controle em malha fechada no conversor proposto deste trabalho. A Figura 5.1 mostra o circuito do conversor em malha fechada simplificado, onde foi empregado um modelo clássico de controle em cascata utilizando duas malhas, uma malha de corrente interna a outra malha de tensão.

Figura 5.1 – Estágio de Controle do Conversor CA-CC proposto.



Fonte: Autor

Observando a Figura 5.1 nota-se que são analisadas três grandezas do circuito: a tensão de entrada da rede V_{in} , a tensão de saída na carga V_o , e a corrente no indutor L_o . Com a medição dessas grandezas, os sistemas de controle de tensão e corrente conseguem impor um comportamento para elas durante a operação do sistema, através do controle dos interruptores.

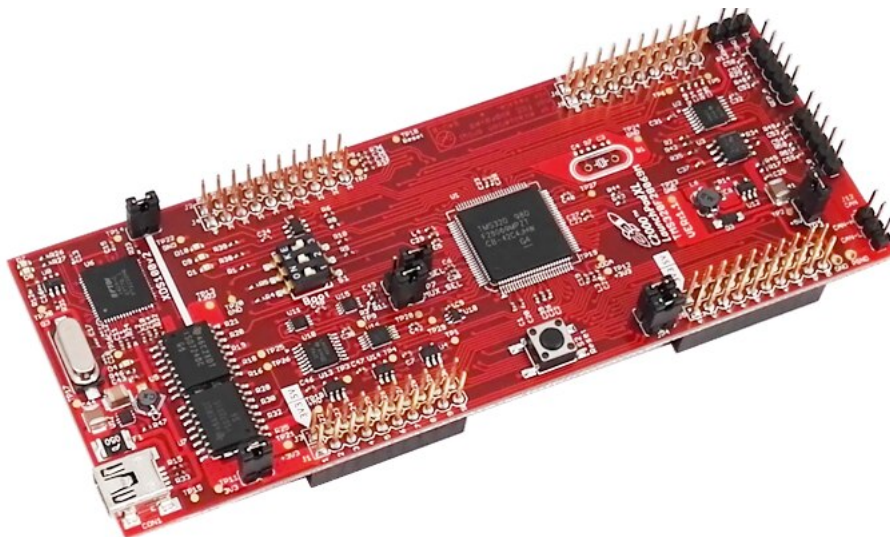
Desta forma, a malha de controle de corrente tem como objetivo regular a corrente no indutor L_o , garantindo que a mesma mantenha o formato e a fase da referência senoidal retificada da tensão de entrada. Assim, para garantir este sincronismo é necessário realizar a medição da tensão de entrada do conversor, e da corrente no indutor L_o .

Esta malha de corrente necessita ser rápida o suficiente para reproduzir fielmente o formato e a fase da senoide retificada em $120Hz$, garantindo um fator de potência unitário para rede e assim podendo ser representada como um ganho para a malha de tensão, fazendo com que ambas as malhas possuam dinâmicas bem distintas, e sejam consideradas independentes para cada projeto.

Portanto, a malha de tensão tem como objetivo impor o valor da tensão na saída através da definição da amplitude da corrente em L_o , com uma frequência de corte abaixo da frequência da rede retificada, para evitar a presença do *ripple* de $120Hz$ na carga e assim se torna uma malha lenta.

Estas malhas de controle foram implementadas através de um sistema de controle digital, utilizando o Kit de desenvolvimento C2000™ Piccolo MCU F28069M LaunchPad™, da Texas Instrument - Figura 5.2.

Figura 5.2 – Kit de desenvolvimento C2000™ Piccolo MCU F28069M LaunchPad™



Fonte: www.ti.com

As subseções a seguir mostrarão os detalhes deste sistema de controle, iniciando pelo projeto do modelo dinâmico do conversor, ou seja, o modelo matemático que demonstra o comportamento dinâmico do circuito diante perturbações, representados pelas funções transferência (FT) de corrente e tensão do circuito.

5.1 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Como apresentado em 3.2 a razão cíclica dos interruptores S_1 e S_2 (D_{12}) é fixa. Com isto, o ganho resultante da etapa Forward do conversor é fixo, e portanto, é possível dimensionar as funções de transferência através de um modelo simplificado do conversor Boost com entrada igual a saída da etapa Forward, definida em 5.1.

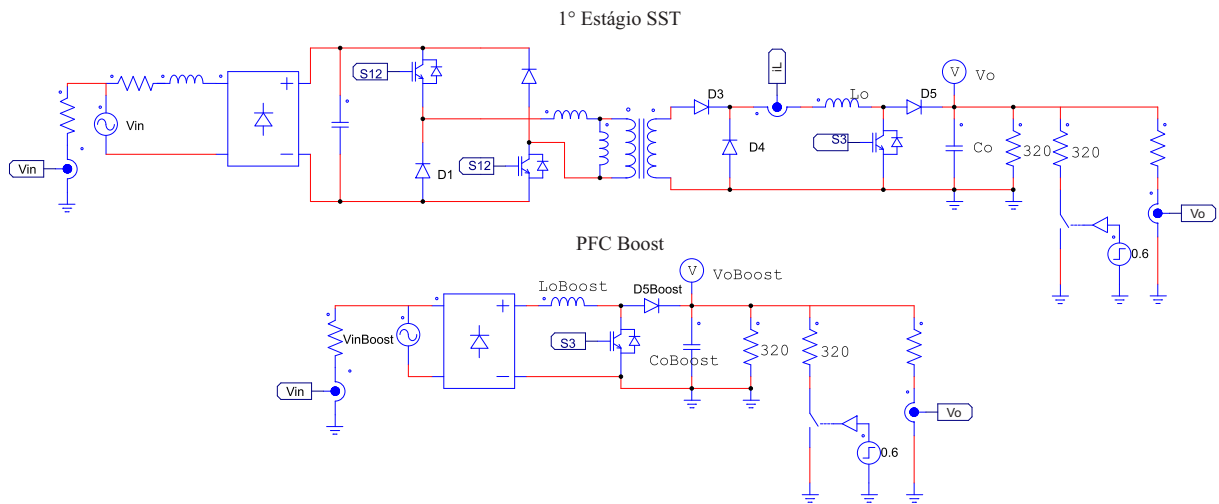
$$V_{in_{Boost}} = \frac{V_{in} D_{12}}{N} \quad (5.1)$$

Para facilitar o equacionamento foi definido α como:

$$\alpha = \frac{V_{inp} D_{12}}{N V_o} \quad (5.2)$$

Para garantir a equivalência no funcionamento das topologias, foi simulado em software os dois circuitos, operando com o mesmo sistema de controle, e então foi comparado as formas de onda da corrente nos indutores e da tensão nos barramentos, com uma variação da carga no tempo de 0,6 segundos de simulação. A Figura 5.3 apresenta os circuitos simulados sem os detalhes do sistema de controle, e a Figura 5.4 as formas de onda da corrente nos indutores L_o e a tensão nos barramentos CC em ambos os conversores, respectivamente.

Figura 5.3 – Circuitos simulados para teste de equivalência de comportamento dinâmico.

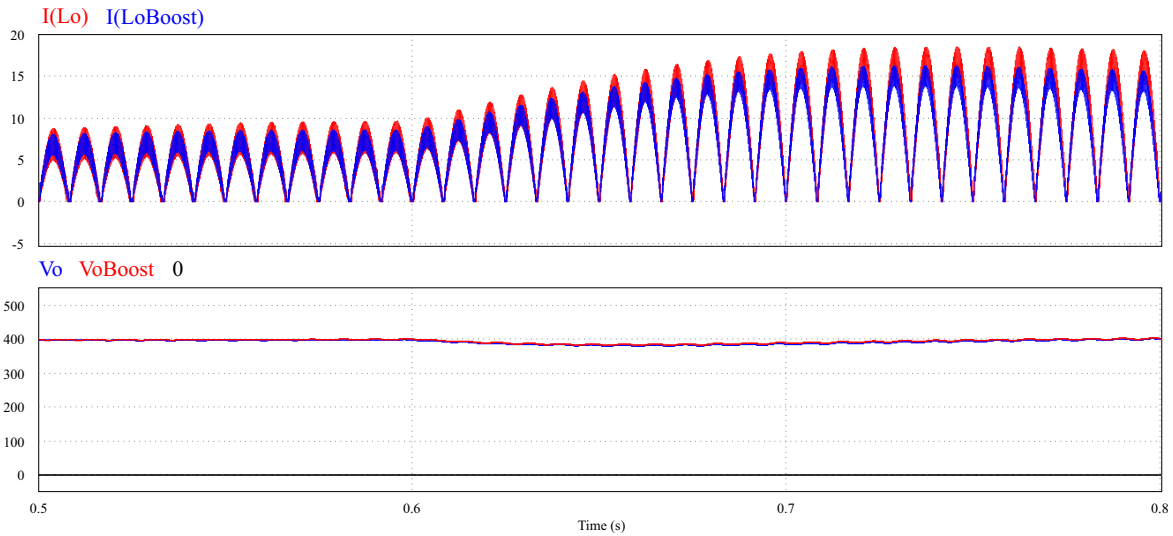


Fonte: Autor

Desta forma, para representar o comportamento dinâmico do conversor estudado e dimensionar os compensadores da malha de corrente e tensão, foram utilizadas as funções de transferência simplificadas do conversor Boost. Assim, para o cálculo da FT da corrente no indutor L_o em relação à razão cíclica, foi utilizado o método do circuito equivalente do conversor Boost, apresentado em [38], definida por:

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_{L_o}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{L_o s} \quad (5.3)$$

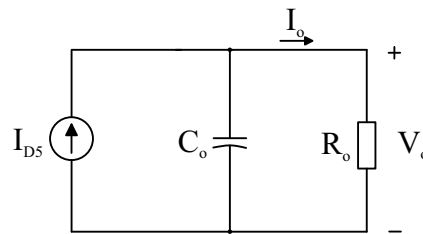
Figura 5.4 – Resultado por simulação da corrente no indutor (I_{Lo}) e da tensão na carga (V_o) do conversor proposto x conversor Boost PFC



Fonte: Autor

Já para o cálculo da FT da tensão na saída V_o em relação a corrente no indutor L_o , considera-se que a corrente no diodo D_5 pode ser substituída por uma fonte de corrente, conforma apresentado no circuito simplificado da Figura 5.5.

Figura 5.5 – Circuito equivalente do conversor Boost simplificado



Fonte: Autor

Observando o circuito equivalente simplificado do conversor, pode-se dizer que a corrente no diodo D_5 é igual a soma das correntes no capacitor C_o e no resistor R_o . Equacionando o circuito, admitindo uma variação na corrente média do diodo, encontra-se:

$$I_{D_5} + \hat{i}_{D_5}(t) = C_o \frac{d(V_o + \hat{v}_o(t))}{dt} + \frac{V_o + \hat{v}_o(t)}{R_o} \quad (5.4)$$

Separando os termos de pequenos e grandes sinais, tem-se:

$$I_{D_5} = \frac{V_o}{R_o} = I_o \quad (5.5)$$

$$\hat{i}_{D_5}(t) = C_o \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} + \frac{\hat{v}_o(t)}{R_o} \quad (5.6)$$

Aplicando a transformada de Laplace em 5.6, e realizando as devidas manipulações algébricas é possível encontrar a FT da tensão na saída V_o em relação a corrente no diodo D_5 , representada em 5.7.

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{D_5}(s)} = \frac{R_o}{R_o C_o s + 1} \quad (5.7)$$

Como o diodo D_5 do conversor proposto entra em operação no intervalo $(1 - D)T_s$, e possui corrente igual a corrente no indutor L_o neste intervalo, pode-se então definir que:

$$\hat{i}_{D_5}(t) = \hat{i}_{L_o}(t)(1 - D) \quad (5.8)$$

Sabendo que $D = 1 - \alpha$ (3.18), sendo α definido em 5.2, e substituindo 5.8 em 5.7, definiu-se a FT da tensão na saída V_o em relação a corrente no indutor L_o , por:

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{L_o}(s)} = \frac{R_o}{R_o C_o s + 1} \alpha \quad (5.9)$$

Então, as duas FT apresentadas em 5.3 e 5.9, representam o comportamento dinâmico do conversor desenvolvido, empregadas para o projeto dos compensadores do sistema de controle.

5.2 CIRCUITOS AUXILIARES UTILIZADOS

Diante da necessidade de monitoramento de alguns dados do circuito para realizar o controle em malha fechada, foram utilizados sensores para a medição de tensão e corrente. Além dos sensores, foi necessário também a implementação de circuitos de condicionamento de sinal, circuitos para o acionamento do Gate dos Interruptores, e ainda um laço de travamento de fase para leitura do sinal de tensão da rede. Esta seção apresentará com mais detalhes estes circuitos auxiliares.

5.2.1 Sensoriamento

Pra o sistema de controle implementado foi necessário a análise das tensões da entrada e da saída, e também da corrente no indutor. O sensor escolhido para medição das tensões foi o LV 25-P/SP5, ilustrado na Figura 5.6 e seus detalhes técnicos apresentados na Tabela 5.1. Este sensor de tensão fornece o sinal da saída em corrente, utilizando o método de efeito hall para captura do sinal de tensão.

O sensor escolhido para medição da corrente no indutor L_o foi o modelo LA 25-NP, ilustrado na Figura 5.7 e seus detalhes técnicos apresentados na Tabela 5.2.

Os níveis de corrente fornecidos pelos sensores não são aceitáveis pelo controlador, e portanto, para um correto funcionamento do sistema de controle, foi necessário utilizar um circuito de condicionamento de sinal. Este circuito foi implementado separadamente do sistema de potência, com a função de receber e adequar os sinais dos sensores para as entradas analógicas digital (ADC) do DSP, e também enviar para os interruptores os sinais de comando gerados.

Figura 5.6 – Sensor de tensão do V25-P/SP5



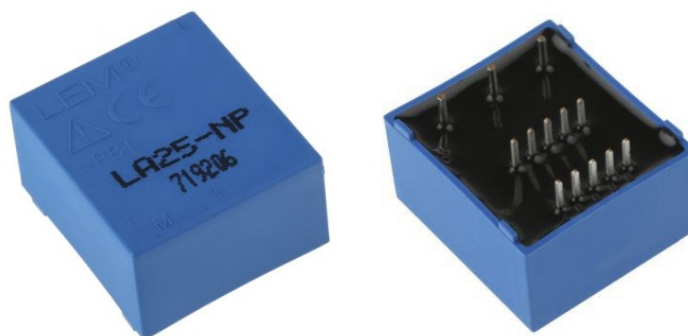
Fonte: Autor

Tabela 5.1 – Especificações do sensor de tensão do V25-P/SP5

Modelo	LV 25-P/SP5
Fabricante	LEM
Faixa de medição de tensão	10 ... 1500 V
Corrente eficaz nominal no primário	10 mA
Faixa de medição do primário	0 ... ± 14 A
Corrente de nominal de saída	25 mA
Taxa de conversão	25000 : 10000
Tensão de alimentação	± 15 V
Isolado	Sim
Sinal de Saída	Em corrente

Fonte: Autor

Figura 5.7 – Sensor de corrente LA 25-NP



Fonte: Autor

Como observado nas Tabelas 5.1 e 5.2, ambos os sensores possuem suas saídas em corrente. Portanto, necessitam de um resistor (R_M) para receber este sinal em corrente e gerar uma diferença de potencial aceitável para as entradas analógicas do DSP, que operam em uma faixa de 0 a 3,3 V.

O circuito de condicionamento de sinal utilizado, tanto para o sensor de tensão que realiza a leitura da tensão da rede, quanto para o sensor de corrente L_o , é mostrado

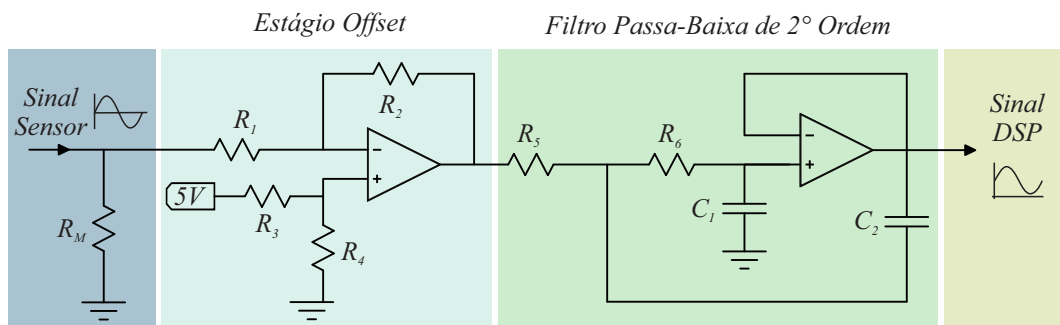
Tabela 5.2 – Especificações do sensor de corrente LA 25-NP

Modelo	LA 25-NP
Fabricante	LEM
Corrente nominal (rms)	25 A
Faixa de medição	0 ... ± 36 A
Corrente de nominal de saída	25 mA
Taxa de conversão	1 : 1000
Tensão de alimentação	± 15 V
Isolado	Sim
Sinal de Saída	Em corrente

Fonte: Autor

na Figura 5.8. Observa-se que após o resistor R_M , responsável por transformar o sinal de corrente em uma diferença de potencial, é utilizado um circuito *offset*, em que este soma uma tensão contínua à tensão de entrada proveniente dos sensores.

Figura 5.8 – Circuito de condicionamento de sinais



Fonte: Autor

Este estágio *offset* é necessário porque o sinal proveniente da tensão de entrada possui valores negativos, e portanto, não estão dentro dos valores de operação da entrada ADC. Para o caso do sensor de corrente, o indutor L_o possui uma corrente mínima igual a zero, o que pode causar erros na leitura de sinal, ou perdas de precisão, também tornando mais seguro o uso do *offset*.

Após este estágio, é utilizado um filtro passa-baixa do tipo Sallen Key com ganho unitário, que atenua os ruídos de alta frequência. Todos estes circuitos de condicionamento devem ser considerados durante o projeto dos compensadores do sistema de controle. Com um projeto mal dimensionado, estes circuitos podem ocasionar uma variação na fase do sinal, resultando em um baixo FP para o conversor.

Para o condicionamento de sinais do sensor de tensão da saída foi utilizado um circuito bem similar, porém que não necessita de um estágio *offset*, e sim apenas de um *buffer*. O projeto do circuito de condicionamento de sinais é apresentado com mais detalhes no Apêndice F, que apresenta o projeto de todos os resistores, capacitores e frequências de corte.

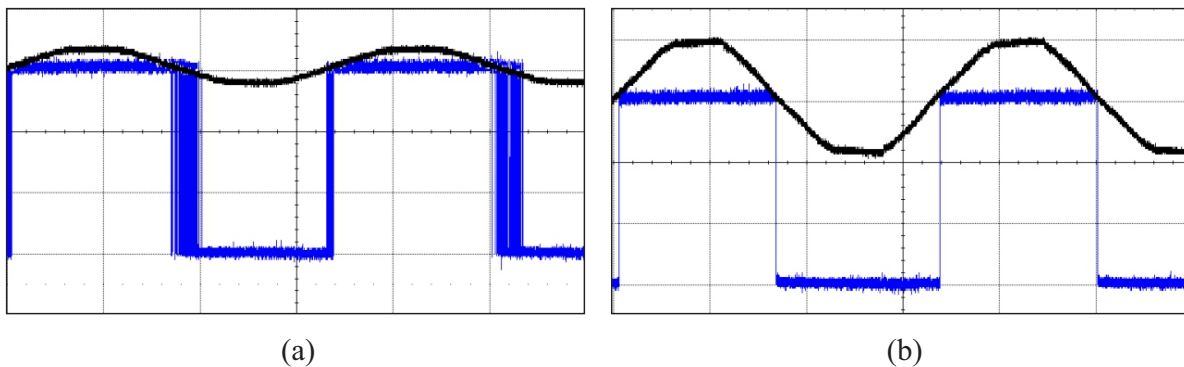
5.2.2 PLL - Laço de Travamento de Fase

O funcionamento desejado para a malha de corrente assegura um controle da corrente no indutor L_o que reproduz fielmente a fase e o formato da senoide da fonte de entrada retificada em $120Hz$, e com isto, garante um alto fator de potência e baixa THDi na rede elétrica, respeitando assim todas as normas de qualidade de energia.

Para que isto ocorra é necessário que haja o sincronismo da malha de controle de corrente com o semiciclo da rede, sendo portanto, indispensável o uso de um circuito confiável para a detecção deste ciclo. Na subseção anterior foi apresentado o sensor de tensão utilizado para detectar a tensão da rede, porém devido a presença de ruídos na rede e até mesmo na leitura deste sinal, não é possível confiar apenas nesta leitura para garantir o sincronismo correto.

Portanto, além da utilização do circuito de condicionamento de sinal adotou-se um algoritmo muito utilizado nesta situação: o PLL (*phase locked loop*), conhecido em português como "laço de travamento de fase". A Figura 5.9 apresenta a leitura da tensão da rede em preto e sua detecção do semiciclo positivo e negativo pelo controle digital, em azul. Em 5.9 (a), é apresentada a detecção do semiciclo apenas com o sensor de tensão e o condicionamento de sinal, resultando em um sinal com diversos erros durante a passagem por zero da senoide. Já na Figura 5.9 (b), é apresentada a detecção do semiciclo com a utilização do PLL, o que garante uma maior confiabilidade e precisão no sincronismo com a rede.

Figura 5.9 – (a) Detecção do ciclo da rede sem PLL, (b) Detecção do ciclo da rede com PLL



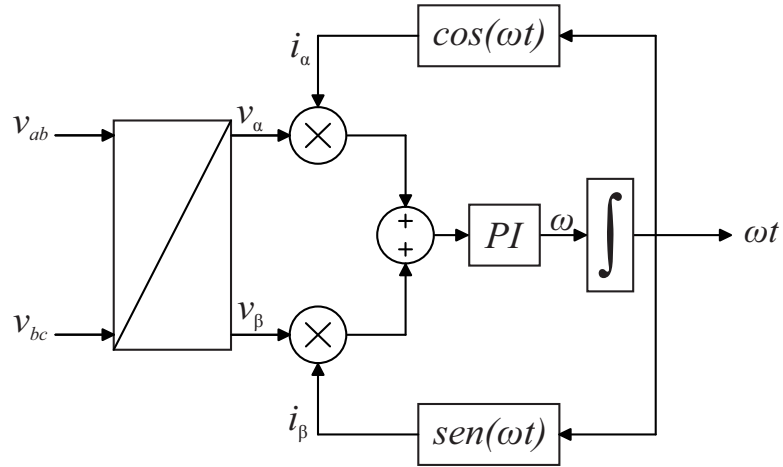
Fonte: Autor

O algoritmo de PLL monofásico implementado se baseia na teoria p-q trifásica apresentada por [39]. Este algoritmo considera que a potência reativa instantânea de um sistema trifásico equilibrado é nula. A Figura 5.10 mostra o diagrama de blocos do PLL trifásico apresentada por [39].

Para a adaptação deste PLL trifásico para monofásico, é utilizado a simplificação implementada em [40], que considera as tensões e correntes trifásicas equilibradas com amplitude unitária.

$$v_a(\theta)(t) = \text{sen}(\theta_1(t)) \quad (5.10)$$

Figura 5.10 – Diagrama de blocos do PLL trifásico



Fonte: Adaptado de [39]

$$v_b(\theta)(t) = \text{sen}(\theta_1(t) - 120^\circ) \quad (5.11)$$

$$v_c(\theta)(t) = \text{sen}(\theta_1(t) + 120^\circ) \quad (5.12)$$

$$i_a(\theta)(t) = \text{sen}(\theta_2(t)) \quad (5.13)$$

$$i_b(\theta)(t) = \text{sen}(\theta_2(t) - 120^\circ) \quad (5.14)$$

$$i_c(\theta)(t) = \text{sen}(\theta_2(t) + 120^\circ) \quad (5.15)$$

A potência trifásica é definida por:

$$p_{3(\phi)} = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \quad (5.16)$$

Separando as fases B e C:

$$p_b(t) + p_c(t) = v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \quad (5.17)$$

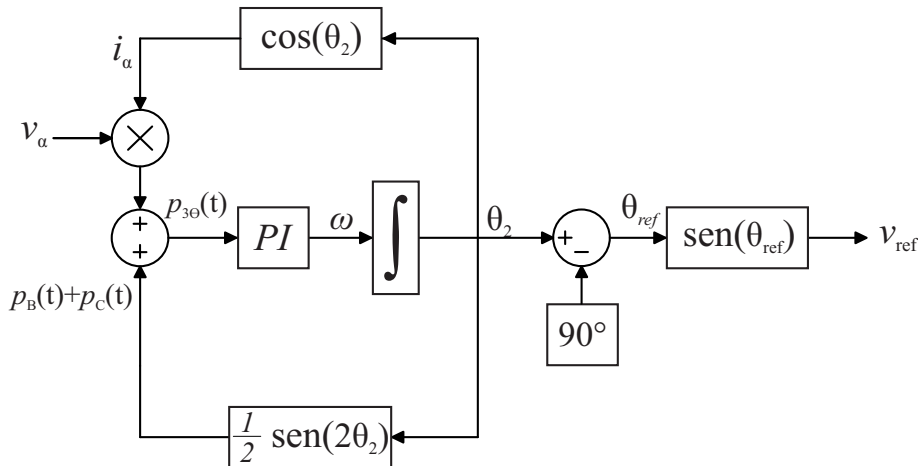
Substituindo as equações 5.10 e 5.15 em 5.17, e sabendo que, com base na teoria da potência reativa instantânea nula, tem-se em regime permanente $\theta_1(t) = \theta_{ref}(t) = \theta_2(t) - 90^\circ$. Aplicando as devidas relações trigonométricas em 5.17, encontra-se:

$$p_b(t) + p_c(t) = \frac{1}{2} \text{sen}(2\theta_2(t)) \quad (5.18)$$

A Figura 5.11 mostra o diagrama de blocos simplificado do PLL monofásico implementado para a leitura do sinal de tensão de entrada. Veja que somente é necessário

realizar a leitura da tensão de entrada, já que a corrente e a tensão são consideradas unitárias no equacionamento e a corrente está defasada em 90° da tensão, sendo portanto calculada pela fase determinada no PLL.

Figura 5.11 – Diagrama de blocos do PLL monofásico simplificado



Fonte: Autor

De acordo com o diagrama de blocos mostrado em 5.11, a planta do PLL utiliza um compensador PI para realizar o ajuste da defasagem da corrente anulando a potência trifásica.

O sincronismo da rede e o desempenho deste PLL é diretamente ligado ao correto dimensionamento deste compensador PI, que possui uma natureza passa-baixa, e deve ser projetado para que sua banda passante seja inferior a ondulação de 120Hz gerada pelo desbalanço da potência trifásica.

A atenuação dos harmônicos presentes na rede também é de extrema importância, porém como possuem frequência superior a 120 Hz, automaticamente já estão sendo atenuados devido a consideração anterior.

Desta forma, para o controlador PI projetado foi utilizado uma frequência de corte de 20 Hz e uma margem de fase de 60° , resultando em um compensador apresentado em 5.19, com parâmetros definidos em 5.20 e 5.21.

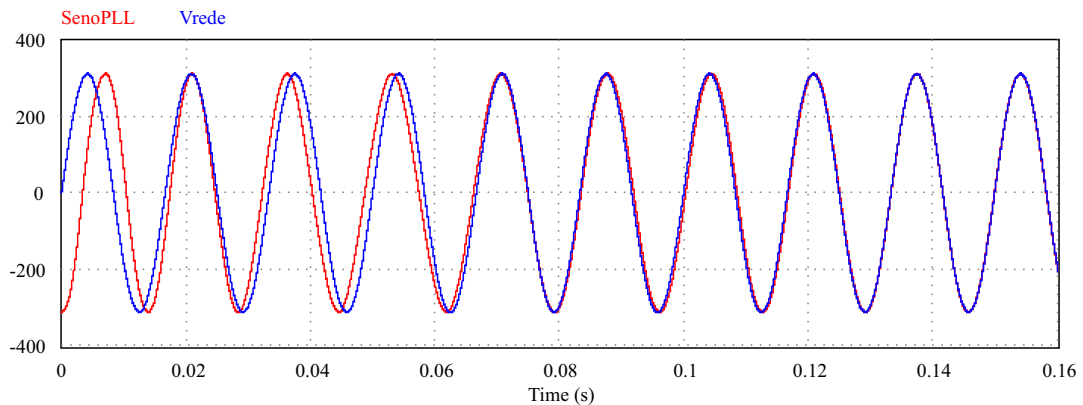
$$C_{PLL}(t) = \frac{k_{c.PLL}(s + \omega_{z.PLL})}{s} \quad (5.19)$$

$$k_{c.PLL} = 108,828 \quad (5.20)$$

$$\omega_{z.PLL} = 72,552 \text{ rad/s} \quad (5.21)$$

A implementação deste compensador foi realizada digitalmente e foi necessário sua discretização. Para isto foi utilizado o método de *Tustin* com tempo de amostragem igual ao período de comutação. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 5.12.

Figura 5.12 – Resultados de simulação utilizando PSIM do PLL implementado



Fonte: Autor

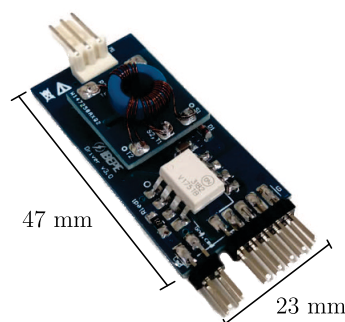
5.2.3 Gate Drivers

Para realizar o comando dos MOSFETs são impostas tensões entre os pinos VGE (*gate emitter*) e VGS (*gate-source*), iguais a +3,3 V para os MOSFETs C3M0075120K usados neste protótipo. Este valor de tensão não é compatível com o fornecido pela saída digital do DSP, e nem com a saída analógica do circuito utilizado.

Também é importante haver no sistema de comando dos interruptores uma isolamento elétrica entre o circuito de condicionamento de sinais e o sistema de potência. Sendo assim, foi necessária a utilização de um gate driver, que fornece a isolamento de tensão e corrente adequadas para o comando dos MOSFETs.

O gate driver utilizado neste protótipo foi desenvolvido pela equipe de engenheiros do Instituto IBEPE, e a Figura 5.13 mostra a placa do driver utilizada.

Figura 5.13 – Gate Drive



Fonte: Autor

5.3 PROJETO DOS COMPENSADORES

Esta seção apresenta com mais detalhes as malhas de controle e o projeto de seus compensadores. A Figura 5.14 apresenta o diagrama de blocos completo, considerando o sistema de potência (blocos em azul), e todos os elementos do condicionamento de sinais e controle digital (blocos em vermelho e verde, respectivamente).

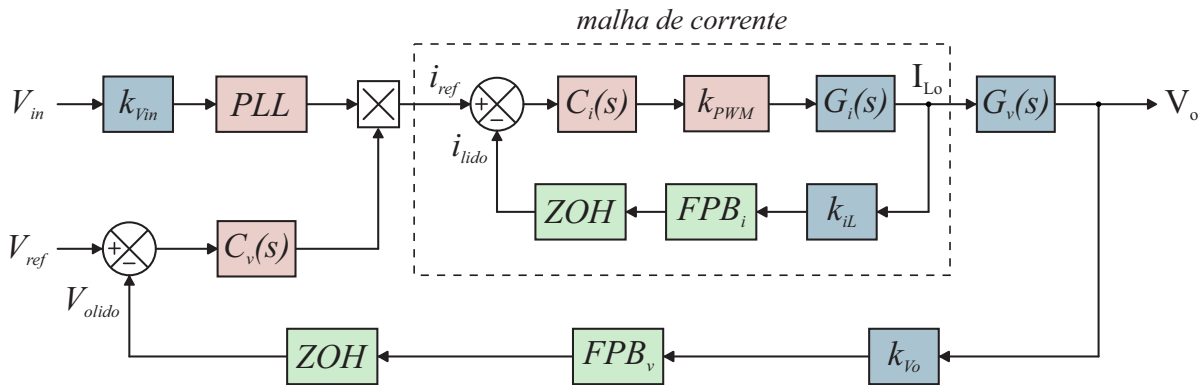


Figura 5.14 – Diagrama de blocos completo do sistema de controle

O controle digital utilizado realiza a leitura dos sinais obtidos dos sensores através de um processo de amostragem, usando um segurador de ordem-zero (ZOH - *zero-order hold*). O ZOH causa um atraso à malha de controle, conhecido por "efeito do segurador de ordem-zero" [41] [42]. Este atraso ocorre devido ao valor do sinal recebido pelo sensor ser atualizado uma única vez por período de amostragem, diferente do controle analógico, que faz esta atualização constantemente.

Outro atraso causado pelo uso do controle digital é o atraso computacional, que ocorre pelo fato dos cálculos realizados pelo algoritmo atualizarem somente no próximo período de amostragem. Assim, ao implementar um controle digital, deve-se prever todos esses atrasos e compensá-los nas malhas de controle, prevenindo assim a instabilidade do sistema, por conta da perda de fase que eles causam nas malhas [41].

A expressão matemática 5.22 representa a soma deste dois atrasos existentes no controle digital, e pode ser reescrita através da aproximação de primeira ordem de Padé, representada em 5.23.

$$\varphi(s) = e^{-s(3T_a/2)} \quad (5.22)$$

$$\varphi_{Pade}(s) = \frac{4 - 3sT_a}{4 + 3sT_a} \quad (5.23)$$

Como mencionado no início deste capítulo, o sistema é estruturado com base na estratégia de controle em cascata, no qual a malha de corrente (em destaque na Figura 5.14) está em série com a malha de tensão.

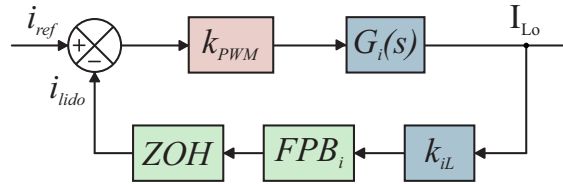
Sendo esta malha de corrente rápida o suficiente para reproduzir fielmente a senoide retificada da tensão da rede, e a malha de tensão lenta para filtrar os *ripples* de 120 Hz, os projetos dos compensadores de cada malha foram efetuados de formas independentes, devido a dinâmica das plantas serem desacopladas, com frequências de corte com mais de uma década de discrepância.

As próximas subseções apresentam com detalhes o projeto dos compensadores de cada malha, no qual foi utilizado a técnica de análise da resposta em frequência.

5.3.1 Compensador da Malha de Corrente

Na Figura 5.15 é ilustrado o diagrama de blocos na malha controle de corrente não compensada. Devido ao desacoplamento das malhas, foi possível projetar esta malha separadamente da malha de tensão, simplificando então o dimensionamento dos compensadores.

Figura 5.15 – Malha de controle de corrente não compensada



Fonte: Autor

Como apresentado no diagrama de blocos anteriormente, a função de transferência da malha aberta não compensada da corrente ($FTMA_{NCi}$), pode ser escrita como:

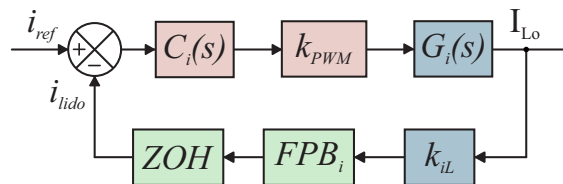
$$FTMA_{NCi} = k_{PWM}G_i(s)k_{iL}\varphi_{Pade}(s)FPB_i(s) \quad (5.24)$$

O ganho do sensor de corrente (k_{iL}) e do PWM (k_{PWM}) foram compensados durante a implementação do DSP, tornando-os unitários para a malha de corrente, e portanto, desconsiderados na $FTMA_{NCi}$, o que resulta em:

$$FTMA_{NCi} = G_i(s)\varphi_{Pade}(s)FPB_i(s) \quad (5.25)$$

Como imaginado, o comportamento dinâmico da $FTMA_{NCi}$ não é o adequado para a resposta que buscamos no sistema, e portanto foi adicionado um compensador (ou controlador) representado por $C_i(s)$, que ajustou a resposta do sistema para os parâmetros desejados. A Figura 5.16 apresenta o diagrama de blocos da função transferência de laço aberto compensada ($FTMA_{Ci}$), equacionada por 5.26 .

Figura 5.16 – Malha de controle de corrente não compensada



Fonte: Autor

$$FTMA_{Ci} = C_i(s)G_i(s)\varphi_{Pade}(s)FPB_i = C_i(s)FTMA_{NCi} \quad (5.26)$$

O projeto do compensador foi realizado através da resposta em frequência do sistema, onde foi aplicado um sinal senoidal em sua entrada e observado sua resposta em regime permanente [43]. Esta resposta em frequência foi analisada através do diagrama de

Bode, que se trata de uma representação gráfica deste sistema dividido em dois gráficos: o da magnitude pela frequência representada por 5.27; e o do ângulo de fase pela frequência equacionado por 5.28.

$$|FTMA_{C_i}(j\omega)| = |C_i(j\omega)| |FTMA_{NC_i}(j\omega)| \quad (5.27)$$

$$\angle FTMA_{C_i}(j\omega) = \angle C_i(j\omega) + \angle FTMA_{NC_i}(j\omega) \quad (5.28)$$

Para facilitar o projeto de controle, foi considerado um sinal de referência em degrau, ao invés do senoidal. Porém, para se gerar um erro nulo com uma entrada em degrau é necessário a existência de um polo na origem da $FTMA_{C_i}$ - não existente em $FTMA_{NC_i}$ -, sendo necessário o uso de um compensador que introduza tal polo na malha. Inicialmente, o compensador escolhido para o sistema de controle de corrente havia sido o controlador proporcional-integral (PI), com sua FT representada em 5.29, pois ele possui um polo na origem, e permite projetar uma margem de fase desejada para o sistema compensado.

$$FT_{PI}(s) = \frac{k_{ci}(s + \omega_{zi})}{s} \quad (5.29)$$

O ganho deste controlador PI (K_{C_i}) é definido por 5.30, e a frequência zero (ω_{zi}) em 5.31.

$$K_{C_i} = \frac{\omega_{C_i}}{\sqrt{\omega_{C_i}^2 + \omega_{zi}^2}} \frac{1}{|FTMA_{NC_i}(j\omega_{C_i})|} \quad (5.30)$$

$$\omega_{zi} = \frac{\omega_{C_i}}{\tan(MF_i - 90^\circ - \angle FTMA_{NC_i}(j\omega_{C_i}))} \quad (5.31)$$

onde MF_i é a margem de fase e ω_{C_i} é a frequência de corte da malha de controle de corrente.

Porém para o controle de corrente apresentar um resultado mais satisfatório, optou-se pela associação de um controlador ressonante com o controlador proporcional-integral.

O método de compensador ressonante apresentado em [44], introduz uma função de transferência senoidal, com uma frequência de ressonância especificada, no sistema de controle PI já conhecido. Com isso, o ganho da função de transferência de malha aberta do sistema de controle vai para o infinito na frequência ressonante escolhida, garantindo que os erros estacionários em resposta ao degrau naquela frequência sejam nulos, removendo os efeitos de uma perturbação CC e CA com a frequência de ressonância [44].

A função de transferência deste compensador PI + ressonante proposto em [44] é apresentada em 5.32, no qual ω_o representa a frequência de ressonância da senoide do compensador.

$$FT_{PIS} = \frac{k_{ci}(s + \omega_{zi})}{s} + \frac{K_{csi}s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (5.32)$$

A FT apresentada em 5.32 realiza a compensação apenas da parcela fundamental da senoide na frequência de ressonância escolhida. Para um compensador mais completo, é possível adicionar outras parcelas ressonantes, compensando também as harmônicas ímpares e pares da fundamental. Em 5.33 é apresentada a função de transferência deste controlador, onde n representa o número de harmônicas compensadas.

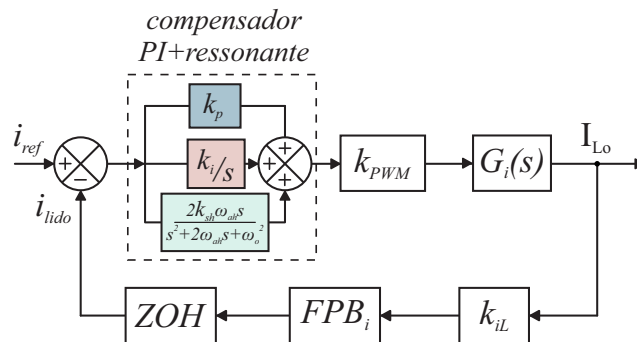
$$FT_{PIMS}(s) = \frac{k_{ci}(s + \omega_{zi})}{s} + \sum_{m=1 \dots n} \frac{K_{csi}s}{s^2 + m\omega_o^2} \quad (5.33)$$

Nos estudos de [45] é apresentado um modelo de compensador proporcional + ressonante - função de transferência 5.34 -, no qual a parcela ressonante é utilizada com a adição de um termo amortecedor dos ganhos da frequência de ressonância, evitando a alocação dos polos sobre o eixo imaginário, resultando em um controle mais robusto.

$$FT_{PS}(s) = k_P + \frac{2K_I\omega_a s}{s^2 + 2\omega_a s + \omega_o^2} \quad (5.34)$$

Para a implementação do compensador na malha de controle de corrente deste trabalho, optou-se pela utilização do modelo proporcional-integral + ressonante, com a adição do termo amortecedor, conforme o diagrama de blocos da malha de controle apresentado na Figura 5.17.

Figura 5.17 – Malha de controle de corrente com compensador PI + ressonante.



Fonte: Autor

Para o dimensionamento do compensador PI, foi projetado um controle rápido, mas que também garanta a rejeição dos ruídos originados pela frequência de comutação e perdas da fase devido ao controle digital, sendo escolhido uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de comutação, igual a 7,5 kHz, e uma margem de fase igual a 60°. O resultado do projeto do ganho e frequência zero do controlador PI são mostrados em 5.35,

$$\begin{aligned} K_{Ci} &= 0,057 \\ \omega_{zi} &= 8,612 \times 10^3 \end{aligned} \quad (5.35)$$

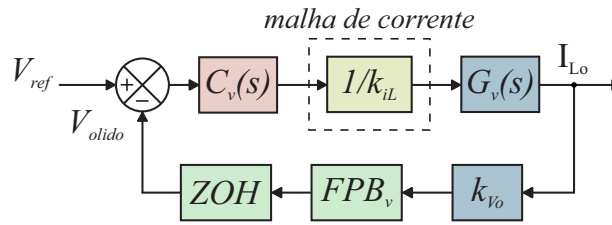
Já para o compensador ressonante foi utilizado valores estipulados, com uma frequência fundamental igual a 120Hz, equivalente a frequência da fonte de entrada

retificada. Inicialmente foi realizada a compensação de harmônicas, porém como foi utilizada uma fonte de entrada no protótipo, não o conectando diretamente com a rede, esta compensação das harmônicas não foi necessária, sendo retirada do projeto final do conversor proposto. Para mais detalhes do projeto do compensador PI+ressonante, pode-se analisar a planilha de cálculo de todo o sistema de controle apresentada no Apêndice F.

5.3.2 Compensador da Malha de Tensão

Devido ao desacoplamento das malhas, a malha de controle de corrente é vista apenas como um ganho para a malha de tensão. Logo, para o projeto do compensador de tensão, o diagrama de blocos da Figura 5.14 pode ser simplificado para o mostrado na Figura 5.18.

Figura 5.18 – Malha de controle de corrente não compensada



Fonte: Autor

Como apresentado no diagrama de blocos da Figura 5.14, a função de transferência da malha aberta compensada da tensão ($FTMA_{Cv}$), pode ser escrita como:

$$FTMA_{Cv} = C_v(s) \frac{1}{K_{iL}} G_v(s) k_{Vo} \varphi_{Pade}(s) FPB_v \quad (5.36)$$

Para a malha de tensão, os ganhos dos sensores também foram compensados durante a implementação do DSP, tornando-se unitários e sendo desconsiderados na $FTMA_{Cv}$, resultando em:

$$FTMA_{Cv} = C_v(s) G_v(s) \varphi_{Pade}(s) FPB_v \quad (5.37)$$

Assim como a malha de corrente, o projeto do compensador de tensão também foi projetado através da resposta em frequência do sistema, porém foi utilizado apenas um compensador proporcional-integral (PI), representado em 5.38.

$$C_v(s) = \frac{k_{cv}(s + \omega_{zv})}{s} \quad (5.38)$$

O ganho do controlador (K_{Cv}) é definido por 5.39, e a frequência zero (ω_{zv}) em 5.40.

$$K_{Cv} = \frac{\omega_{Cv}}{\sqrt{\omega_{Cv}^2 + \omega_{zv}^2}} \frac{1}{|FTMA_{NCv}(j\omega_{Cv})|} \quad (5.39)$$

$$\omega_{zv} = \frac{\omega_{Cv}}{\tan(MF_v - 90^\circ - \angle FTMA_{NCv}(j\omega_{Cv}))} \quad (5.40)$$

Para a malha de tensão, foi projetado um controle lento capaz de filtrar a ondulação de tensão de 120 Hz no barramento CC. Com isso, foi escolhido uma frequência de corte com mais de uma década abaixo da frequência da ondulação, igual a 6 Hz, e uma margem de fase igual a 60° .

O resultado do projeto do ganho e frequência zero do controlador são mostrados em 5.41, e a planilha de cálculo completa de todo o sistema de controle pode ser visualizada no Apêndice F.

$$\begin{aligned}K_{Ci} &= 0,156 \\ \omega_{zi} &= 26,372\end{aligned}\tag{5.41}$$

5.4 RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo descreveu detalhadamente o dimensionamento e o projeto do sistema de controle.

Inicialmente foi descrito a função de transferência utilizada para representar o sistema dinâmico do conversor para as malhas de corrente e tensão, utilizando funções de transferência simplificadas suficientes para representar o comportamento do conversor.

Na sequência foram apresentados todos os circuitos auxiliares necessários para o correto funcionamento do controle digital aplicado, como sensores, circuitos de condicionamento de sinal, gate driver e PLL. Todos estes sistemas foram considerados para o projeto do compensador das malhas de controle, o que resultou em um sistema estável e sem atraso de fase.

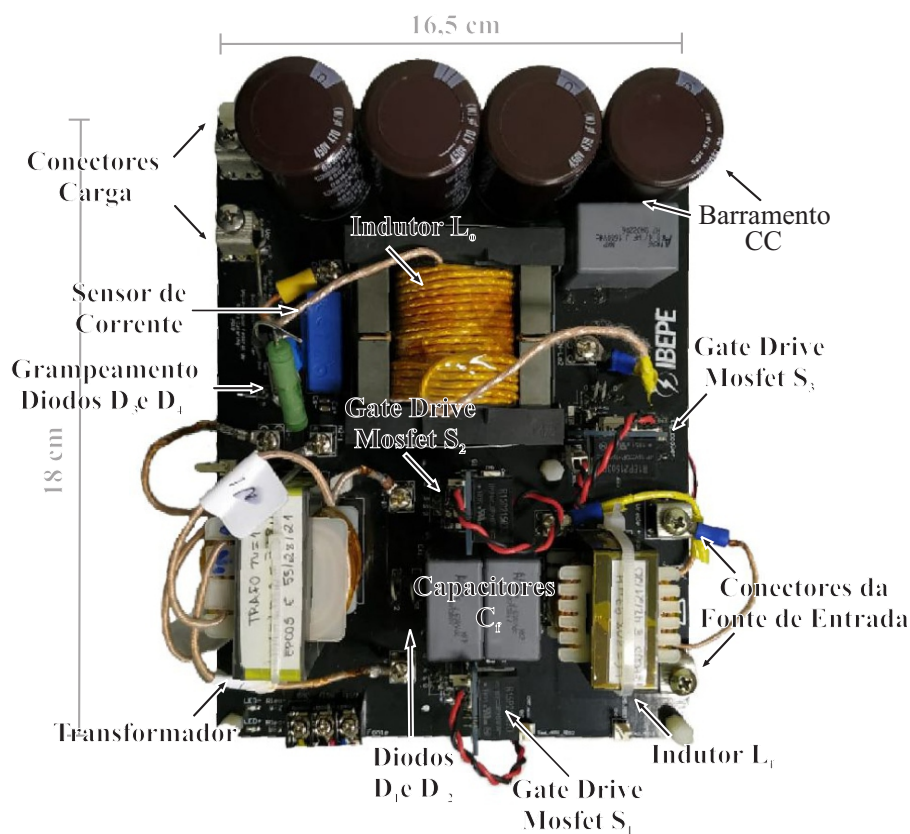
Para o sistema de controle foi implementado um sistema em cascata, com as malhas de corrente e tensão em série, mas com plantas com diferentes dinâmicas, operando com frequências de corte superior a duas décadas de discrepância. Apesar da malha de tensão possuir um resultado mais lento para garantir a discrepância, sua frequência de corte baixa garante a inibição dos ruídos de 120 Hz presentes no barramento CC. Com isto, os projetos dos compensadores foram realizados individualmente, com cálculos mais práticos e eficientes.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta os principais resultados experimentais obtidos em laboratório, realizados no protótipo mostrado na Figura 6.1, com o objetivo de verificar o princípio de funcionamento do conversor desenvolvida neste trabalho, e validar toda a teoria, projeto, dimensionamento e simulações elaborados nos capítulos anteriores.

Figura 6.1 – Protótipo do conversor proposto baseado na integração de um conversor Forward duas chaves com um conversor Boost.



Fonte: Autor

Todo o detalhamento do protótipo, como modelo dos capacitores, dispositivos magnéticos, e componentes eletrônicos utilizados, foram detalhados no Capítulo 4. Sendo suas especificações de laboratório, tando dimensionado como construído, mostradas na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Especificações de potência do conversor

Potência nominal (P_{nom})	1 kW
Valor eficaz da fonte de entrada (V_{in})	220 V
Frequência da fonte de entrada (f_r)	60 Hz
Tensão no barramento CC (V_o)	400 V
Frequência de comutação (f_s)	75 kHz
Razão cíclica dos interruptores S_1 e S_2 (D_{12})	0,48

Fonte: Autor

Para execução destes testes em laboratórios foram utilizados os equipamentos listados a seguir:

- Fonte alternada Itech IT7326 de 3 kVA e 300 Vrms, para alimentação do conversor;
- Fonte contínua Itech IT6825D de 3 kW, 500 V e 20 A, para alimentação do conversor;
- Osciloscópio Tektronix Modelo MDO3014, com ponteiras diferenciais e de corrente, para medição das grandezas;
- Analisador de Potência Tektronix PA3000 para análise de rendimento e qualidade de energia.

Vale ressaltar que apesar da fonte alternada utilizada ser de 3 kVA, devido a restrições das instalações elétricas do laboratório, não era possível realizar testes com potência superior a 1,2 kVA. Sendo este um dos motivos para o protótipo ter sido dimensionado para uma potência inferior a 1,2 kVA.

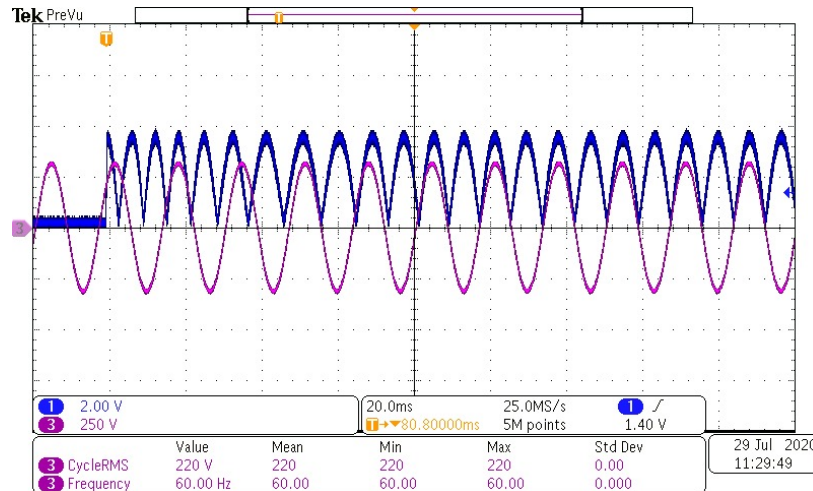
6.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PLL

Como detalhado na Subseção 5.2.2, para que houvesse um sincronismo da malha de controle da corrente com a rede, foi necessário utilizar um circuito para detectar este ciclo da senoide, utilizando o PLL.

Desta forma, para inicializar o protótipo, é indispensável que esta malha de corrente esteja sincronizada, realizando a alimentação do protótipo apenas após a detecção correta da tensão da fonte de entrada.

A Figura 6.2 apresenta o resultado experimental desta sincronização do PLL, podendo verificar que o rastreamento da senoide de tensão ocorre em aproximadamente 6 a 7 ciclos da rede. Conclui-se então que o PLL utilizado opera da forma esperada, e é adequado para o protótipo do projeto.

Figura 6.2 – Resultado da sincronização do PLL, tensão de entrada (forma de onda roxa) e PLL implementado (forma de onda azul). Escalas – tempo: 20 ms/div.



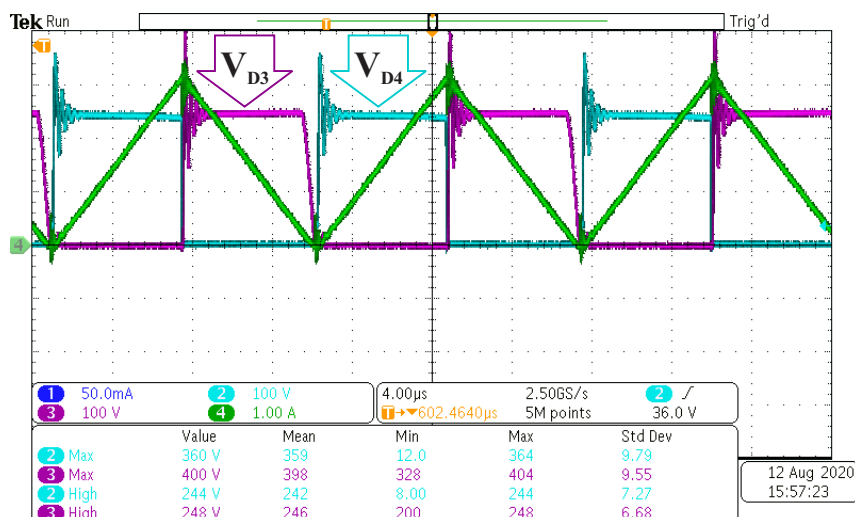
Fonte: Autor

6.2 GRAMPEAMENTO PASSIVO DAS SOBRETENSÕES NOS DIODOS

Durante a etapa do dimensionamento do protótipo por simulação, devido a idealização de alguns componentes para facilitar a simulação, a situação real da tensão nos diodos do secundário D_3 e D_4 não foram apresentadas nos resultados. Com isto, nos primeiros ensaios em baixa potência do protótipo, foi necessário analisar com atenção estas tensões, se esperando, apesar da utilização de diodos ultra rápidos SiC, uma possível sobreensão durante a comutação nestes componentes.

A Figura 6.3 mostra o resultado experimental obtido utilizando uma tensão de entrada contínua de 220 V e um sistema de malha aberta - teste realizado apenas para conferir o funcionamento do estágio de potência -. Analisando este resultado se observa a presença de sobreensão nos Diodos D_3 (forma de onda roxa) e D_4 (forma de onda azul).

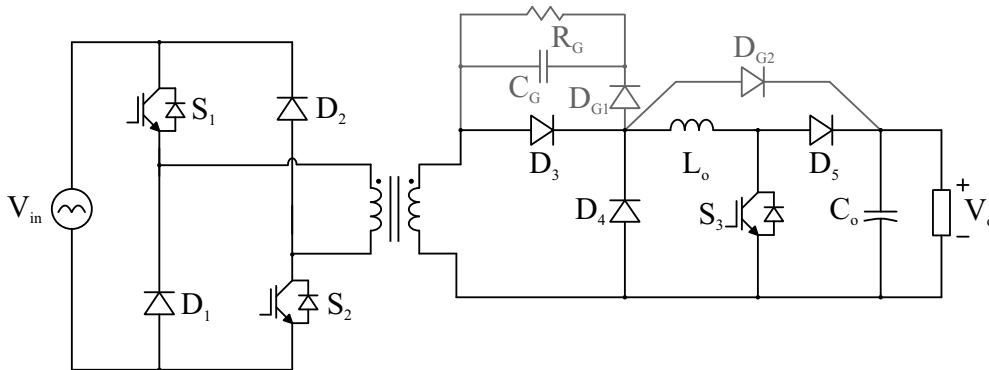
Figura 6.3 – Sobreensão nos Diodos D_3 (forma de onda roxa) e D_4 (forma de onda azul).



Fonte: Autor

Para resolver estes problemas de sobretensão foram utilizados circuitos grampeadores de tensão passivos nestes diodos. Através de algumas simulações e testes práticos, percebeu-se que o uso de apenas grampeadores RC ou RCD não seriam suficiente para solucionar o problema de sobretensão. Baseado nos grampeadores apresentados em [46], e nos testes realizados, foi dimensionado um sistema de grampeador de tensão mostrado na Figura 6.4.

Figura 6.4 – Circuito do grampeador de tensão passivo sobre os diodos D_3 e D_4 .

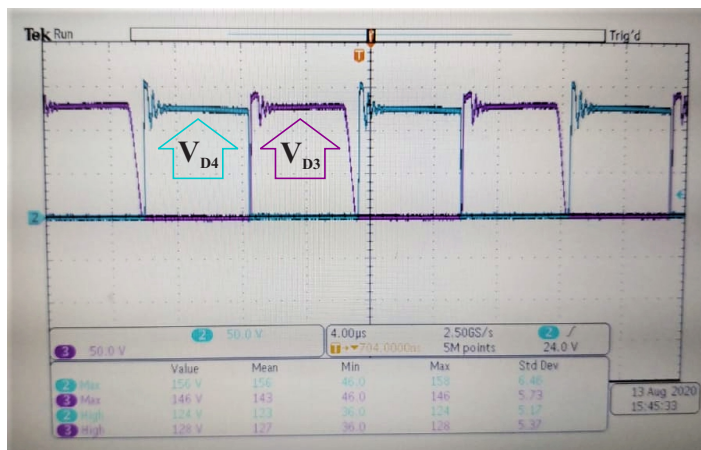


Fonte: Autor

Para o sistema de grampeamento empregado, foi utilizado um resistor R_G de $22\text{ k}\Omega/10\text{ W}$, um capacitor C_G de 10 nF e um diodo D_{G1} para o grampeamento de tensão do diodo D_3 , e um diodo D_{G2} conectado diretamente no barramento CC para o grampeamento da tensão do diodo D_4 . O sistema de grampeamento empregado no diodo D_4 foi uma solução nova estudada e testada, não apresentando perdas como no caso dos grampeadores passivos de tensão RCD convencionais.

Todo este sistema de grampeamento de tensão foi adaptado ao protótipo sem mudanças significativas de volume e peso. A Figura 6.5 apresenta as formas de onda de ambos os diodos (Diodo D_3 forma de onda roxa e Diodo D_4 forma de onda azul) com o sistema de grampeamento de tensão em funcionamento.

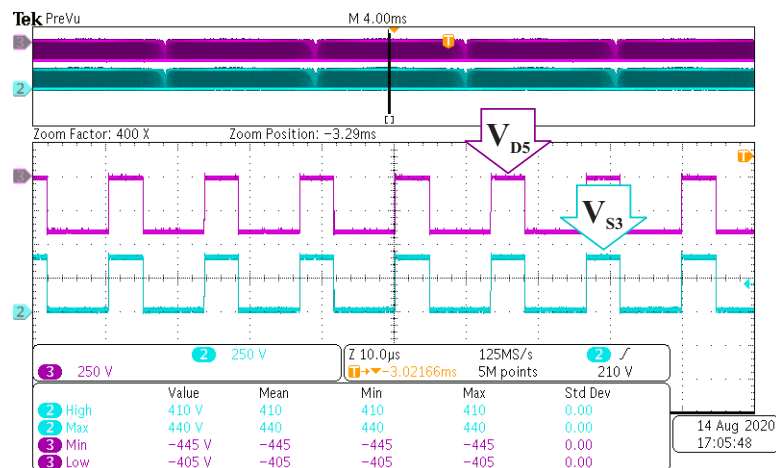
Figura 6.5 – Forma de onda das tensões em D_3 (forma de onda roxa) e D_4 (forma de onda azul) utilizando o grampeamento de tensão. Escalas – tensão: 50 V/div .



Fonte: Autor

Para os casos do interruptor S_3 e o Diodo D_5 , não foram apresentados sinal de sobretensão, conforme apresentado na Figura 6.6, no qual a forma de onda roxa representa a tensão no Diodo D_5 , e a forma de onda em azul representa o Mosfet S_3 . Estes componentes estão sempre em operação em etapas complementares, onde S_3 opera durante a primeira e a segunda etapa, e em seu bloqueio, durante a terceira etapa de operação, possui tensão equivalente a tensão do barramento CC. Já D_5 , conduz na terceira etapa de operação, e durante seu bloqueio possui tensão igual a menos a tensão do barramento CC.

Figura 6.6 – Forma de onda das tensões no Diodos D_5 (forma de onda roxa) e no Mosfet S_3 (forma de onda azul). Escalas – tensão: 250 V/div.



Fonte: Autor

6.3 FORMAS DE ONDAS EXPERIMENTAIS ADICIONAIS

Antes de realizar os testes com a potência nominal e o sistema de controle em malha fechada desejado, foram executados outros testes para verificar o funcionamento do conversor de maneira segura.

Primeiramente, foi testado o conversor operando em malha aberta com uma fonte de alimentação contínua, tornando o protótipo um conversor CC-CC. Para realizar este teste foi mantido uma razão cíclica fixa nos três interruptores, conseguindo com isto verificar o ganho estático do conversor, calibrar os sensores e verificar casos de sobretensão e operação dos componentes.

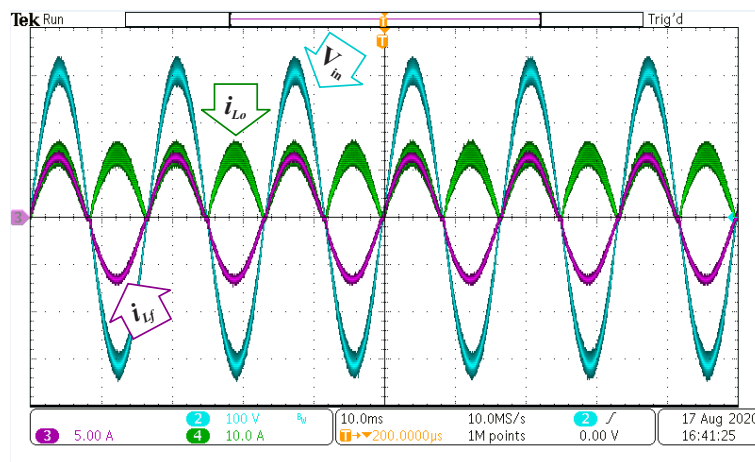
Em seguida foram realizados teste no sistema de PLL, e como mencionado na Subseção 6.2, testes no sistema de grampeamento de tensão passivo implementado nos diodos D_3 e D_4 . Esses testes iniciais foram realizados em potências mais baixas, iniciando em 50 W, até atingir 400 W, 40% da potência nominal. Com a segurança que o sistema de controle iria ser sincronizado com a fonte de entrada, e os componentes iriam suportar potências mais elevadas, iniciou-se os testes em malha fechada.

Primeiro foi testado o conversor operando apenas com a malha de controle de corrente, possuindo como fonte de entrada uma fonte alternada, e para a carga uma fonte contínua em 400 V, iniciando os testes com potência de 50 W, e elevando a potência até atingir a potência nominal (1000 W). Com este teste já foi possível validar a arquitetura desenvolvida neste trabalho e garantir o funcionamento do protótipo na potência e condições desejadas.

O teste final foi executado com o sistema completo de controle em malha fechada - malha de controle de corrente e tensão -, também iniciando os testes em potência reduzida, e elevando seu valor até atingir a potência nominal, retirando as principais formas de onda, rendimento e fator de potência.

A Figura 6.7 apresenta as formas de onda da corrente no indutor do filtro de entrada L_f (forma de onda roxa) e no indutor da saída L_o (forma de onda verde), como também a forma de onda da tensão da fonte de entrada (forma de onda azul).

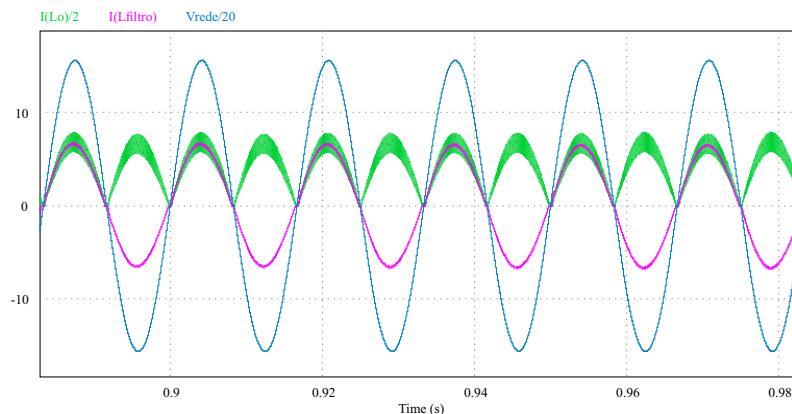
Figura 6.7 – Formas de ondas dos testes laboratoriais das correntes em L_f (forma de onda roxa) e L_o (forma de onda verde), e na tensão em V_{in} (forma de onda azul).



Fonte: Autor

Analisando os resultados obtidos na Figura 6.7, nota-se que a forma de onda da corrente no indutor L_o está em fase com a tensão de entrada, apontando um correto funcionamento do sistema de controle e do PLL utilizado, fazendo com que a corrente de entrada esteja sincronizada também com a tensão, com um fator de potência quase unitário. Este resultado mostrou que o conversor está trabalhando conforme o esperado, se assemelhando aos resultados obtidos em simulação, conforme as formas de onda resultantes da simulação mostradas na Figura 6.8.

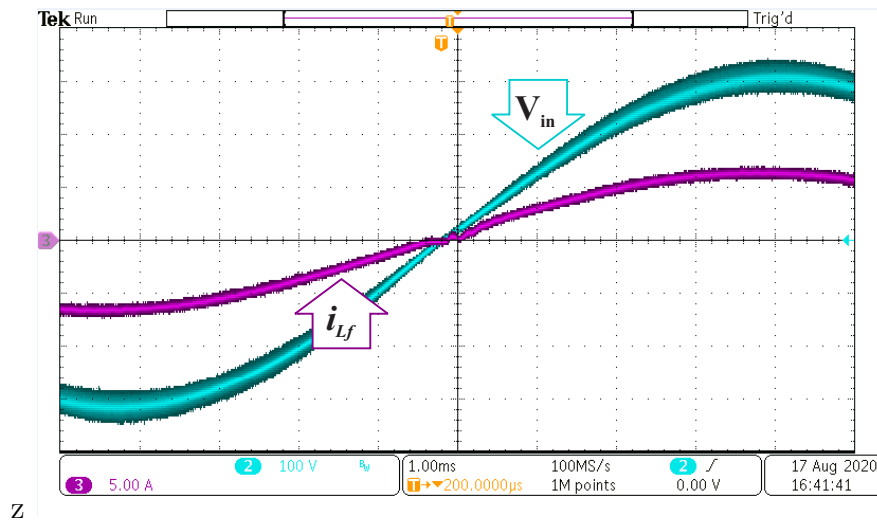
Figura 6.8 – Formas de ondas das simulações das correntes em L_f (forma de onda roxa) e L_o (forma de onda verde), e na tensão em V_{in} (forma de onda azul).



Fonte: Autor

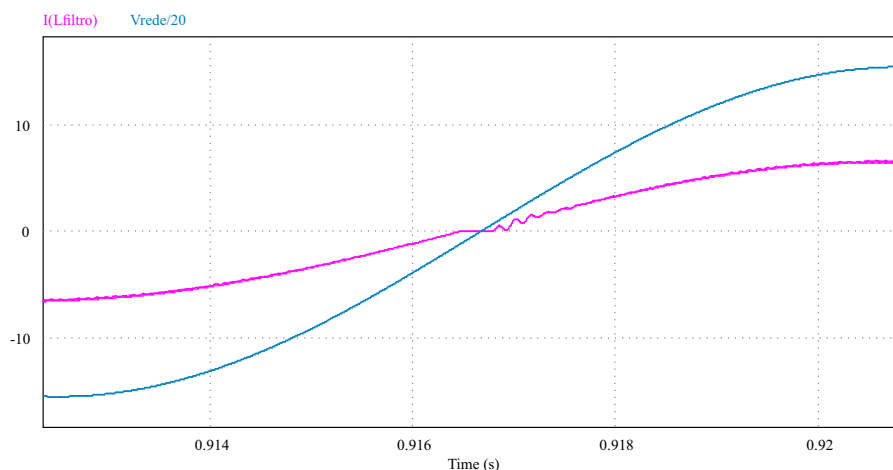
Observando mais de perto estas mesmas formas de onda, conforma a Figura 6.9, é destacado a passagem por zero da corrente no indutor L_f (forma de onda roxa). Nota-se a existência de uma leve distorção na corrente da entrada durante a passagem por zero, um fenômeno conhecido por "efeito *Cusp*", já esperado em conversores deste modelo [47]. Esta corrente apresentou resultados equivalentes aos obtidos por simulação - Figura 6.10, mantendo um fator de potência elevado, e possuindo uma forma de onda em um formato senoidal e em fase com a tensão de entrada.

Figura 6.9 – Zoom na passagem por zero, das formas de ondas das correntes em L_f (forma de onda roxa) e na tensão em V_{in} (forma de onda azul).



Fonte: Autor

Figura 6.10 – Zoom na passagem por zero, das formas de ondas das correntes em L_f (forma de onda roxa) e tensão em V_{in} (forma de onda azul).

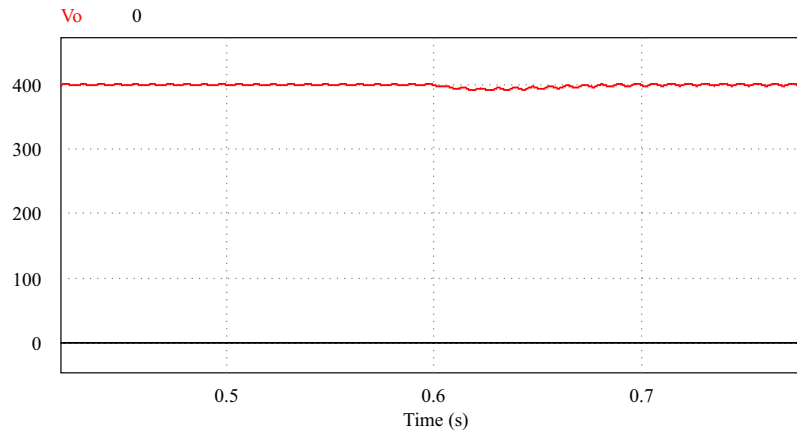


Fonte: Autor

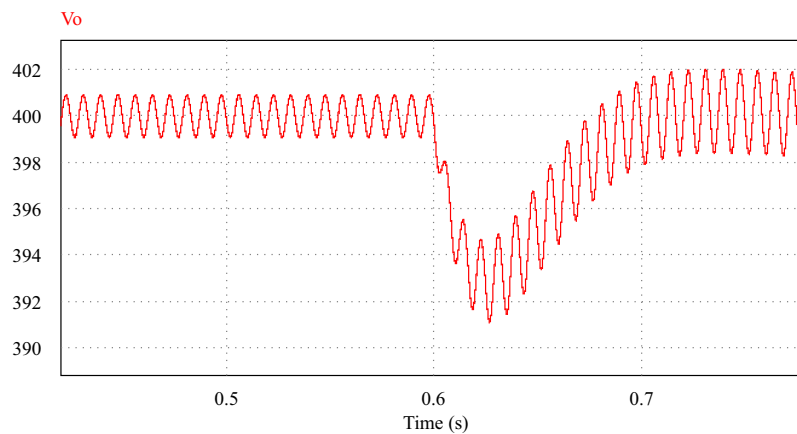
Como mencionado, este fenômeno é típico de retificadores boost e outros PFCs similares a este projeto [48] [42]. Muitas vezes, uma forma para solucionar estes problemas é utilizar métodos mais avançados de controladores, o que não seria o foco deste trabalho, em que é buscado apenas apresentar o funcionamento da arquitetura estudada.

Os resultados de simulação do controle da malha de tensão é apresentado na Figuras 6.11, no qual foi aumentada a potência de operação do conversor em 0,6 segundos, de 500 W para 1000 W.

Figura 6.11 – Resultados do controle de tensão do barramento CC, aumento da potência de 500 W para 1000 W em 0,6 segundos.



(a)



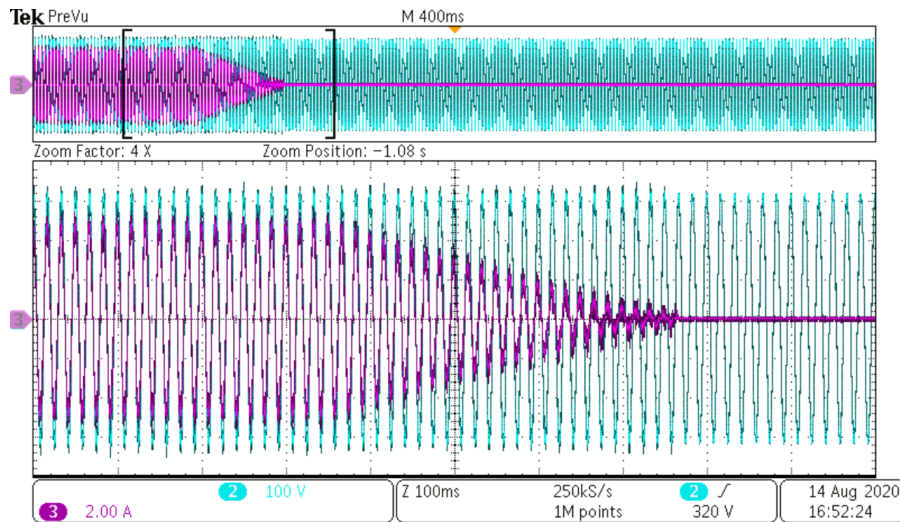
(b)

Fonte: Autor

A Figura 6.12 apresenta as formas de onda da corrente no indutor do filtro de entrada L_f (forma de onda roxa) e da tensão da fonte de entrada (forma de onda azul), no momento de retirada da carga para o desligamento do protótipo. Como se pode notar, durante a operação em potências mais reduzidas, a corrente de entrada apresenta maiores distorções, o que é comum em conversores de potência.

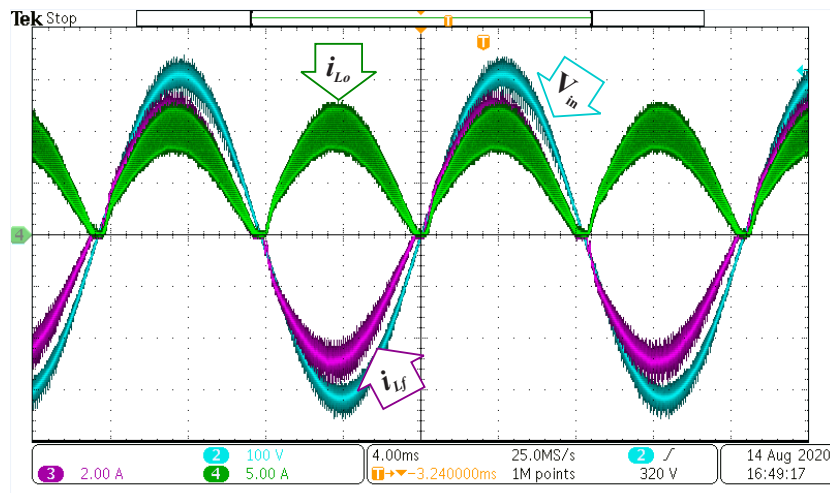
Inicialmente para a proposta do controle foi implementado um compensador de corrente apenas proporcional integral, isto devido ao objetivo desta dissertação não ser voltado ao sistema de controle mais elaborado, e também porque os resultados por simulação serem bem satisfatórios com este sistema. Porém ao realizar os ensaios em laboratório com o sistema de controle PI - Figura 6.13 -, sentiu-se a necessidade de melhorar os resultados experimentais, diminuindo as distorções da corrente de entrada durante a passagem por zero. Então foi introduzido um controle PI + ressonante, o qual é o sistema de controle utilizado em todos os resultados apresentados neste capítulo.

Figura 6.12 – Retirada da carga do protótipo, formas de ondas da corrente em L_f (forma de onda roxa) e tensão em V_{in} (forma de onda azul).



Fonte: Autor

Figura 6.13 – Resultado utilizando controle PI - corrente em L_f (forma de onda roxa), corrente em L_o (forma de onda verde) e tensão em V_{in} (forma de onda azul).



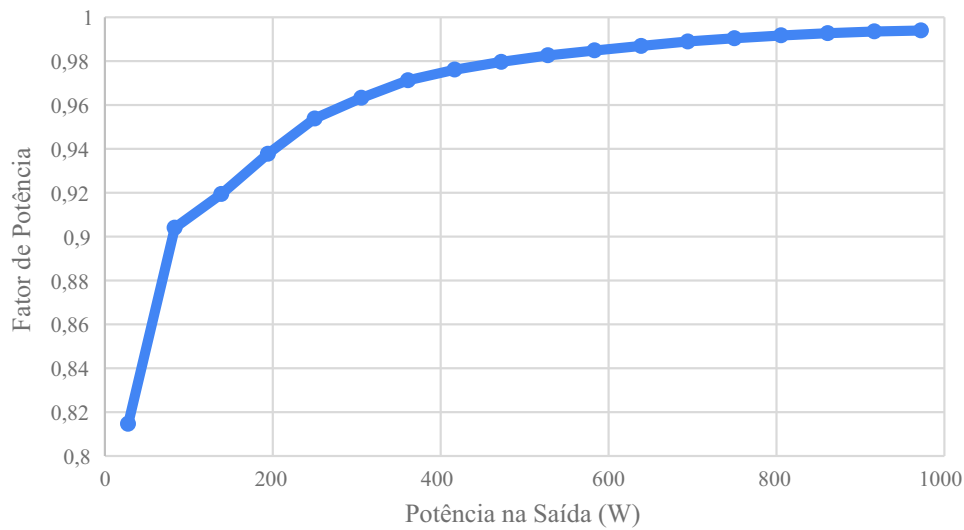
Fonte: Autor

6.4 RENDIMENTO

Após apresentadas as principais formas de ondas dos resultados experimentais, restam analisar a qualidade da corrente de entrada do conversor através do fator de potência, e também o rendimento total da topologia, no qual foi utilizado o analisador de potência Tektronix PA3000 para os testes.

A Figura 6.14 mostra o fator de potência obtido no experimento, sendo que, de acordo com a ABNT NBR 16149:2013, este deve ser superior a 0,95 quando o conversor estiver operando com uma potência superior a 20% de sua potência nominal. Analisando o gráfico se observa que o FP é igual a 0,937 quando o conversor opera em 250 W e atinge 0,95 apenas quando opera em 300 W, 30% da sua potência nominal.

Figura 6.14 – Fator de Potência do conversor resultante dos testes em laboratório.

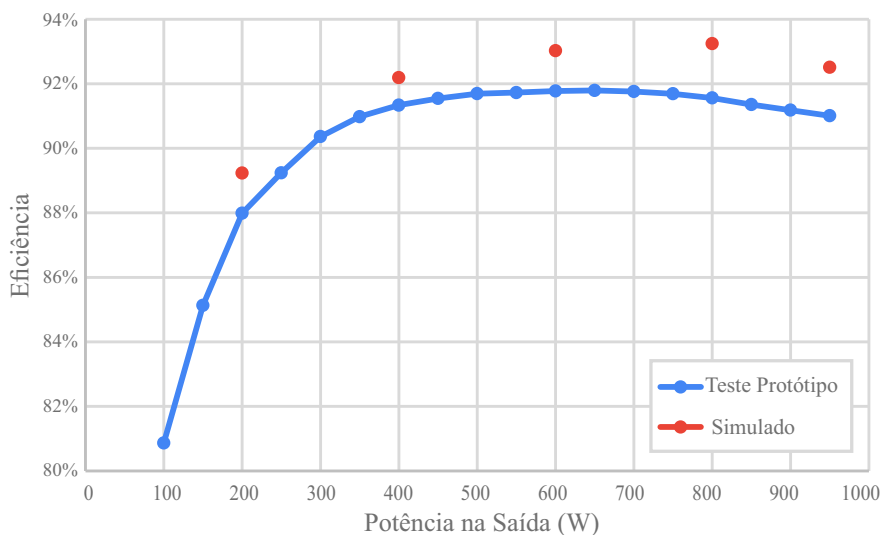


Fonte: Autor

Durante a operação na potência nominal, o fator de potência é de 0,9939, muito próximo ao valor unitário esperado. Como observado, o protótipo não atingiu um FP de acordo com a ABNT NBR 16149:2013 em todos os níveis de potência, porém, como mencionado anteriormente, o principal propósito deste trabalho foi realizar a validação da arquitetura do conversor, sendo estes resultados satisfatórios para tal objetivo.

Na Figura 6.15 é representado graficamente o rendimento do conversor com o sistema de grameamento incluso, processando diferentes potências, no qual os valores em azul representam os resultados obtidos em laboratório utilizando o analisador de potência e em vermelho os valores calculados com a utilização de softwares. Para a obtenção destes resultados em laboratório foi incrementado 5% da potência nominal em um intervalo de 10 minutos, para que em cada valor de potência o protótipo atingisse seu regime térmico.

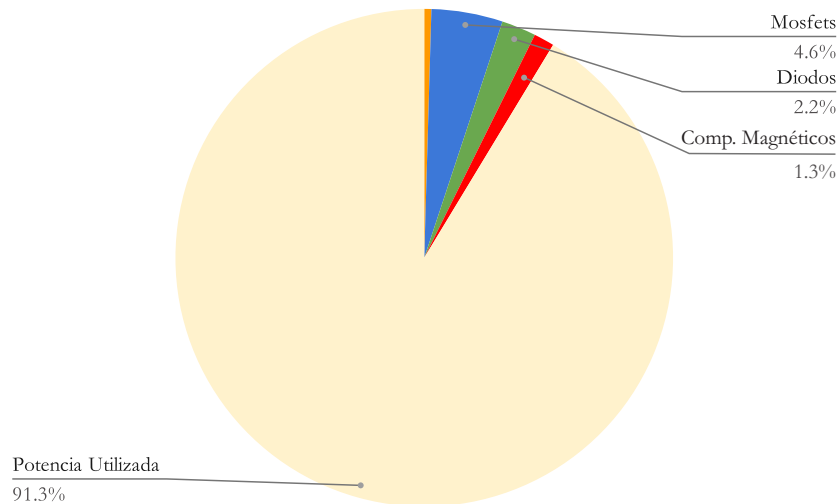
Figura 6.15 – Rendimento do conversor: resultado dos testes em laboratório (pontos em azul), resultado calculado (pontos em vermelho).



Fonte: Autor

Analisando a Figura 6.15, observa-se que o melhor rendimento no protótipo é atingido entre 500 W e 700 W, com uma máxima de 91.79% em 650 W, o que demonstra uma distribuição entre as perdas de condução e comutação dos interruptores ao longo da variação da potência. A Figura 6.16 apresenta os resultados obtidos por simulação da distribuição da potência do conversor, incluindo a potência utilizada e as perdas em cada componente.

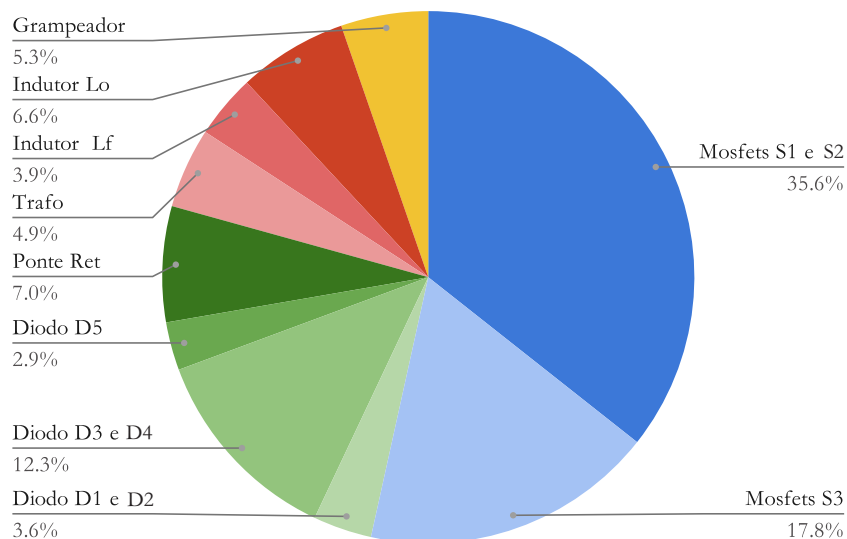
Figura 6.16 – Distribuição da utilização da potência no conversor.



Fonte: Autor

Verifica-se que a maior parte das perdas estão presentes nos Mosfets, representando 4.6% da potência total do conversor. Uma distribuição mais detalhada das perdas obtidas por simulação são representadas pela Figura 6.17, destacando novamente que as perdas nos Mosfets são responsáveis por 53,4% das perdas totais com o conversor operando na potência nominal.

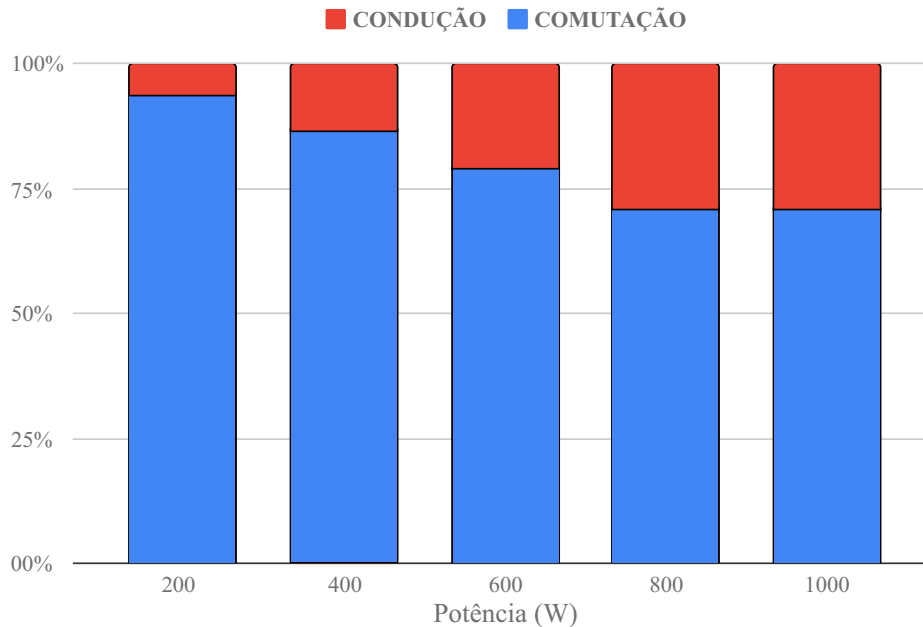
Figura 6.17 – Distribuição das perdas no conversor.



Fonte: Autor

Estas perdas nos interruptores são distribuídas entre perdas por condução e perdas por comutação, onde durante a operação na potência nominal aproximadamente 70% das perdas são resultados da comutação dos Mosfets e 30% da condução, a Figura 6.18 mostra com mais detalhes estas perdas de acordo com a variação da potência do conversor.

Figura 6.18 – Perdas por condução e comutação em todos os Mosfets ao longo da variação da potência.



Fonte: Autor

Vale ressaltar que foi utilizado para a construção do protótipo o Mosfet SiC C3M0075120K, apresentado na Tabela 4.2, com uma tensão máxima de 1200 V, sendo que a tensão máxima neste dispositivo durante a operação do conversor é aproximadamente 400 V. Assim, uma forma para diminuir significativamente estas perdas nos interruptores seria através da substituição destes componentes, encontrando os melhores dispositivos no mercado que trabalhassem com seus limites de operação próximos aos limites do conversor.

Muitos destes valores e resultados experimentais poderiam atingir valores mais eficientes se fossem utilizados componentes mais adequados a potência e tensão do protótipo, estando muitos deles operando em tensões bem reduzidas em relação ao seu limite máximo de operação, devido a disponibilização em laboratório destes componentes durante a construção do protótipo. Outro fator que pode ser estudado para melhorar a eficiência desde conversor, é a operação do conversor em uma frequência de comutação mais baixa, diminuindo estas perdas por comutação.

6.5 RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou os principais resultados dos testes realizados em laboratório, cujo objetivo principal foi validar a arquitetura proposta neste trabalho.

Para a validação do conversor, foi necessário propor um sistema de controle em malha fechada em cascata, além de um laço de travamento de fase para sincronizar a malha de controle de corrente com a fonte de entrada. Ambos os resultados destas implementações foram apresentados neste capítulo, com resultados que cumpriram os requisitos desejados.

A utilização de um sistema de controle PI + ressonante em vez de um simples controle PI, apresentou melhores resultados, com uma diminuição das distorções durante a passagem por zero da forma de onda da corrente de entrada, resultando em um melhor FP de potência e THD.

Finalizando este capítulo, foi apresentado o FP e o rendimento do conversor para diferentes valores de potência, com um resultado não muito elevado do rendimento final. Este fato ocorreu principalmente porque muitos dos componentes utilizados no protótipo foram escolhidos a partir da disponibilidade de material existente em laboratório, resultando em componentes com limites de operação muito elevado comparado as tensões e correntes de operação do conversor, e com isso apresentando mais perdas que o desejado. Com a escolha de dispositivos adequados às faixas de operação do conversor desenvolvido, e a substituição dos dispositivos magnéticos por modelos de núcleos mais apropriados para topologia, esta arquitetura poderá possuir um rendimento mais elevado possibilitando futuras aplicações em sistemas de distribuição de energia elétrica, redes elétricas inteligentes, *data centers* e entre outros.

CONCLUSÃO

Nesta dissertação, foi realizado o estudo e o desenvolvimento de um conversor CA-CC para a utilização em uma nova arquitetura de Transformador de Estado Sólido (SST), aplicado em uma possível modernização dos transformadores de distribuição convencionais, com a possibilidade de futuras implementações em sistemas de distribuição de energia elétrica, *smart grids*, *data centers*, entre outros.

A arquitetura do SST estudada é composta por dois estágios de operação, sendo o primeiro o conversor CA-CC desenvolvido neste trabalho, resultado da integração de um conversor Forward duas chaves com um conversor Boost, e o segundo estágio de operação composto por um inversor ponte completa. O desenvolvimento teve enfoque no primeiro estágio, uma vez que o segundo estágio é amplamente conhecido pela academia. Os aspectos básicos e a introdução ao assunto sobre Transformador de Estado Sólido foram abordados no primeiro capítulo deste documento. No segundo capítulo foram abordadas as revisões bibliográficas utilizadas para a concepção da proposta do conversor.

No capítulo seguinte foi abordado uma análise teórica do sistema de potência da topologia, mostrando detalhadamente seus princípios de funcionamento, modelagens matemáticas, etapas de operação e formas de ondas. Com estes conceitos matemáticos e a utilização de programas para simulação de seus circuitos eletrônicos, foi realizada a validação da topologia, e então prosseguido para a etapa de dimensionamento e construção dos estágios de potência e controle do conversor proposto.

Para realizar o controle dos interruptores, foi implementado um modelo clássico de controle em cascatas utilizando duas malhas, sendo uma malha de controle da corrente interna a uma malha de controle de tensão. Esta estratégia de controle resultou em uma tensão contínua na carga em 400 V, e uma corrente senoidal retificada no indutor do estágio Boost (indutor L_o), a qual foi sincronizada com a tensão de entrada, proporcionando um fator de potência próximo ao unitário.

A sincronização da tensão da rede, necessária para o controle de corrente no indutor L_o , foi realizada por meio de um laço de travamento de fase (PLL) digital. O projeto do PLL foi efetuado com todos os cuidados necessários para garantir sua robustez e bom funcionamento, certificando uma correta especificação do seu compensador PI para prever as não idealidades presentes na tensão da rede elétrica.

Para o projeto dos compensadores das malhas de controle, primeiramente foram utilizados apenas compensadores proporcional-integral (PI), que garantiram um funciona-

mento adequado da topologia durante as simulações. Entretanto, para melhorar o controle da corrente durante a passagem por zero, foi adicionado um compensador ressonante ao compensador proporcional-integral da malha de controle da corrente, garantindo uma redução na TDH e um melhor resultado durante a passagem por zero em relação ao controlador PI tradicional.

O projeto dos compensadores foram executados com técnicas clássicas de controle no tempo contínuo, no entanto sua implementação foi digital, utilizando o microcontrolador do Kit de desenvolvimento C2000™ Piccolo MCU F28069M LaunchPad™, da Texas Instrument. O uso do controlador digital possibilitou vantagens em sua versatilidade, fácil adaptação e melhoras no sistema de controle, porém, demandou um projeto de compensadores mais cauteloso, exigindo a consideração das perdas de fase e atrasos causados pelo controle digital, ainda mais para conversores com alta frequência de comutação, como no caso do projeto deste trabalho.

Por último, para validar todos os estudos teóricos, foram realizados testes laboratoriais em um protótipo de 1 kW, para os quais os resultados foram suficientes na validação do funcionamento da arquitetura, contudo, para atender melhor as expectativas em relação ao funcionamento quantitativo do projeto seriam necessárias adaptações.

O experimento gerou resultados expressivos em relação à qualidade da corrente injetada na rede elétrica, uma vez que o protótipo não atingiu um FP que estivesse de acordo com a ABNT NBR 16149:2013 em todos os níveis de potência, atendendo a norma apenas a partir de 30% da potência nominal, porém, apresentou um FP quase unitário em 1kW. Já o rendimento do conversor, apesar de baixo em relação a outros conversores CA-CC conhecidos pela academia, mostrou-se satisfatório uma vez que os resultados em laboratórios eram esperados devido seus valores similares aos calculados (aproximadamente 92%). Cabe destacar que o projeto não foi otimizado para a potência nominal adequada, devido a limitação dos componentes disponíveis em laboratório. Estes problemas e uma melhora na THD podem ser resolvidos com a otimização dos componentes do protótipo, dos dispositivos magnéticos e capacitores do filtro de entrada.

Por fim, visando uma extensão das contribuições prestadas pelo presente estudo, a seguir são propostos trabalhos futuros:

- Testar o SST com os dois estágios de operação - protótipo desenvolvido mais a conexão com um inversor;
- Conectar o protótipo com a rede, substituindo a sua fonte de entrada;
- Otimizar os dispositivos magnéticos, projetando e construindo indutores e um transformador mais apropriado à aplicação;
- Analisar, projetar e implementar novos componentes para o protótipo, com limites de tensão mais específico para a potência do conversor, com intuito de aumentar o rendimento total da topologia;
- Otimizar filtros de entrada e sistema de controle para o FP e TDH atenderem as normas;
- Analisar a possível substituição do grampeador passivo de tensão do diodo por um grampeador ativo;

- Estudar a viabilidade econômica do SST, para sua aplicação no mercado;

REFERÊNCIAS

- 1 HUANG, A. Q. et al. The future renewable electric energy delivery and management (freedm) system: the energy internet. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 99, n. 1, p. 133–148, 2010. Citado 3 vezes nas páginas 13, 42 e 43.
- 2 ABSOLAR. *Infográfico ABSOLAR*. 2020. Wiki do abnTeX2. Disponível em: <<http://www.absolar.org.br/infografico-absolar-.html>>. Acesso em: 09 maio 2020. Citado 3 vezes nas páginas 29, 30 e 31.
- 3 EPE. *Balanco Energético Nacional 2020*. 2020. Disponível em: <<http://epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2018>>. Acesso em: 09 maio 2020. Citado na página 30.
- 4 GUARNIERI, M. The beginning of electric energy transmission: Part one [historical]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, IEEE, v. 7, n. 1, p. 50–52, 2013. Citado na página 35.
- 5 GUARNIERI, M. The beginning of electric energy transmission: Part two [historical]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, IEEE, v. 7, n. 2, p. 52–59, 2013. Citado na página 35.
- 6 SHE, X.; HUANG, A. Q.; BURGOS, R. Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems. *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, IEEE, v. 1, n. 3, p. 186–198, 2013. Citado 3 vezes nas páginas 35, 38 e 50.
- 7 HUANG, A. Q. Medium-voltage solid-state transformer: Technology for a smarter and resilient grid. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, IEEE, v. 10, n. 3, p. 29–42, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 42.
- 8 CRUZ, E. C. A.; ANICETO, L. A. *Instalações elétricas: fundamentos, práticas e projetos em instalações residenciais e comerciais*. [S.l.]: Saraiva Educação SA, 2011. Citado na página 36.
- 9 RASHID, M. H. Eletrônica de potência. *Circuitos, Dispositivos e aplicações*. Editora, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- 10 KIRSTEN, A. L. et al. *Metodologia de projeto do conversor dab aplicado a transformadores de estado sólido*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2014. Citado 5 vezes nas páginas 37, 40, 42, 43 e 50.

- 11 AMIN, S. M.; WOLLENBERG, B. F. Toward a smart grid: power delivery for the 21st century. *IEEE power and energy magazine*, IEEE, v. 3, n. 5, p. 34–41, 2005. Citado na página 38.
- 12 MCMURRAY, W. *Power converter circuits having a high frequency link*. [S.l.]: Google Patents, 1970. US Patent 3,517,300. Citado na página 39.
- 13 BROOKS, J. L. Solid state transformer concept development. *NASA STI/Recon Technical Report N*, v. 81, abr. 1980. Disponível em: <<http://adsabs.harvard.edu/abs/1980STIN...8110302B>>. Citado 3 vezes nas páginas 39, 40 e 41.
- 14 HEINEMANN, L.; MAUTHE, G. The universal power electronics based distribution transformer, an unified approach. In: *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 504–509 vol.2. Citado na página 41.
- 15 KOLAR, J. W.; ORTIZ, G. Solid-state-transformers: Key components of future traction and smart grid systems. In: IEEE. *Proceedings of the International Power Electronics Conference-ECCE Asia (IPEC 2014)*. [S.l.], 2014. p. 18–21. Citado 3 vezes nas páginas 42, 44 e 45.
- 16 SHE, X. et al. Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application. In: IEEE. *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2012. p. 4077–4084. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 44.
- 17 FALCONES, S.; MAO, X.; AYYANAR, R. Topology comparison for Solid State Transformer implementation. In: *2010 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–8. Citado 5 vezes nas páginas 45, 46, 47, 48 e 49.
- 18 ANDRESEN, M. et al. Smart Transformer reliability and efficiency through modularity. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3241–3248. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 55.
- 19 KOLAR, J. W. *Intelligent Solid State Transformer (SSTs): A Key Building Block*. [s.n.], 2011. Disponível em: <http://www.pes.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/_CPSSC_2011_China_MEGACube_as_presented_at_Conference.pdf>. Citado na página 49.
- 20 KOLAR, J. W.; HUBER, J. E. *Solid-State Transformers Key Design Challenges, Applicability, and Future Concepts*. Varna, Bulgaria: [s.n.], 2016. Disponível em: <<https://www.ethz.ch/content/dam/ethz/special-interest/itet/power-electronic-systems-lab/images/Publications/Tutorials/pemc-varna-2016-sst-tutorial-smaller.pdf>>. Citado 4 vezes nas páginas 50, 51, 52 e 53.
- 21 STEINER, M.; REINOLD, H. Antriebsschaltung für ein schienenfahrzeug. *German Patent DE*, v. 198, n. 27, p. 872. Citado na página 51.
- 22 HUANG, A. Q. et al. The future renewable electric energy delivery and management (freedm) system: the energy internet. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 99, n. 1, p. 133–148, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 54.

- 23 HUANG, A. Q. et al. The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: The Energy Internet. *Proceedings of the IEEE*, v. 99, n. 1, p. 133–148, jan. 2011. ISSN 0018-9219. Citado na página 53.
- 24 ZHAO, C. et al. Power electronic traction transformer—medium voltage prototype. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 61, n. 7, p. 3257–3268, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 54 e 55.
- 25 LISERRE, M. et al. The Smart Transformer: Impact on the Electric Grid and Technology Challenges. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 10, n. 2, p. 46–58, 2016. ISSN 1932-4529. Citado na página 55.
- 26 COSTA, L. F. et al. The Smart Transformer: A solid-state transformer tailored to provide ancillary services to the distribution grid. *IEEE Power Electronics Magazine*, v. 4, n. 2, p. 56–67, jun. 2017. ISSN 2329-9207. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 56.
- 27 ROTHMUND, D. et al. 99% efficient 10 kv sic-based 7 kv/400 v dc transformer for future data centers. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 7, n. 2, p. 753–767, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 57.
- 28 REMES, C. L.; ROSA, M. B.; OLIVEIRA, S. V. G. A two-switch forward converter application for battery charging. In: IEEE. *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.], 2015. p. 1–6. Citado na página 60.
- 29 PRUDIĆ, M.; VOREL, P. Advantages of using two-switch forward converter for high-voltage applications. In: IEEE. *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*. [S.l.], 2012. p. 326–330. Citado na página 60.
- 30 LEU, C.-S. A novel forward configuration for off-line applications: two-switch built-in input filter forward converter (2sbiffc). In: IEEE. *Proceedings of the 1996 IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*. [S.l.], 1996. v. 2, p. 1035–1040. Citado na página 60.
- 31 BLOOMING, T. M.; CARNOVALE, D. J. Application of ieeec 519-1992 harmonic limits. In: IEEE. *Conference Record of 2006 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference*. [S.l.], 2006. p. 1–9. Citado na página 85.
- 32 HURLEY, W. G.; WÖLFLE, W. H. *Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. Citado 4 vezes nas páginas 86, 87, 88 e 89.
- 33 MCLYMAN, C. W. T. *Transformer and inductor design handbook*. [S.l.]: CRC press, 2017. Citado na página 89.
- 34 MÁQUINAS, A. de. Dispositivos de carboneto de silício na eletrônica de potência: Uma revisão. Citado na página 90.
- 35 ELASSER, A.; CHOW, T. P. Silicon carbide benefits and advantages for power electronics circuits and systems. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 90, n. 6, p. 969–986, 2002. Citado na página 91.

- 36 BARBI, I. Eletrônica de potência. Ed. do Autor, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 92 e 94.
- 37 BARBI, I. *Projeto de Fontes Chaveadas. Edição do autor. 332p.* [S.l.]: Florianópolis, 2007. Citado na página 93.
- 38 BARBI, I. Modelagem de conversores cc-cc empregando modelo médio em espaço de estados. *Edição do autor. Florianópolis-SC*, 2015. Citado na página 99.
- 39 ROLIM, L. G. B.; COSTA, D. R. da; AREDES, M. Analysis and software implementation of a robust synchronizing pll circuit based on the pq theory. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 53, n. 6, p. 1919–1926, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 104 e 105.
- 40 GOMES, C. E. M. et al. Controle digital de um condicionador de tensão alternada usando pll para obtenção do sinal de referência. Florianópolis, SC, 2007. Citado na página 104.
- 41 BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital control in power electronics. *Synthesis Lectures on Power Electronics*, Morgan & Claypool Publishers, v. 5, n. 1, p. 1–229, 2015. Citado na página 108.
- 42 SUN, J. Demystifying zero-crossing distortion in single-phase pfc converters. In: IEEE. *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. no. 02CH37289)*. [S.l.], 2002. v. 3, p. 1109–1114. Citado 2 vezes nas páginas 108 e 121.
- 43 OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno, 3ª.* [S.l.]: São Paulo: Pearson, 2011. Citado na página 109.
- 44 FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for pwm invertors]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 37, n. 3, p. 888–895, 2001. Citado na página 110.
- 45 ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. Frequency domain analysis of three phase linear current regulators. In: IEEE. *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370)*. [S.l.], 1999. v. 2, p. 818–825. Citado na página 111.
- 46 RIDLEY ENGINEERING. *Forward Converter Design - Part V Snubber and Clamp Circuits*. Disponível em: <<https://www.ridleyengineering.com/design-center-ridley-engineering/49-circuit-designs/72-038-forward-converter-design-part-v-snubber-and-clamp-circuits.html>>. Acesso em: 27 ago. 2020. Citado na página 118.
- 47 SUN, J. Demystifying zero-crossing distortion in single-phase pfc converters. In: IEEE. *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. no. 02CH37289)*. [S.l.], 2002. v. 3, p. 1109–1114. Citado na página 121.
- 48 NATARJAN, K.; SIVAKUMAR, S. Control of cusp distortion in power factor correcting boost converter. In: IEEE. *CCECE'97. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Engineering Innovation: Voyage of Discovery. Conference Proceedings*. [S.l.], 1997. v. 2, p. 650–653. Citado na página 121.

Apêndices

■■■■■■■■■■ APÊNDICE A ■■■■■■■■■■

PLANILHA DE CÁLCULO DOS ESFORÇOS
NOS COMPONENTES

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E ACIONAMENTOS

DISSERTAÇÃO ALEXSANDRA ROSPIRSKI

ALUNA: ALEXSANDRA ROSPIRSKI
ORIENTADOR: IVO BARBI

SST UNIDIRECIONAL CA-CC

ESPECIFICAÇÕES

$n := \frac{1}{1}$	relação de transformação do transformador de alta frequência
$V_p := \frac{311.13}{n} \text{V}$	tensão de pico da senoide da fonte de entrada
$V_1(\omega t) := V_p \cdot \sin(\omega t)$	tensão da fonte de entrada
$f_T := 60 \text{Hz}$	frequência da fonte de entrada
$f_s := 75 \cdot 10^3 \cdot \text{Hz}$	frequência de comutação dos interruptores
$P_o := 1000 \text{W}$	potência nominal na saída do conversor
$V_o := 400 \text{V}$	tensão da saída do conversor
$\Delta V_o := 0.05 V_o = 20 \text{V}$	ondulação da tensão da saída
$L_m := 777.42 \mu\text{H}$	indutância magnetizante do transformador de alta frequência

CÁLCULOS PRINCIPAIS

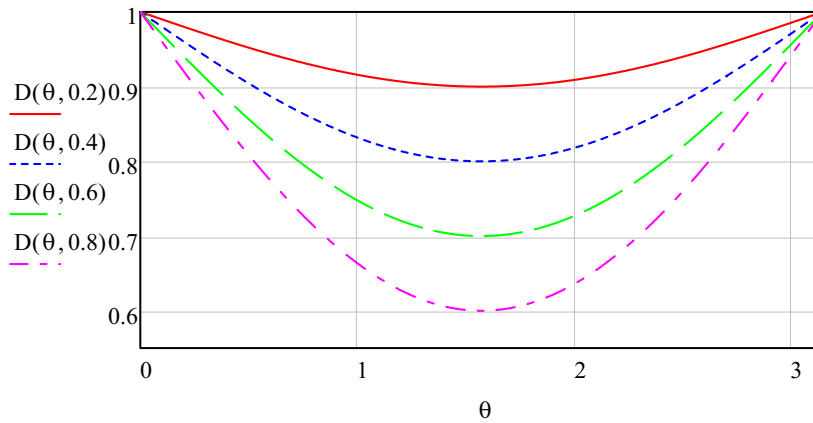
$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 2.5 \text{A}$	corrente na carga
$R_o := \frac{V_o}{I_o} = 160 \Omega$	resistência nominal da carga
$P_1 := P_o = 1 \times 10^3 \text{W}$	potência da fonte de entrada para um conversor ideal
$I_1 := \frac{P_1}{V_p} = 3.214 \text{A}$	corrente de entrada para um conversor ideal

CARACTERÍSTICA ESTÁTICA

CARACTERÍSTICA ESTÁTICA

$$\alpha := \frac{V_p}{V_o} = 0.778$$

$$D(\theta, \alpha) := (1 - 0.5 \cdot \alpha \cdot \sin(\theta))$$



CÁLCULO DO INDUTOR

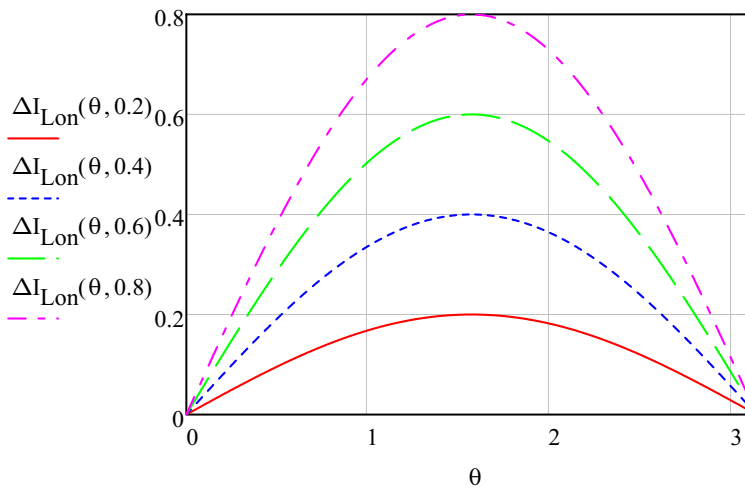
$$\Delta I_{L_o}(\theta, \alpha) = \frac{(\alpha \cdot \sin(\theta)) \cdot V_o}{2L_o \cdot f_s}$$

Pode-se definir uma ondulação de corrente normalizada como:

$$\Delta I_{L_{on}}(\theta, \alpha) = \frac{\Delta I_{L_o}(\theta, \alpha) \cdot 2 \cdot L_o \cdot f_s}{V_o}$$

Logo

$$\Delta I_{L_{on}}(\theta, \alpha) := (\alpha \cdot \sin(\theta))$$

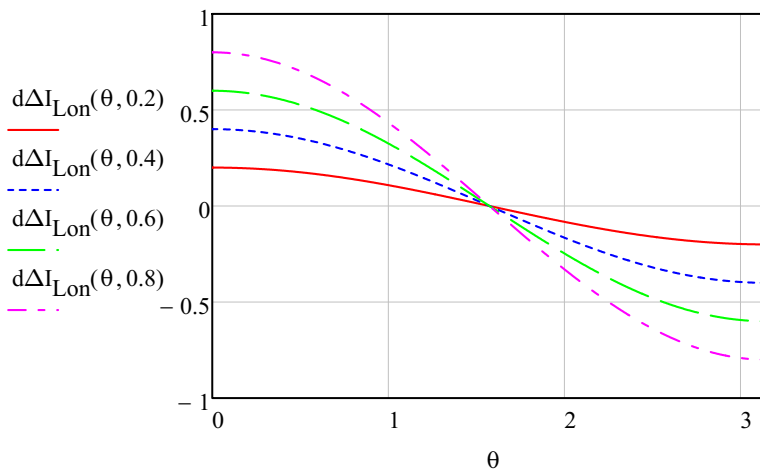


Derivando a equação da ondulação de corrente parametrizada em relação a θ e igualando a zero, se obtém o ângulo para qual ocorre a máxima ondulação de corrente:

$$\alpha := \alpha$$

$$\frac{d}{d\theta}(\alpha \cdot \sin(\theta)) \text{ simplify } \rightarrow \alpha \cdot \cos(\theta)$$

$$d\Delta I_{L_{on}}(\theta, \alpha) := \alpha \cdot \cos(\theta)$$



Nessa situação

Portanto $\theta_{\max} := \frac{\pi}{2}$

$$\Delta I_{\text{LonMAX}} = \alpha \cdot \cos(\theta) = \alpha$$

$$\Delta I_{\text{LonMAX}} := \alpha$$

E a indutância pode ser calculada por

$$\alpha := \frac{V_p}{V_o} = 0.778$$

$$D(\theta, \alpha) := (1 - 0.5 \cdot \alpha \cdot \sin(\theta))$$

$$I_{\text{Lomax}} := \frac{2 \cdot I_o}{(0.5 \cdot \alpha)} + \frac{V_p}{4 \cdot L_o \cdot f_s}$$

$$\Delta I_{L_o} := 0.1 \cdot I_{\text{Lomax}}$$

Given

$$I_{\text{Lomax}} = \frac{2 \cdot I_o}{\left(0.5 \cdot \frac{\alpha}{n}\right)} + \frac{V_p}{n \cdot 4 \cdot L_o \cdot f_s}$$

$$L_o = (\alpha) \cdot \frac{V_o}{2 f_s \cdot (0.3 \cdot I_{\text{Lomax}})}$$

$$\text{Find}(L_o, I_{\text{Lomax}}) \rightarrow \left(\begin{array}{l} \frac{117538000000000 \cdot V}{2571272458457879343 \cdot A \cdot \text{Hz}} \\ \frac{2571272458457879343 \cdot A}{17000000000000000} \end{array} \right)$$

$$I_{L_o, \text{Cal}} := \frac{2571272458457879343 \cdot A}{17000000000000000} = 15.125 \text{ A}$$

$$L_{o,Cal} := \frac{117538000000000 \cdot V}{2571272458457879343 \cdot A \cdot Hz} = 457.12 \cdot \mu H$$

$$L_o := 492.89 \cdot \mu H$$

CÁLCULO DO CAPACITOR

A corrente no diodo pode ser considerada como tendo duas componentes, como definido abaixo;

$$i_D(\theta) = I_o + I_o \cdot \cos(2\theta)$$

O termo constante não irá circular pelo capacitor, mas o termo $I_o \cos(2\theta)$, ao circular pelo capacitor, irá produzir uma ondulação de tensão no mesmo.

Essa ondulação de tensão pode ser calculada por

$$\Delta V_o = 2I_o \cdot X_C$$

$$\Delta V_o = \frac{2P_o}{V_o} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot (2 \cdot f_T) \cdot C_o}$$

Logo o valor do capacitor pode ser obtido

$$C_{o,Cal} = \frac{P_o}{2\pi \cdot f_T \cdot V_o \cdot \Delta V_o}$$

ou

$$C_{o,Cal} = \frac{P_o}{2\pi \cdot f_T \cdot V_o^2 \cdot \Delta V_{o\%}}$$

$$C_{o,Cal} := \frac{P_o}{2\pi \cdot f_T \cdot (V_o \cdot \Delta V_o)} = 0.332 \text{ F} \cdot 10^{-3}$$

$$C_o := 1880 \cdot \mu F$$

CARACTERÍSTICA ESTÁTICA

FILTRO DE ENTRADA

FILTRO DE ENTRADA

$$C_f := 2 \cdot 10^{-6} \cdot F \quad f_c := 7.5 \cdot 10^3 \cdot Hz = 7.5 \times 10^3 \frac{1}{s}$$

$$L_{f,cal} := \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (f_c)^2 \cdot C_f} = 225.158 \cdot \mu H$$

$$L_f := 309.18 \cdot \mu H$$

FILTRO DE ENTRADA

ESFORÇOS NOS COMPONENTES

$$L_o = 492.89 \cdot \mu\text{H}$$

$$D(\theta) := 1 - 0.5 \frac{V_p}{V_o} \cdot \sin(\theta) \rightarrow -0.3889125 \cdot \sin(\theta) + 1$$

$$V_1(\theta) := V_p \cdot \sin(\theta) \rightarrow 311.13 \cdot V \cdot \sin(\theta)$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 1.333 \times 10^{-5} \text{ s}$$

Esforços na Indutância L_o

Corrente Máxima no Indutor L_o

$$I_{L\text{omax}}(\theta) := \frac{2 \cdot I_o}{(1 - D(\theta))} + \frac{V_1(\theta)}{4 \cdot L_o \cdot f_s}$$

Corrente Mínima no Indutor L_o

$$I_{L\text{omin}}(\theta) := \frac{2 \cdot I_o}{(1 - D(\theta))} - \frac{V_o \cdot (1 - D(\theta))}{2 \cdot L_o \cdot f_s}$$

$$I_{L\text{omin}}\left(\frac{\pi}{2}\right) = 10.752 \text{ A}$$

$$I_{L\text{omax}}\left(\frac{\pi}{2}\right) = 14.96 \text{ A}$$

$$I_{L\text{op}} := I_{L\text{omax}}\left(\frac{\pi}{2}\right) = 14.96 \text{ A}$$

CORRENTE MÉDIA

Deesprezando a variação da corrente no indutor L_o, pode-se considerar sua forma de onda como uma corrente senoidal retificada, sepresentada por:

$$I_{L_o}(\theta) := I_{L\text{op}} \cdot \sin(\theta)$$

--> Frequência da Rede

$$I_{L\text{omed}} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{L\text{op}} \cdot \sin(\theta)) d\theta \rightarrow 9.524139210125446869 \cdot \text{A}$$

Simulado 9.75 A

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência da Rede

$$I_{Loef} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{Lop} \cdot \sin(\theta))^2 d\theta} = 10.579 \text{ A}$$

Simulado 10.95 A

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{Lomax} := V_p = 311.13 \text{ V}$$

$$V_{Lomin} := -V_o = -400 \text{ V}$$

Esforços na Indutância Lm

$$I_{Lmmin}(\theta) := 0$$

$$I_{Lmmax}(\theta) := \frac{0.5 V_1(\theta)}{L_m \cdot f_s} \rightarrow \frac{0.0000026680558771320521726 \cdot V \cdot \sin(\theta)}{\text{Hz} \cdot \mu\text{H}}$$

CORRENTE MÉDIA

--> Frequência de Comutação

$$I_{Lmmed}(\theta) := \frac{1}{\frac{T_s}{2}} \cdot \left[\int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{V_1(\theta)}{L_m} \cdot t \right) dt \right] \rightarrow \frac{0.0000013340279385660227512 \cdot V \cdot s \cdot \sin(\theta)}{\mu\text{H}}$$

--> Frequência da Rede

$$I_{Lmmed} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{Lmmed}(\theta) d\theta = 0.849 \text{ A}$$

Simulado 0.73A

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência de Comutação

$$I_{Lmef}(\theta) := \sqrt{\frac{1}{\frac{T_s}{2}} \cdot \left[\int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{V_1(\theta)}{L_m} \cdot t \right)^2 dt \right]} \rightarrow \sqrt{\frac{2.3728407211662828955e-12 \cdot V^2 \cdot s^2 \cdot \sin(\theta)^2}{\mu\text{H}^2}}$$

--> Frequência da Rede

$$I_{Lmef} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{Lmef}(\theta))^2 d\theta} = 1.089 \text{ A}$$

Simulado 0.96A

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{Lmmax} := V_p = 311.13 \text{ V}$$

$$V_{Lmin} := -V_p = -311.13 \text{ V}$$

Esforços nos Diodos D1 e D2

--> Frequência de comutação

$$I_{D12med}(\theta) := \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{V_1(\theta)}{L_m} \cdot t \right) dt \right] \rightarrow \frac{6.6701396928301137562e-7 \cdot V \cdot s \cdot \sin(\theta)}{\mu H}$$

--> Frequência da Rede

$$I_{D12med} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{D12med}(\theta)) d\theta = 0.425 \text{ A}$$

Simulado 0.36 A

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência de comutação

$$I_{D12ef}(\theta) := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{V_1(\theta)}{L_m} \cdot t \right)^2 dt} \rightarrow \sqrt{\frac{1.1864203605831414477e-12 \cdot V^2 \cdot s^2 \cdot \sin(\theta)^2}{\mu H^2}}$$

--> Frequência da Rede

$$I_{D12ef} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{D12ef}(\theta))^2 d\theta} = 0.77 \text{ A}$$

Simulado 0.68 A

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{D12max} := V_p = 311.13 \text{ V}$$

$$V_{D12min} := 0$$

Esforços no Diodo D3

--> Frequência de comutação

$$I_{D3med}(\theta) := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} (I_{Lop} \cdot \sin(\theta)) dt \rightarrow 7.48024144357415 \cdot A \cdot \sin(\theta)$$

--> Frequência da Rede

$$I_{D3med} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{D3med}(\theta)) d\theta \rightarrow 4.7620696050627234344 \cdot A \quad \text{Simulado 4.65 A}$$

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência de comutação

$$I_{D3ef}(\theta) := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} (I_{Lop} \cdot \sin(\theta))^2 dt} \rightarrow \sqrt{111.908024108328567 \cdot A^2 \cdot \sin(\theta)^2}$$

--> Frequência da Rede

$$I_{D3ef} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{D3ef}(\theta))^2 d\theta} = 7.48 A \quad \begin{array}{l} \text{Simulado 7.44 A} \\ \text{Simulado 4.65 A} \end{array}$$

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{Lmax} := V_p = 311.13 V$$

$$V_{Lmin} := 0$$

Esforços no Diodo D4

--> Frequência de comutação

$$I_{D4med}(\theta) := \frac{1}{T_s} \cdot \int_{\frac{T_s}{2}}^{T_s} (I_{Lop} \cdot \sin(\theta)) dt \rightarrow 7.48024144357415 \cdot A \cdot \sin(\theta)$$

Simulado 7.44 A

--> Frequência da Rede

$$I_{D4med} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{D4med}(\theta)) d\theta \rightarrow 4.7620696050627234344 \cdot A \quad \text{Simulado 5.10 A}$$

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência de comutação

$$I_{D4ef}(\theta) := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{\frac{T_s}{2}}^{T_s} (I_{Lop} \cdot \sin(\theta))^2 dt} \rightarrow \sqrt{111.908024108328567 \cdot A^2 \cdot \sin(\theta)^2}$$

--> Frequência da Rede

$$I_{D4ef} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{D4ef}(\theta))^2 d\theta} = 7.48 \text{ A}$$

Simulado 7.95 A

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{Lmax} := V_p = 311.13 \text{ V}$$

$$V_{Lmin} := 0$$

Esforços no Diodo D5

--> Frequência de comutação

$$I_{D5med}(\theta) := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D(\theta))T_s} (I_{Lop} \cdot \sin(\theta)) dt \rightarrow 5.8183188008480632238 \cdot A \cdot \sin(\theta)^2$$

--> Frequência da Rede

$$I_{D5med} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{D5med}(\theta)) d\theta \rightarrow 2.9091594004240316119 \cdot A$$

Simulado 2.55 A

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência de comutação

$$I_{D5ef}(\theta) := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D(\theta))T_s} (I_{Lop} \cdot \sin(\theta))^2 dt} \rightarrow \sqrt{87.044858852060667623 \cdot A^2 \cdot \sin(\theta)^3}$$

--> Frequência da Rede

$$I_{D5ef} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{D5ef}(\theta))^2 d\theta} = 6.078 \text{ A}$$

Simulado 5.76 A

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{Lmax} := V_o = 400 \text{ V}$$

$$V_{L\text{min}} := 0$$

Esforços nos Interruptores S1 e S2

--> Frequência de comutação

$$I_{S1\text{med}}(\theta) := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(I_{Lop} \cdot \sin(\theta) + \frac{V_1(\theta)}{L_m} \cdot t \right) dt$$

--> Frequência da Rede

$$I_{S1\text{med}} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{S1\text{med}}(\theta)) d\theta = 5.187 \text{ A}$$

Simulado 5.02 A

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência de comutação

$$I_{S1\text{ef}}(\theta) := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(I_{Lop} \cdot \sin(\theta) + \frac{V_1(\theta)}{L_m} \cdot t \right)^2 dt}$$

--> Frequência da Rede

$$I_{S1\text{ef}} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{S1\text{ef}}(\theta))^2 d\theta} = 8.156 \text{ A}$$

Simulado 8.05 A

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{L\text{max}} := V_p = 311.13 \text{ V}$$

$$V_{L\text{min}} := 0$$

Esforços no Interruptor S3

--> Frequência de comutação

$$I_{S3\text{med}}(\theta) := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(D(\theta))T_s} (I_{Lop} \cdot \sin(\theta)) dt$$

--> Frequência da Rede

$$I_{S3\text{med}} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{S3\text{med}}(\theta)) d\theta \rightarrow 6.6149798097014152571 \cdot \text{A}$$

Simulado 7.2 A

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência de comutação

$$I_{S3ef}(\theta) := \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(D(\theta))T_s} (I_{Lop} \cdot \sin(\theta))^2 dt}$$

--> Frequência da Rede

$$I_{S3ef} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{S3ef}(\theta))^2 d\theta} = 8.658 \text{ A}$$

Simulado 9.3 A

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{Lomax} := V_p$$

$$V_{Lomin} := 0$$

Esforços no Primário do Transformador

--> Frequência de comutação

$$I_{T1med}(\theta) := \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{V_1(\theta)}{L_m} \cdot t \right) dt + \int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(I_{Lop} \cdot \sin(\theta) + \frac{V_1(\theta)}{L_m} \cdot t \right) dt \right]$$

--> Frequência da Rede

$$I_{T1med}(\theta) := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{T1med}(\theta)) d\theta$$

$$I_{T1med}(\theta) \rightarrow \frac{14.9604828871483 \cdot \text{A} + \frac{0.0000026680558771320455025 \cdot \text{V} \cdot \text{s}}{\mu\text{H}}}{\pi} = 5.611 \text{ A Simulado 5.38 A}$$

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência de comutação

$$I_{T1ef}(\theta) := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{V_1(\theta)}{L_m} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(I_{Lop} \cdot \sin(\theta) + \frac{V_1(\theta)}{L_m} \cdot t \right)^2 dt \right]}$$

--> Frequência da Rede

$$I_{T1\text{ef}} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{T1\text{ef}}(\theta))^2 d\theta} = 8.193 \text{ A}$$

Simulado 8.1 A

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{L\text{omax}} := V_p = 311.13 \text{ V}$$

$$V_{L\text{omin}} := 0$$

Esforços no Secundário do Transformador

--> Frequência de comutação

$$I_{T2\text{med}}(\theta) := \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} (I_{Lop} \cdot \sin(\theta)) dt \rightarrow 7.48024144357415 \cdot A \cdot \sin(\theta)$$

--> Frequência da Rede

$$I_{T2\text{med}} := \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{T2\text{med}}(\theta)) d\theta = 4.762 \text{ A}$$

Simulado 4.65 A

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência de comutação

$$I_{T2\text{ef}}(\theta) := \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} (I_{Lop} \cdot \sin(\theta))^2 dt} \rightarrow \sqrt{111.908024108328567 \cdot A^2 \cdot \sin(\theta)^2}$$

--> Frequência da Rede

$$I_{T2\text{ef}} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{T2\text{ef}}(\theta))^2 d\theta} = 7.48 \text{ A}$$

Simulado 7.44 A

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{L\text{omax}} := V_p = 311.13 \text{ V}$$

$$V_{L\text{omin}} := 0$$

Esforços no Capacitor Co

--> Frequência da Rede

$$I_{\text{Comed}} := 0$$

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência de comutação

$$I_{\text{Coef}}(\theta) := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{(D(\theta))T_s} \left(\frac{V_o}{R_o} \right)^2 dt + \int_{(D(\theta))T_s}^{T_s} \left(-I_{\text{Lop}} \cdot \sin(\theta) + \frac{V_o}{R_o} \right)^2 dt \right]}$$

--> Frequência da Rede

$$I_{\text{Coef}} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{\text{Coef}}(\theta))^2 d\theta} = 5.352 \text{ A} \quad \text{Simulado } 5.16 \text{ A}$$

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{\text{Comax}} := V_o + \Delta V_o = 420 \text{ V}$$

Esforços no Capacitor Lf

--> Frequência da Rede

$$I_{\text{Lfmed}} := 0$$

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência da Rede

$$I_{\text{Lfef}} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (2I_1 \cdot \sin(\theta))^2 d\theta} = 4.545 \text{ A} \quad \text{Simulado } 4.97 \text{ A}$$

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{\text{Lfmax}} := V_p = 311.13 \text{ V}$$

$$V_{\text{Lfmin}} := 0$$

Esforços no Capacitor Cf

CORRENTE MÉDIA

--> Frequência da Rede

$$I_{Cfmed} := 0$$

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência da Rede

$$I_{Cfef}(\theta) := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\frac{T_s}{2}} \left[(2I_1 - I_{Lop}) \cdot \sin(\theta) - \frac{V_1(\theta)}{L_m} \cdot t \right]^2 dt + \int_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \left(2I_1 \cdot \sin(\theta) + \frac{V_1(\theta)}{L_m} \cdot t \right)^2 dt \right]}$$

--> Frequência de Comutação

$$I_{Cfef} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{Cfef}(\theta))^2 d\theta} = 6.3 \text{ A}$$

Simulado 6.20 A

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{Cfmax} := V_p = 311.13 \text{ V} \quad V_{Cfmin} := 0$$

Esforços na Ponte Retificadora

CORRENTE MÉDIA

--> Frequência da Rede

$$I_{DPmed} := \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} (2I_1 \cdot \sin(\theta)) d\theta = 2.046 \text{ A}$$

Simulado 2.185A

CORRENTE EFICAZ

--> Frequência da Rede

$$I_{DPef} := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} (2I_1 \cdot \sin(\theta))^2 d\theta} = 3.214 \text{ A}$$

Simulado 3.09A

TENSÃO MÁXIMA

$$V_{DPmax} := V_p = 311.13 \text{ V} \quad V_{DPmin} := 0$$

■■■■■■■■■■ APÊNDICE B ■■■■■■■■■■

PLANILHA DE CÁLCULO DO
TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

PROJETO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

Orientador: Ivo Barbi.

Mestranda: Alessandra Rospirski.

• Dados do Conversor

Potência de saída $P_o := 1000\text{W}$

Tensão de saída $V_o := 400\text{V}$

Tensão de entrada $V_1 := 311\text{V}$

Frequência de comutação $f_s := 75 \cdot 10^3 \text{Hz}$

Variação da tensão de saída $\Delta_{V_o} := 0.05 \cdot V_o = 20\text{V}$

Número de enrolamentos no primário: $N_p := 1$

Número de enrolamentos no secundário: $N_s := 1$

Relação do número de espiras: $\frac{N_s}{N_p} = 1$

Razão cíclica: $D := 0.5$

Fator de Potência = $F_p := \sqrt{1 - D} = 0.707$

Corrente na carga: $i_{L_o} := \frac{P_o}{V_o} = 2.5\text{A}$

Variação da corrente de saída: $\Delta_{i_{L_o}} := 0.2 \cdot i_{L_o} = 0.5\text{A}$

Corrente eficaz no primário: $I_{p_{ef}} := 7.61\text{A}$

Corrente eficaz no secundário: $I_{s_{ef}} := 6.48\text{A}$

• Constantes físicas

$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$ Permeabilidade magnética do vácuo

$\epsilon_o := 8.85419 \cdot 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$ Permissividade elétrica do vácuo

$h_c := 10 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \Delta^\circ\text{C}}$ Coeficiente de transferência de calor por convecção

$\rho_{\text{Cu}} := 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ Resistividade elétrica do cobre

$\alpha_{20} := \frac{0.003821}{\Delta^\circ\text{C}}$ Coeficiente térmico do cobre

- **Escolha do Núcleo**

Fator da forma de onda da tensão: $K_V := \frac{1}{\sqrt{D \cdot (1 - D)}} = 2$

$$K_{pp} := \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$$

$$K_{ps} := \frac{D}{\sqrt{1 + D}} = 0.408$$

Considerando o rendimento de 95% até o tranfo: $P_{\text{max}} := \frac{P_o}{0.95} = 1.053 \times 10^3 \text{ W}$

Potência aparente no primário e secundário

$$VA := \left(\frac{1}{K_{ps}} + \frac{1}{K_{pp}} \right) \cdot P_o = 4.067 \times 10^3 \text{ W}$$

Adicionando 5%, $VA := VA \cdot 1.05 = 4.27 \times 10^3 \text{ W}$

- **Escolha dos parâmetros de Steinmetz**

Material **N87** - EPCOS/TKD

Para frequência 100kHz

$$B_x := 200 \cdot 10^{-3} \text{ T} \quad f_{sx} := 100 \text{ kHz}$$

Dados obtidos do site da EPCOS:
https://tools.tdk-electronics.tdk.com/mdt/pl_temp

$$P_{vx_m3} := (1000) \cdot 392.92$$

$$\alpha_x := 1.5184 \quad @ \text{ Para } T_{op} = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\beta_x := 2.7726$$

$$K_{cx} := \frac{P_{vx_m3}}{(f_{sx} \cdot s)^{\alpha_x} \cdot \left(\frac{B_x}{T} \right)^{\beta_x}} = 0.872$$

Para frequência 50kHz

$$P_{vx_m3} := (1000) \cdot 141.18$$

$$\alpha_x := 1.5184 \quad @ \text{ Para } T_{op} = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\beta_x := 2.9104$$

$$K_{cx} := \frac{P_{vx_m3}}{(f_{sx} \cdot s)^{\alpha_x} \cdot \left(\frac{B_x}{T} \right)^{\beta_x}} = 0.391$$

Como o conversor opera em 75kHz será feito uma média entre os valores obtidos, assim

$$B_{\text{máx}} := 200 \cdot 10^{-3} \text{ T} \quad f_{\text{máx}} := 75 \text{ kHz}$$

$$P_{\text{vx_m3}} := (1000) \cdot (210.23)$$

$$\alpha_{\text{máx}} := 1.541 \quad @ \text{ Para } T_{\text{op}} = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\beta_{\text{máx}} := 2.66965$$

$$K_{\text{cx}} := \frac{P_{\text{vx_m3}}}{(f_{\text{sx}} \cdot s)^{\alpha_x} \cdot \left(\frac{B_x}{T}\right)^{\beta_x}} = 0.474$$

• Dados do material do núcleo N87

$$B_{\text{max_EPCOS_N87}} := 0.39 \text{ T} \quad \text{Máxima densidade de fluxo magnético do material escolhido para o transformador N87/N97}$$

$$k_f := 1 \quad \text{Fator de laminação do núcleo (1 para núcleo sólido e <1 para núcleos laminados)}$$

$$K_c := 16.9$$

$$\alpha := 1.25 \quad \text{Coeficientes de Steinmetz do material N87 EPCOS - Ref: Livro Hurley}$$

$$\beta := 2.35$$

$$K_{\text{c}} := K_{\text{cx}} \quad \text{Coeficientes de Steinmetz do material N87 EPCOS}$$

alfa e beta obtidos diretamente do site da EPCOS e Kc calculado. Parametros para $T_{\text{op}}=100 \text{ } ^\circ\text{C}$, $B=200 \text{ mT}$

$$\alpha_{\text{máx}} := \alpha_x$$

$$\beta_{\text{máx}} := \beta_x$$

$$T_{\text{curie}} := 210 \text{ K}$$

Dados dos núcleos do tipo E - Livro Hurley

Temperatura máxima de operação do núcleo

$$k_a := 40 \quad \text{Fator de dimensão de núcleos tipo E}$$

$$k_c := 5.6 \quad \text{Fator de dimensão de núcleos tipo E}$$

$$k_w := 10 \quad \text{Fator de dimensão de núcleos tipo E}$$

Constante definida

$$k_t := \sqrt{\frac{h_c \cdot k_a}{\rho_{\text{cu}} \cdot k_w}} \quad \text{Constante}$$

Critérios de Projeto

$$T_a := 40 \Delta ^\circ\text{C} \quad \text{Temperatura ambiente}$$

$$\Delta T := 60 \Delta ^\circ\text{C} \quad \text{Elevação de temperatura de projeto do transformador}$$

$\Delta T_{Cu} := 60 \cdot \Delta^\circ C$ Elevação de temperatura de projeto do cobre do transformador

$k_U := 0.4$ Fator de utilização da janela

$hc := 10$ Coeficiente de transferência de calor por convecção

$T_{op_proj} := T_a + \Delta T$ Temperatura de operação do transformador

$T_{op_proj} = 100 \cdot \Delta^\circ C$ $T_{curie} = 210 \cdot \Delta^\circ C$ $T_{isolamento_cobre} := 150 \cdot \Delta^\circ C$

• Cálculo do Fluxo Ótimo (perdas mínimas)

Permeabilidade magnética do ar: $\mu_0 := 4\pi \cdot 10^{-7}$

Resistividade elétrica: $\rho_w := 1.72 \cdot 10^{-8}$

$$f_s = 7.5 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

$$\text{Amplitude do Fluxo: } B_o := \frac{(hc \cdot k_a \cdot \Delta T)^{\frac{2}{3}}}{2^{\frac{2}{3}} \cdot (\rho_w \cdot k_w \cdot k_U)^{\frac{1}{12}} \cdot [k_C \cdot K_C \cdot [(f_s \cdot s)^\alpha]]^{\frac{7}{12}}} \cdot \left[\frac{(2 \cdot K_V \cdot f_s \cdot k_f \cdot k_U)}{VA} \right]^{\frac{1}{6}} = 0.085 \frac{K^{0.667} \cdot s^{0.333}}{kg^{0.167} \cdot m^{0.333}}$$

$B_{max} := 0.2T$ Fluxo definido

Se $B_{max} < B_{max_EPCOS_N97}$ OK!

$B_{max} = 0.2T$ $B_{max_EPCOS_N87} = 0.39T$

$$\frac{B_{max}}{B_{max_EPCOS_N87}} = 51.282\%$$

• Escolha do Núcleo

$$A_e A_w := \left(\frac{\sqrt{2} \cdot VA}{K_V \cdot f_s \cdot B_{max} \cdot k_f \cdot k_t \cdot \sqrt{k_U \cdot \Delta T}} \right)^{\frac{8}{7}} = 11.572 \cdot (cm)^4$$

Núcleo: **EPCOS E - 70/33/32 - Material N87**

$A_w := 2.80cm^2$ Área da janela

$A_e := 3.54cm^2$ Área da seção transversal do núcleo

$A_e \cdot A_w = 9.912 \cdot cm^4$ Produto $A_e A_w$

$V_e := 43.9cm^3$ Volume do núcleo

$l_c := 11.3cm$ Comprimento do caminho magnético

$MLT := (8.4cm)$ Comprimento da espira

$\mu_r := 1590$ Permeabilidade magnética relativa
 $h_{\text{car}} := 34\text{mm}$ Altura da janela do carretel
 $L_w := 10\cdot\text{mm}$ Largura da janela do carretel
 $D_{\text{cl}} := \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot A_e}$ $D_{\text{cl}} = 21.23\cdot\text{mm}$ Diâmetro da perna central do núcleo

• Determinação do Números de Espiras

$$N_p := \frac{V_1}{K_V \cdot A_e \cdot f_s \cdot B_{\text{max}}} = 29.284$$

$$N_p := \text{round}(N_p) = 29 \quad \text{Quantidade de espiras do primário}$$

$$N_s := N \cdot N_p = 29$$

$$N_s := \text{round}(N_s) = 29 \quad \text{Quantidade de espiras do secundário}$$

$$N_p = 29 \quad N_s = 29$$

Relação de transformação obtida:

$$a_{\text{obtida}} := \frac{N_s}{N_p} = 1$$

$$a := a_{\text{obtida}}$$

Erro percentual em relação ao valor teórico:

$$\frac{a_{\text{obtida}}}{a} - 1 = 0\%$$

• Cálculo da magnetizante

$$L_{\text{mag}} := \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot N_p^2}{l_c} = 5.264\text{ mH} \quad I_c = 0.113\text{ m}$$

$$\Delta B := \frac{V_1 \cdot D}{f_s \cdot N_p \cdot A_e} = 0.202\text{ T} \quad \begin{array}{l} \text{Cálculos} \\ \text{simplificados} \\ \text{(primeira estimativa)} \end{array}$$

gap := 0.32·mm gap de cada um dos caminhos de ar que o fluxo percorre

$$R_{\text{gap}} := \frac{1}{\mu_0 \cdot A_e} \left(\text{gap} + \frac{\text{gap}}{2} \right) \quad \text{Relutância do entreferro}$$

$$L_{\text{mag_gap}} := \frac{N_p^2}{R_{\text{gap}}} = 779.413\cdot\mu\text{H}$$

$$L_{\text{mag}} := 756\cdot\mu\text{H} \quad B_{\text{max}} := \Delta B = 0.202\text{ T}$$

- **Cálculo da densidade de corrente ótima**

$$J_o := k_t \sqrt{\frac{\Delta T}{2 \cdot k_u}} \cdot \frac{1}{(A_e \cdot A_w)^{\frac{1}{8}}} = 3.135 \times 10^6 \frac{A}{m^2} \quad \begin{array}{l} \text{Hurle} \\ y \end{array}$$

$$J_{30} := 420 \frac{A}{cm^2}$$

$$J_{\text{mov}} := J_{30} \sqrt{\frac{\Delta T_{cu}}{30 \cdot \Delta^\circ C}} \left(\frac{A_e \cdot A_w}{cm^4} \right)^{-0.24} = 3.425 \times 10^6 \frac{A}{m^2} \quad \Delta T_{cu} = 60 \cdot \Delta^\circ C$$

- **Seção dos Condutores**

$$S_p := \frac{I_{\text{pef}}}{J_o} = 2.222 \times 10^{-6} m^2 \quad \text{Área da seção transversal necessária dos condutores do primário}$$

$$S_s := \frac{I_{\text{sef}}}{J_o} = 1.892 \times 10^{-6} m^2 \quad \text{Área da seção transversal necessária dos condutores do secundário}$$

$$S_p = 0.022 \cdot (cm)^2$$

$$S_s = 0.019 \cdot (cm)^2$$

- **Efeito Pelicular**

$$\delta_o := \sqrt{\frac{\rho_{cu}}{f_s \cdot \pi \cdot \mu_o}} = 0.024 \cdot cm$$

- **Perdas no Núcleo**

$$K_c = 0.474$$

$$\alpha = 1.541 \quad \text{Parametros de Steinmetz material N87 EPCOS}$$

$$\beta = 2.67$$

$$B_{\text{max}} = 0.202 T$$

$$\Delta B = 0.202 T$$

$$V_e = 43.9 \cdot cm^3$$

$$f_s = 7.5 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

- **Steinmetz GSE**

$$P_{\text{nucleo}} := K_c \cdot (f_s \cdot s)^\alpha \cdot \left(\frac{B_{\text{max}}}{T} \right)^\beta \cdot \frac{V_e}{m^3} \cdot W = 9.473 W$$

- **Datasheet**

Para as seguintes condições:

- Bmax = 200 mT;
- Temperatura = 100

°C

- Frequência = 75

$$P_{v.\text{data}} := 210.23 \cdot \frac{kW}{m^3}$$

$$P_{n.\text{datasheet}} := P_{v.\text{data}} \cdot V_e = 9.229 W$$

Steinmetz GSE considerando a envoltória AC

$$B(\theta) := B_{\max} \cdot \sin(\theta)$$

$$P_{\text{nucleo}}(\theta) := K_c \cdot (f_s \cdot s)^\alpha \cdot \left(\frac{B(\theta)}{T} \right)^\beta \cdot \frac{V_e}{m^3} \cdot W$$

$$P_{\text{nucleo_envoltoria}} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi P_{\text{nucleo}}(\theta) d\theta = 4.22 \text{ W}$$

$$P_n := P_{\text{nucleo_envoltoria}} = 4.22 \text{ W}$$

• Projeto dos Enrolamentos com Fio LITZ

$$J_o = 342.52 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad \text{Densidade de corrente \u00f3tima calculada}$$

Litz AWG28

$$A_{p_cu_nu_litz} := 0.081 \text{ mm}^2 \quad D_{p_fio} := 0.35 \text{ mm}$$

$$A_{p_cu_iso_litz} := 9.621 \times 10^{-4} \text{ cm}^2$$

$$R_{\text{fio_litz_20}} := \frac{0.21 \Omega}{\text{m}} \quad \text{Resist\u00eancia por cm para 20\u00b0C}$$

$$A_{s_cu_nu_litz} := A_{p_cu_nu_litz} \quad D_{s_fio} := D_{p_fio}$$

Fio Secund\u00e1rio: AWG28

$$A_{s_cu_iso_litz} := A_{p_cu_iso_litz}$$

Resist\u00eancia el\u00e9trica do fio por metro para Temperatura de Opera\u00e7\u00e3o de Projeto

$$R_{\text{fio_litz}} := R_{\text{fio_litz_20}} \cdot \left[1 + \alpha_{20} \cdot \left(\frac{T_{\text{op_proj}}}{\Delta^\circ\text{C}} - 20 \right) \cdot \Delta^\circ\text{C} \right]$$

Temperatura de opera\u00e7\u00e3o

$$T_{\text{op_proj}} = 100 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

$$R_{\text{fio_litz}} = 2.742 \times 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Fios em paralelo necess\u00e1rios considerando a densidade de corrente \u00f3tima calculada (Jo):

$$n_{p_litz} := \left(\frac{S_p}{A_{p_cu_nu_litz}} \right) = 27.429$$

$$n_{p_litz} := \text{round}(n_{p_litz}) = 27$$

$$n_{s_litz} := \left(\frac{S_s}{A_{s_cu_nu_litz}} \right) = 23.356$$

$$n_{s_litz} := \text{round}(n_{s_litz}) = 23$$

$n_{p_litz} = 27$ Quantidade de fios em paralelo para o prim\u00e1rio

$$n_{s_litz} = 23$$

Quantidade de fios em paralelo para o secundário

$$L_{chicote_p} := MLT \cdot N_p$$

$$L_{chicote_p} = 2.436 \text{ m}$$

Comprimento chicote primário

$$L_{chicote_s} := MLT \cdot N_s$$

$$L_{chicote_s} = 2.436 \text{ m}$$

Comprimento chicote secundário

Definição da quantidade de fios em paralelo

Quantidade de fios em paralelo para o primário

$$n_{p_litz} := 30$$

Quantidade de fios em paralelo para o secundário

$$n_{s_litz} := 30$$

Diâmetros resultantes dos fios Litz do primário e secundário:

Cálculo aproximado:

$$S_{p_litz} := n_{p_litz} \cdot A_{p_cu_iso_litz} \quad S_{p_litz} = 0.029 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área resultante considerando os fios com isolamento}$$

$$S_{s_litz} := n_{s_litz} \cdot A_{s_cu_iso_litz} \quad S_{s_litz} = 0.029 \cdot \text{cm}^2$$

$$D_{p_litz} := \sqrt{\frac{4 \cdot S_{p_litz}}{\pi}} \quad D_{p_litz} = 1.917 \cdot \text{mm} \quad \text{Equivalência próxima:}$$

$$D_{s_litz} := \sqrt{\frac{4 \cdot S_{s_litz}}{\pi}} \quad D_{s_litz} = 1.917 \cdot \text{mm} \quad \text{Equivalência próxima:}$$

Cálculo de acordo com Jimenez

(AC resistance evaluation of Foil, Round and Litz):

Passo de fabricação da empresa Silbert (33/cm)

$$\delta_{twist} := \frac{1}{33} \cdot \text{cm} = 0.303 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio Litz de acordo com Jimenez e

Biela

(AC resistance evaluation of Foil, Round and Litz)

$$D_{p_litz_res} := \left[135 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{n_{p_litz}}{3} \right)^{0.45} \cdot \left(\frac{D_{p_fio}}{40 \cdot 10^{-6}} \right)^{0.85} - \frac{\delta_{twist}}{m} \right] \cdot \text{m}$$

Diâmetro do fio Litz
Primário

$$D_{p_litz_res} = 2.102 \cdot \text{mm}$$

$$D_{s_litz_res} := \left[135 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{n_{s_litz}}{3} \right)^{0.45} \cdot \left(\frac{D_{s_fio}}{40 \cdot 10^{-6}} \right)^{0.85} - \frac{\delta_{twist}}{m} \right] \cdot \text{m}$$

Diâmetro do fio Litz
Secundário

$$D_{s_litz_res} = 2.102 \cdot \text{mm}$$

$$S_{p_cu_iso_litz_res} := \pi \cdot \frac{D_{p_litz_res}^2}{4} \quad \frac{S_{p_cu_iso_litz_res}}{S_{p_litz}} = 1.202$$

$$S_{s_cu_iso_litz_res} := \pi \cdot \frac{D_{s_litz_res}^2}{4} \quad \frac{S_{s_cu_iso_litz_res}}{S_{s_litz}} = 1.202$$

Relação entre o cálculo aproximado com o de Jimenez

Litz 38AWG - Resistência DC obtida e Densidade de corrente resultante

$$R_{p_litz_DC} := \frac{N_p \cdot MLT \cdot R_{fio_litz}}{n_{p_litz}} = 0.022 \Omega \quad \text{Resistência do primário (DC)} \quad N_p = 29$$

$$R_{s_litz_DC} := \frac{N_s \cdot MLT \cdot R_{fio_litz}}{n_{s_litz}} = 0.022 \Omega \quad \text{Resistência do secundário (DC)} \quad N_s = 29$$

$$J_o = 342.52 \cdot \frac{A}{cm^2} \quad \text{Densidade de corrente ótima calculada}$$

$$J_{max} = 500 A/cm^2$$

$$J_p := \frac{I_{pef}}{n_{p_litz} \cdot A_{p_cu_nu_litz}} \quad \text{Densidade de corrente obtida no primário} \quad J_p = 313.169 \cdot \frac{A}{cm^2}$$

$$J_s := \frac{I_{sef}}{(n_{s_litz} \cdot A_{s_cu_nu_litz})} \quad \text{Densidade de corrente obtida no secundário} \quad J_s = 266.667 \cdot \frac{A}{cm^2}$$

• Cálculo dos Fatores de Utilização da Janela Ku com fio Litz

$$A_{p_litz} := N_p \cdot S_{p_cu_iso_litz_res} = 1.006 \cdot cm^2 \quad \text{Área da seção resultante do fio Litz}$$

$$A_{s_litz} := N_s \cdot S_{s_cu_iso_litz_res} = 1.006 \cdot cm^2 \quad \text{Área da seção resultante do fio Litz}$$

$$A_{p_litz} = 1.006 \cdot cm^2 \quad A_{s_litz} = 1.006 \cdot cm^2$$

$$A_{w_medido} := (h_{car} \cdot L_w) = 340 \cdot mm^2 \quad \text{Área da janela do carretel medida} \quad x := 466.62 mm^2$$

$$A_{w_util} := 0.9 \cdot A_{w_medido} \quad \text{Área útil para acomodar os enrolamentos considerando a inserção do dielétrico}$$

$$K_{u_Litz_obtido} := \frac{A_{p_litz} + A_{s_litz}}{A_{w_util}} \quad \text{Recalculado a seguir considerando os enrolamentos primário e secundário separados.}$$

$$K_{u_Litz_obtido} = 0.657 \quad Ku < 1 \Rightarrow \text{Factível}$$

• Aspectos construtivos do transformador (disposição dos enrolamentos)

Rigidez dielétrica do Fenolite: 10 kV/mm

$$h_{car} = 34 \cdot mm \quad \text{Altura útil do carretel da área da janela}$$

$$h_{car_s} := 41.7 \cdot mm \quad \text{Altura do carretel reservada para o secundário}$$

$$h_{car_dieletrico} := 0 \quad \text{Espessura do dielétrico para divisão do primário e secundário}$$

$$h_{car_p} := 41.7 \cdot mm \quad \text{Altura do carretel reservada para o primário}$$

Percentuais das alturas reservadas para o primário e secundário em relação a altura total do carretel

$$\frac{h_{\text{car_p}}}{h_{\text{car}}} = 122.647\% \quad \text{Espaço para acomodar o enrolamento primário}$$

$$\frac{h_{\text{car_s}}}{h_{\text{car}}} = 122.647\% \quad \text{Espaço para acomodar o enrolamento secundário}$$

$$\frac{h_{\text{car_dieletrico}}}{h_{\text{car}}} = 0\% \quad \text{Espaço ocupado pelo dielétrico}$$

Área disponível para o primário

$$A_{W_primario} := L_W \cdot h_{\text{car_p}} = 417 \cdot \text{mm}^2 \quad \text{Área total da janela (W}_a)$$

$$A_{W_medido} = 340 \cdot \text{mm}^2$$

Área disponível para o secundário

$$A_{W_secundario} := L_W \cdot h_{\text{car_s}} = 417 \cdot \text{mm}^2$$

$$A_{W_primario} + A_{W_secundario} = 834 \cdot \text{mm}^2$$

Fatores de utilização do primário e secundário

$$K_{u_primario} := \frac{A_{p_litz}}{A_{W_primario}} = 0.241 \quad \text{Primário} \quad K_u < 1 \Rightarrow \text{Factível}$$

$$K_{u_secundario} := \frac{A_{s_litz}}{A_{W_secundario}} = 0.241 \quad \text{Secundário} \quad K_u < 1 \Rightarrow \text{Factível}$$

Determinação do número de camadas:

$$N_{Cp} := \text{ceil} \left(D_{p_litz_res} \cdot \frac{N_p}{h_{\text{car_p}}} \right) = 2 \quad \text{Número de camadas do primário}$$

$$N_{Cs} := \text{ceil} \left(D_{s_litz_res} \cdot \frac{N_s}{h_{\text{car_s}}} \right) = 2 \quad \text{Número de camadas do secundário}$$

$$d_{\text{cam_p}} := D_{p_litz_res} \quad \text{Espessura de cada camada do primário}$$

$$d_{\text{cam_p}} = 2.102 \cdot \text{mm}$$

$$d_{\text{cam_s}} := D_{s_litz_res} \quad \text{Espessura de cada camada do secundário}$$

$$d_{\text{cam_s}} = 2.102 \cdot \text{mm}$$

- **Perdas no Cobre**

$$R_c := R_{\text{fio_litz_20}} = 0.21 \cdot \frac{\Omega}{\text{m}}$$

$$\text{Temperatura máxima: } T_{\text{max}} := T_a + \Delta T = 100 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

Resistência no enrolamento: $R_{dc} := N_p \cdot MLT \cdot \frac{R_c}{220} \cdot \left[1 + (0.00393) \cdot \left(\frac{T_{max}}{\Delta^\circ C} - 20 \right) \right] = 1.054 \times 10^{-4} \Omega$

Perda no cobre no Primário: $P_{cu1} := R_{dc} \cdot (I_{pef})^2 = 6.103 \times 10^{-3} W$

Perda no cobre no Secundário: $P_{cu2} := R_{dc} \cdot (I_{sef})^2 = 4.425 \times 10^{-3} W$

$P_{cu} := P_{cu1} + P_{cu2} = 0.011 W$

- Perda Total**

$P_{total} := (P_n + P_{cu}) = 4.231 W$

Eficiência := $\frac{P_o}{P_o + P_{total}} = 0.996$

- Elevação de temperatura**

$$R_{t_{nucleo}} := \frac{0.06 \cdot \frac{K}{W}}{\sqrt{\frac{V_e}{m^3}}}$$

$R_{t_{nucleo}} = 9.056 \cdot \frac{K}{W}$

$\Delta T_{n_litz} := R_{t_{nucleo}} \cdot P_{total}$

$\Delta T_{n_litz} = 38.313 \cdot \Delta^\circ C$

Elev de Projeto

$\Delta T = 60 \cdot \Delta^\circ C$

Elevação de temperatura maior que a especificada no projeto?

Não - Ok

Sim - Voltar para o dimensionamento da quantidade de fios em paralelo na construção do fio Litz. Ou refazer o projeto do começo alterando outros critérios de projeto

e) Cálculo da magnetizante

$L_{mag} := \frac{\mu_r \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot N_p^2}{l_c} = 5.264 \cdot mH$

Cálculos simplificados (primeira estimativa)

$\Delta B := \frac{V_1 \cdot D}{f_s \cdot N_p \cdot A_e} = 0.202 T$

$\frac{\Delta B}{2} = 0.101 \cdot T$

gap := 0.2 mm gap de cada um dos caminhos de ar que o fluxo percorre

$R_{gap} := \frac{1}{\mu_o} \cdot \frac{2 \cdot gap}{A_e}$ Relutância do entreferro

$$L_{\text{mag_gap}} := \frac{N_p^2}{R_{\text{gap}}} = 935.296 \cdot \mu\text{H}$$

$$I_{Lm_pk} := \frac{V_1}{L_{\text{mag_gap}}} \cdot \frac{1}{2 \cdot f_s} = 2.217 \text{ A} \quad \text{Valor de pico da corrente magnetizante}$$

FEMM analysis

$$W_{\text{field}} := 0.48505 \text{ J}$$

$$L_{\text{mag_res}} := \frac{2 \cdot W_{\text{field}}}{I_{Lm_pk}^2} = 1.974 \times 10^5 \cdot \mu\text{H}$$

■■■■■■■■■■ APÊNDICE C ■■■■■■■■■■

PLANILHA DE CÁLCULO DO INDUTOR DO
FILTRO DE ENTRADA

PROJETO INDUTOR DO FILTRO DE ENTRADA (Lf)

Orientador: Ivo Barbi.

Mestranda: Alessandra Rospirski.

• Dados do Conversor

Potência de saída $P_o := 1000\text{W}$

Tensão de saída $V_o := 400\text{V}$

Tensão de entrada $V_1 := 311\text{V}$

Frequência de comutação $f_s := 75 \cdot 10^3 \text{Hz}$

Varição da tensão de saída $\Delta_{V_o} := 0.05 \cdot V_o = 20\text{V}$

Razão cíclica: $D := 0.5$

Fator de Potência = $F_p := \sqrt{1 - D} = 0.707$

Corrente na carga: $i_{L_o} := \frac{P_o}{V_o} = 2.5\text{A}$

Varição da corrente de saída: $\Delta_{i_{L_o}} := 0.2 \cdot i_{L_o} = 0.5\text{A}$

• Constantes físicas

$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$ Permeabilidade magnética do vácuo

$\epsilon_o := 8.85419 \cdot 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$ Permissividade elétrica do vácuo

$h_c := 10 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \Delta^\circ\text{C}}$ Coeficiente de transferência de calor por convecção

$\rho_{\text{Cu}} := 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ Resistividade elétrica do cobre $\frac{1}{\rho_{\text{Cu}}} = 58.14 \cdot \frac{10^6 \text{S}}{\text{m}}$

$\alpha_{20} := \frac{0.003821}{\Delta^\circ\text{C}}$ Coeficiente térmico do cobre

▣ Indutor Lf

$L_f := 300 \cdot 10^{-6} \cdot \text{H}$

$I_{L_{\text{fef}}} := 4.7 \cdot \text{A}$

$I_{L_{\text{fp}}} := 7 \cdot \text{A}$

$B_{\text{max}} := 0.2\text{T}$

$k_w := 0.5$

$J_{\text{max}} := 342 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$

Indutância Lo

Corrente eficaz em Lf

Corrente de pico em Lf

Fluxo magnético máximo

Fator de utilização da Janela

Densidade de Corrente escolhida

$$A_{we} := \frac{I_{Lfe} \cdot L_f \cdot I_{Lfp}}{B_{max} \cdot k_w \cdot J_{max}} = 2.886 \cdot \text{cm}^4$$

• Escolha do Núcleo

núcleo **E-42/21/20, EPCOS**

$$A_{eEpcos44} := 2.34 \text{cm}^2 \quad l_e := 0.97 \text{cm}$$

$$A_{wEpcos44} := 1.72 \text{cm}^2$$

$$A_{weEPCOS44} := A_{eEpcos44} \cdot A_{wEpcos44} = 4.025 \cdot \text{cm}^4$$

$$V_{eEpcos} := 22.7 \text{cm}^3$$

$$l_{tEpcos55} := 10 \text{cm}$$

• Número de Espiras

$$N_p := \frac{L_f \cdot I_{Lfp}}{A_{eEpcos44} \cdot B_{max}} = 44.872$$

$$N_{pv} := \text{ceil}(N_p) = 45$$

Critérios de Projeto

$$T_a := 40 \Delta^\circ\text{C} \quad \text{Temperatura ambiente}$$

$$\Delta T := 60 \Delta^\circ\text{C} \quad \text{Elevação de temperatura de projeto do indutor}$$

$$\Delta T_{cu} := 60 \cdot \Delta^\circ\text{C} \quad \text{Elevação de temperatura de projeto do cobre do indutor}$$

$$k_u := 0.4 \quad \text{Fator de utilização da janela}$$

$$h_c := 10 \quad \text{Coeficiente de transferência de calor por convecção}$$

$$T_{op_proj} := T_a + \Delta T \quad \text{Temperatura de operação do transformador}$$

$$T_{op_proj} = 100 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

$$T_{curie} := 210 \text{K} \quad \text{Temperatura máxima de operação do núcleo}$$

$$T_{isolamento_cobre} := 150 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

$$MLT := 10 \text{cm} \quad \text{Comprimento da espira}$$

Dados dos núcleos do tipo E - Livro Hurley

$$k_a := 40 \quad \text{Fator de dimensão de núcleos tipo E}$$

$$k_c := 5.6 \quad \text{Fator de dimensão de núcleos tipo E}$$

$$k_w := 10 \quad \text{Fator de dimensão de núcleos tipo E}$$

Constante definida

$$k_t := \sqrt{\frac{h_c \cdot k_a}{\rho_{cu} \cdot k_w}} \quad \text{Constante}$$

- **Cálculo da densidade de corrente ótima**

$$J_o := k_t \cdot \sqrt{\frac{\Delta T}{2 \cdot k_u}} \cdot \frac{1}{\left(A_{weEPCOS44}\right)^{\frac{1}{8}}} = 3.509 \times 10^6 \frac{A}{m^2}$$

$$J_{30} := 420 \frac{A}{cm^2}$$

$$J_{mov} := J_{30} \cdot \sqrt{\frac{\Delta T_{cu}}{30 \cdot \Delta^\circ C}} \cdot \left(\frac{A_{weEPCOS44}}{cm^4}\right)^{-0.24} = 4.252 \times 10^6 \frac{A}{m^2}$$

- **Seção dos Condutores**

$$S_p := \frac{I_{Lfe}}{J_o} = 1.105 \times 10^{-6} m^2 \quad \text{Área da seção transversal necessária dos condutores}$$

$$S_p = 0.011 \cdot (cm)^2$$

- **Projeto dos Enrolamentos com Fio LITZ**

$$J_o = 425.232 \cdot \frac{A}{cm^2} \quad \text{Densidade de corrente ótima calculada}$$

Litz AWG38

$$A_{p_cu_nu_litz} := 0.00008 cm^2 \quad D_{p_fio} := 0.13 mm$$

$$A_{p_cu_iso_litz} := 0.00013 cm^2$$

$$R_{fio_litz_20} := \frac{0.021644 \Omega}{cm} \quad \text{Resistência por cm para } 20^\circ C$$

Resistência elétrica do fio por metro para
Temperatura de Operação de Projeto

$$R_{fio_litz} := R_{fio_litz_20} \cdot \left[1 + \alpha_{20} \cdot \left(\frac{T_{op_proj}}{\Delta^\circ C} - 20 \right) \cdot \Delta^\circ C \right]$$

Temperatura de operação

$$T_{op_proj} = 100 \cdot \Delta^\circ C$$

$$R_{fio_litz} = 0.028 \cdot \frac{\Omega}{cm}$$

Fios em paralelo necessários considerando a
densidade de corrente ótima calculada (J_o):

$$n_{p_litz} := \left(\frac{S_p}{A_{p_cu_nu_litz}} \right) = 138.16$$

$$n_{p_litz} := \text{round}(n_{p_litz}) = 138$$

$$n_{p_litz} = 138 \quad \text{Quantidade de fios em paralelo}$$

$$J_o = 425.232 \cdot \frac{A}{\text{cm}^2}$$

$$L_{chicote_p} := \text{MLT} \cdot N_p \quad L_{chicote_p} = 4.5 \text{ m} \quad \text{Comprimento chicote}$$

Definição da quantidade de fios em paralelo

$$n_{p_litz} := 150$$

Diâmetros resultantes dos fios Litz do primário e secundário:

Cálculo aproximado:

$$S_{p_litz} := n_{p_litz} \cdot A_{p_cu_iso_litz} \quad S_{p_litz} = 0.02 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área resultante considerando os fios com isolamento}$$

$$D_{p_litz} := \sqrt{\frac{4 \cdot S_{p_litz}}{\pi}} \quad D_{p_litz} = 1.576 \cdot \text{mm}$$

Cálculo de acordo com Jimenez

(AC resistance evaluation of Foil, Round and Litz):

Passo de fabricação da empresa Silbert (33/cm)

$$\delta_{\text{twist}} := \frac{1}{33} \cdot \text{cm} = 0.303 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio Litz de acordo com Jimenez e

Biela

(AC resistance evaluation of Foil, Round and Litz)

$$D_{p_litz_res} := \left[135 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{n_{p_litz}}{3} \right)^{0.45} \cdot \left(\frac{D_{p_fio}}{40 \cdot 10^{-6}} \right)^{0.85} - \frac{\delta_{\text{twist}}}{m} \right] \cdot \text{m}$$

Diâmetro do fio Litz
Primário

$$D_{p_litz_res} = 1.835 \cdot \text{mm}$$

$$S_{p_cu_iso_litz_res} := \pi \cdot \frac{D_{p_litz_res}^2}{4} \quad \frac{S_{p_cu_iso_litz_res}}{S_{p_litz}} = 1.356$$

Relação entre o cálculo aproximado com o de Jimenez

Litz 38AWG - Resistência DC obtida e Densidade de corrente resultante

$$R_{p_litz_DC} := \frac{N_p \cdot \text{MLT} \cdot R_{fio_litz}}{n_{p_litz}} = 0.085 \Omega \quad \text{Resistência do primário (DC)} \quad N_p = 45$$

$$J_o = 425.232 \cdot \frac{A}{\text{cm}^2}$$

Densidade de corrente óptima calculada

$$J_{\text{max}} = 500 \text{ A/cm}^2$$

$$J_p := \frac{I_{\text{Lref}}}{n_p \cdot A_{p_cu_nu_litz}}$$

Densidade de corrente obtida no primário

$$J_p = 391.667 \cdot \frac{A}{\text{cm}^2}$$

• Cálculo dos Fatores de Utilização da Janela Ku com fio Litz

$$A_{p_litz} := N_p \cdot S_{p_cu_iso_litz_res} = 1.19 \cdot \text{cm}^2$$

Área da seção resultante do fio Litz

$$A_{p_litz} = 1.19 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_{w_medido} := 1.87 \text{ cm}^2$$

Área da janela do carretel medida

$$A_{w_util} := 0.9 \cdot A_{w_medido}$$

Área útil para acomodar os enrolamentos considerando a inserção do dielétrico

$$K_{u_Litz_obtido} := \frac{A_{p_litz}}{A_{w_util}}$$

$$K_{u_Litz_obtido} = 0.707$$

$$K_u < 1 \Rightarrow \text{Factível}$$

Recalculado a seguir considerando os enrolamentos primário e secundário separados.

• Aspectos construtivos do indutor (disposição dos enrolamentos)

Rigidez dielétrica do Fenolite: 10 kV/mm

$$h_{\text{car}} := 26 \cdot \text{mm}$$

Altura útil do carretel da área da janela

$$L_w := 13.6 \cdot \text{mm}$$

Largura da janela do carretel

Área disponível

$$A_w := A_{w_medido} = 1.87 \cdot \text{cm}^2$$

Fatores de utilização

$$K_{u_primario} := \frac{A_{p_litz}}{A_w} = 0.636$$

Primário

$K_u < 1 \Rightarrow \text{Factível}$

determinação do número de camadas:

$$N_{Cp} := \text{ceil} \left(D_{p_litz_res} \cdot \frac{N_p}{h_{\text{car}}} \right) = 4$$

Número de camadas do primário

$$d_{\text{cam}_p} := D_{p_litz_res}$$

Espessura de cada camada do primário

$$d_{\text{cam}_p} = 1.835 \cdot \text{mm}$$

• Cálculo da Indutância

$$\mu_r := 1.59 \times 10^3$$

$$A_e := A_{eEpcos44} = 2.34 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$l_c := MLT = 0.1 \text{ m}$$

$$L_{mag} := \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot N_p^2}{l_c} = 9.468 \text{ mH}$$

Cálculos simplificados
(primeira estimativa)

gap := 1 mm gap de cada um dos caminhos de ar que o fluxo percorre

$$R_{gap} := \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{2 \cdot \text{gap}}{A_e} \quad \text{Relutância do entreferro}$$

$$N_p = 45$$

$$L_{mag_gap} := \frac{N_p^2}{R_{gap}} = 297.729 \cdot \mu\text{H}$$

$$B_{max} := \frac{L_{mag_gap} \cdot I_{Lfp}}{A_{eEpcos44} \cdot N_p} = 0.198 \text{ T}$$

$$\Delta B := 2 \cdot B_{max} = 0.396 \text{ T}$$

• Determinação dos parâmetros de Steinmetz

Material **N87** - EPCOS/TDK

Para frequência 100kHz

$$B_x := 200 \cdot 10^{-3} \text{ T} \quad f_{sx} := 100 \text{ kHz}$$

Dados obtidos do site da EPCOS:
https://tools.tdk-electronics.tdk.com/mdt/pl_temp

$$P_{vx_m3} := (1000) \cdot 392.92$$

$$\alpha_x := 1.5184 \quad @ \text{ Para } T_{op} = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\beta_x := 2.7726$$

$$K_{cx} := \frac{P_{vx_m3}}{(f_{sx} \cdot s)^{\alpha_x} \cdot \left(\frac{B_x}{T}\right)^{\beta_x}} = 0.872$$

Para frequência 50kHz

$$P_{vx_m3} := (1000) \cdot 141.18$$

$$\alpha_x := 1.5184 \quad @ \text{ Para } T_{op} = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\beta_x := 2.9104$$

$$K_{cx} := \frac{P_{vx_m3}}{(f_{sx} \cdot s)^{\alpha_x} \cdot \left(\frac{B_x}{T}\right)^{\beta_x}} = 0.391$$

Como o conversor opera em 75kHz será feito uma média entre os valores obtidos, assim

$$B_x := 200 \cdot 10^{-3} \text{T} \quad f_{sx} := 75 \text{kHz}$$

$$P_{vx_m3} := (1000) \cdot (210.23)$$

$$\alpha_x := 1.541 \quad @ \text{ Para } T_{op} = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\beta_x := 2.66965$$

$$K_{cx} := \frac{P_{vx_m3}}{(f_{sx} \cdot s)^{\alpha_x} \cdot \left(\frac{B_x}{T}\right)^{\beta_x}} = 0.474$$

• Dados do material do núcleo N87

$$V_e := V_{eEpcos} = 22.7 \cdot \text{cm}^3$$

$$B_{\text{max_EPCOS_N87}} := 0.39 \text{T} \quad \text{Máxima densidade de fluxo magnético do material escolhido para o transformador N87/N97}$$

$$k_f := 1 \quad \text{Fator de laminação do núcleo (1 para núcleo sólido e <1 para núcleos laminados)}$$

$$K_c := 16.9$$

$$\alpha := 1.25 \quad \text{Coeficientes de Steinmetz do material N87 EPCOS - Ref: Livro Hurley}$$

$$\beta := 2.35$$

$$K_c := K_{cx} \quad \text{Coeficientes de Steinmetz do material N87 EPCOS}$$

$$\alpha := \alpha_x \quad \text{alfa e beta obtidos diretamente do site da EPCOS e Kc calculado. Parametros para } T_{op}=100 \text{ } ^\circ\text{C}, B=200 \text{ mT}$$

$$\beta := \beta_x$$

$$T_{\text{max}} := 210 \text{K} \quad \text{Temperatura máxima de operação do núcleo}$$

Dados dos núcleos do tipo E - Livro Hurley

$$k_a := 40 \quad \text{Fator de dimensão de núcleos tipo E}$$

$$k_b := 5.6 \quad \text{Fator de dimensão de núcleos tipo E}$$

$$k_w := 10 \quad \text{Fator de dimensão de núcleos tipo E}$$

Constante definida

$$k_w := \sqrt{\frac{h_c \cdot k_a}{\rho_{cu} \cdot k_w}} = 4.822 \times 10^4 \frac{\text{A}}{\text{m}^{1.5} \cdot \text{K}^{0.5}} \quad \text{Constante}$$

• Perdas no Núcleo

Steinmetz GSE

$$P_{\text{nucleo}} := K_c \cdot (f_s \cdot s)^\alpha \cdot \left(\frac{B_{\text{max}}}{T}\right)^\beta \cdot \frac{V_e}{\text{m}^3} \cdot W = 4.641 \text{W}$$

Datasheet

Para as seguintes condições:

- Bmax = 200 mT;
- Temperatura = 100 °C
- Frequência = 75 kHz

$$P_{v.data} := 210.23 \cdot \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$$

$$P_{n.datasheet} := P_{v.data} \cdot V_e = 4.772 \text{ W}$$

Steinmetz GSE considerando a envoltória AC

$$B(\theta) := B_{\max} \cdot \sin(\theta)$$

$$P_{\text{nucleo}}(\theta) := K_c \cdot (f_s \cdot s)^\alpha \cdot \left(\frac{B(\theta)}{T} \right)^\beta \cdot \frac{V_e}{\text{m}^3} \cdot W$$

$$P_{\text{nucleo_envoltoria}} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi P_{\text{nucleo}}(\theta) d\theta = 2.068 \text{ W}$$

$$P_n := P_{\text{nucleo_envoltoria}} = 2.068 \text{ W}$$

• Perdas no Cobre

$$R_c := R_{\text{fio_litz_20}} = 2.164 \cdot \frac{\Omega}{\text{m}}$$

$$\text{Temperatura máxima: } T_{\max} := T_a + \Delta T = 100 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

$$\text{Resistência no enrolamento: } R_{dc} := N_p \cdot \text{MLT} \cdot \frac{R_c}{220} \cdot \left[1 + (0.00393) \cdot \left(\frac{T_{\max}}{\Delta^\circ\text{C}} - 20 \right) \right] = 0.058 \Omega$$

$$\text{Perda no cobre no Primário: } P_{cu} := R_{dc} \cdot (I_{L\text{fef}})^2 = 1.285 \text{ W}$$

• Perda Total

$$P_{\text{total}} := (P_n + P_{cu}) = 3.353 \text{ W}$$

$$\text{Eficiência} := \frac{P_o}{P_o + P_{\text{total}}} = 0.997$$

• Elevação de temperatura

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := \frac{0.06 \cdot \text{K}}{\sqrt{\frac{V_e}{\text{m}^3}} \cdot \text{W}} \quad R_{t_{\text{nucleo}}} = 12.593 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

$$\Delta T_{n_litz} := R_{t_{\text{nucleo}}} \cdot P_{\text{total}}$$

$$\Delta T_{n_litz} = 42.226 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

Elev de Projeto

$$\Delta T = 60 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

Elevação de temperatura maior que a especificada no projeto?

Não - Ok

Sim - Voltar para o dimensionamento da quantidade de fios em paralelo na construção do fio Litz. Ou refazer o projeto do começo alterando outros critérios de projeto

■■■■■■■■■■ APÊNDICE D ■■■■■■■■■■

PLANILHA DE CÁLCULO DO INDUTOR DA
SAÍDA

PROJETO INDUTOR DA SAÍDA (Lo)

Orientador: Ivo Barbi.

Mestranda: Alessandra Rospirski.

• Dados do Conversor

Potência de saída $P_o := 1000\text{W}$

Tensão de saída $V_o := 400\text{V}$

Tensão de entrada $V_1 := 311\text{V}$

Frequência de comutação $f_s := 75 \cdot 10^3 \text{ Hz}$

Varição da tensão de saída $\Delta_{V_o} := 0.05 \cdot V_o = 20\text{V}$

Razão cíclica: $D := 0.5$

Fator de Potência = $F_p := \sqrt{1 - D} = 0.707$

Corrente na carga: $i_{L_o} := \frac{P_o}{V_o} = 2.5\text{A}$

Varição da corrente de saída: $\Delta_{i_{L_o}} := 0.2 \cdot i_{L_o} = 0.5\text{A}$

• Constantes físicas

$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$ Permeabilidade magnética do vácuo

$\epsilon_o := 8.85419 \cdot 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$ Permissividade elétrica do vácuo

$h_c := 10 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \Delta^\circ\text{C}}$ Coeficiente de transferência de calor por convecção

$\rho_{\text{Cu}} := 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ Resistividade elétrica do cobre $\frac{1}{\rho_{\text{Cu}}} = 58.14 \cdot \frac{10^6 \text{ S}}{\text{m}}$

$\alpha_{20} := \frac{0.003821}{\Delta^\circ\text{C}}$ Coeficiente térmico do cobre



Indutor Lo - EPCOS ETD - 59/31/22 N97 - DELTA*T=20%

STEP 1: Design a linear DC inductor with the following specifications:

$\alpha := \frac{V_1}{V_o} = 0.777$ $I := \frac{P_o}{V_o} = 2.5\text{A}$

$D(\theta, \alpha) := (1 - 0.5 \cdot \alpha \cdot \sin(\theta))$

$$\Delta L_{Lo} := 0.2$$

$$L_{Lo} := \frac{2.799 \times 10^{19} \cdot V}{3.859 \times 10^{22} \cdot A \cdot Hz} = 725.317 \cdot \mu H$$

Indutância Lo

$$I_{Loef} := 9.5 \cdot A$$

Corrente eficaz em Lo

$$I_{Lomed} := 8.4 \cdot A$$

Corrente média em Lo

$$I_{Lop} := \frac{8 \times 10^{37} \cdot A}{5.598 \times 10^{36}} = 14.291 \cdot A$$

Corrente de pico em Lo

$$B_m := 0.29 T$$

Fluxo magnetico máximo

$$J := 390 \frac{A}{cm^2}$$

Densidade de Corrente escolhida

Jmax = 500 A/cm²

$$T_a := 40 \Delta^\circ C$$

Temperatura ambiente

$$\Delta T := 60 \Delta^\circ C$$

Elevação de temperatura de projeto do indutor

$$\Delta T_{Cu} := 60 \cdot \Delta^\circ C$$

Elevação de temperatura de projeto do cobre do indutor

$$k_u := 0.7$$

Fator de utilização da janela

STEP 2: Calculate the peak current, Ipk:

$$I_{Lop} := \frac{2.286 \times 10^{36} \cdot V + 1.76 \times 10^{38} \cdot A \cdot H \cdot Hz}{1.244 \times 10^{37} \cdot H \cdot Hz} = 14.332 \cdot A$$

Corrente de pico em Lo

STEP 3: Calculate the energy-handling capability:

$$E_{Lo} := \frac{L_o \cdot I_{Lop}^2}{2} = 0.074 \cdot W \cdot s$$

Capacidade de energia em Lo

STEP 4: Calculate the area product, Ap:

$$A_p := \frac{2 \cdot E_{Lo}}{B_m \cdot J \cdot k_u} = 18.817 \cdot cm^4$$

Produto da área do núcleo

STEP 5: Select an ETD ferrite core. The data listed is the closest core to the calculated area product, Ap:

núcleo EPCOS ETD - 59/31/22

$$A_c := 3.63 \cdot cm^2$$

Área da seção transversal do núcleo

$$W_a := 5.156 \cdot cm^2$$

Área da janela

$$A_c \cdot W_a = 18.716 \cdot cm^4$$

Produto das áreas

$$A_p := 19.0698 \cdot \text{cm}^4$$

$$A_t := 163.1 \text{cm}^2$$

$$\text{MPL} := 139 \text{mm}$$

$$\text{MLT} := 12.9 \text{cm}$$

$$G := 44 \text{mm}$$

$$W_{tfc} := 260 \text{g}$$

Área da superfície

Comprimento do caminho magnético

Comprimento da espira

Comprimento da janela

Peso do núcleo

Table 3-25. Design Data for ETD Ferrite Cores.

ETD, Ferrite Cores (Ferroxcube)												
Part No.	W _{tcu} grams	W _{tfc} grams	MLT cm	MPL cm	W _a	A _c cm ²	W _a cm ²	A _p cm ⁴	K _g cm ⁵	A _t cm ²	*AL mh/1K	
					A _c							
ETD-29	32.1	28.0	6.4	7.20	1.865	0.761	1.419	1.0800	0.0517	42.5	1000	
ETD-34	43.4	40.0	7.1	7.87	1.757	0.974	1.711	1.6665	0.0911	53.4	1182	
ETD-39	69.3	60.0	8.3	9.22	1.871	1.252	2.343	2.9330	0.1766	69.9	1318	
ETD-44	93.2	94.0	9.4	10.30	1.599	1.742	2.785	4.8520	0.3595	87.9	1682	
ETD-49	126.2	124.0	10.3	11.40	1.627	2.110	3.434	7.2453	0.5917	107.9	1909	
ETD-54	186.9	180.0	11.7	12.70	1.609	2.800	4.505	12.6129	1.2104	133.7	2273	
ETD-59	237.7	260.0	12.9	13.90	1.410	3.677	5.186	19.0698	2.1271	163.1	2727	

*This AL value has been normalized for a permeability of 1K. For a close approximation of AL for other values of permeability, multiply this AL value by the new permeability in kilo-perm. If the new permeability is 2500, then use 2.5.

STEP 6: Calculate the rms current, I_{rms}:

$$I_{Loef} := 9.5 \text{A}$$

Corrente eficaz em Lo

STEP 7: Calculate the required bare wire area, A_{w(B)}:

$$A_{w(B)} := \frac{I_{Loef}}{J} = 0.024 \text{cm}^2$$

Corrente eficaz em Lo

STEP 8: Select a wire:

Litz **AWG28**

$$A_{w(B)} := 0.081 \text{mm}^2$$

Área sem isolamento do fio Litz

$$A_w := 9.621 \times 10^{-4} \text{cm}^2$$

Área com isolamento do fio Litz

$$R_{L20} := \frac{0.21 \Omega}{\text{m}}$$

Resistência por cm para 20°C

$$R_{L100} := R_{L20} \left[1 + \alpha_{20} (100 - 20) \cdot \Delta^\circ\text{C} \right] = 0.274 \frac{\Omega}{\text{m}}$$

Resistência por cm para 100°C

Seção dos Condutores

$$S_p := \frac{I_{Loef}}{J} = 2.436 \times 10^{-6} \text{ m}^2 \quad \text{Área da seção transversal necessária dos condutores}$$

$$S_p = 0.024 \text{ (cm)}^2$$

Fios em paralelo necessários considerando a densidade (J):

$$n_{p_litz} := \left(\frac{S_p}{A_w} \right) = 25.319$$

$$n_{p_litz} := \text{round}(n_{p_litz}) = 25$$

$$n_{p_litz} = 25 \quad \text{Quantidade de fios em paralelo}$$

Definição da quantidade de fios em paralelo

$$n_{p_litz} := 30$$

Efeito Skin

$$\Delta := \frac{2 \cdot 7.5 \cdot \text{cm}}{\sqrt{f_s \cdot s}} = 0.548 \cdot \text{mm} \quad \text{Diametro máximo do meu condutor}$$

Raio tem que ser menor que $\Delta/2$

Fio Litz AWG28 obedece aos valores de efeito skin

Diâmetros resultantes dos fios Litz

Cálculo aproximado:

$$D_{p_fio} := 0.35 \text{ mm}$$

$$S_{p_litz} := n_{p_litz} \cdot A_w \quad S_{p_litz} = 0.029 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área resultante considerando os fios com isolamento}$$

$$D_{p_litz} := \sqrt{\frac{4 \cdot S_{p_litz}}{\pi}} \quad D_{p_litz} = 1.917 \cdot \text{mm}$$

Cálculo de acordo com Jimenez

(AC resistance evaluation of Foil, Round and Litz):

Passo de fabricação da empresa Silbert (33/cm)

$$\delta_{twist} := \frac{1}{33} \cdot \text{cm} = 0.303 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio Litz de acordo com Jimenez e Biela (AC resistance evaluation of Foil, Round and Litz)

$$D_{p_litz_res} := \left[135 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{n_{p_litz}}{3} \right)^{0.45} \cdot \left(\frac{D_{p_fio}}{40 \cdot 10^{-6}} \right)^{0.85} - \frac{\delta_{twist}}{m} \right] \cdot m$$

Diâmetro do fio Litz

$$D_{p_litz_res} = 2.102 \times 10^{-3} \text{ m}$$

$$A_{w_30} := \pi \cdot \left(\frac{D_{p_litz_res}}{2} \right)^2 = 0.035 \cdot \text{cm}^2$$

Área do Fio Litz com 30 cabos em paralelo

STEP 9: Calculate tge effective window area, $W_a(\text{eff})$. Use the area found in the Step 5. A typical value for S_3 is 0.75:

$$S_3 := 0.75$$

$$W_{a_eff} := W_a \cdot S_3 = 3.867 \cdot \text{cm}^2$$

Área eficaz do núcleo

STEP 10: Calculate the number turns possible, N , using the insulated wire area, A_w found in step 8. A typical value for S_2 is 0.6:

$$S_2 := 0.6$$

$$N := \frac{W_{a_eff} \cdot S_2}{A_{w_30}} = 66.889$$

Área eficaz do núcleo

$$N := \text{floor}(N) = 66$$

STEP 11: Calculate the required gap, l_g .

$$\mu_m := 1660$$

$$A_c = 3.63 \cdot \text{cm}^2$$

$$l_g := \left[\frac{0.4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot \frac{A_c}{\text{cm}^2} \cdot (10^{-8})}{\frac{L_o}{H}} - \frac{\frac{\text{MPL}}{\text{cm}}}{\mu_m} \right] \cdot \text{cm} = 2.656 \cdot \text{mm}$$

Tamanho do gap

STEP 12: Calculate the equivalent gap in mils:

$$\text{mils} := \frac{l_g}{\text{cm}} \cdot 393.7 = 104.559$$

Tamanho do gap em mils

STEP 13: Calculate the fringing flux factor, F

$$F := 1 + \frac{\frac{l_g}{\text{cm}}}{\sqrt{\frac{A_c}{\text{cm}^2}}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot \frac{G}{\text{cm}}}{\frac{l_g}{\text{cm}}} \right) = 1.488$$

STEP 14: Calculate the new number of turns, N_n , by inserting the fringing flux, F :

$$N_n := \sqrt{\frac{\frac{I_g \cdot L_o}{\text{cm} \cdot \text{H}}}{0.4 \cdot \pi \cdot \frac{A_c}{\text{cm}^2} \cdot F \cdot (10^{-8})}} = 53.273$$

Novo número de voltas

$$N_n := \text{ceil}(N_n) = 54$$

• **PROVA REAL**

$$A_k := \mu_o \cdot \frac{A_c}{I_g} \cdot \left(1 + \frac{I_g}{\sqrt{A_c}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot G}{I_g}\right) \right) = 255.572 \cdot 10^{-9} \cdot \text{H}$$

$$L_w := N_n^2 \cdot \mu_o \cdot \frac{A_c}{I_g} \cdot \left(1 + \frac{I_g}{\sqrt{A_c}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot G}{I_g}\right) \right) = 745.247 \cdot \mu\text{H}$$

Método tradicional

$$B_{\text{max}} := \frac{L \cdot I_{\text{Lomed}}}{A_c \cdot N_n} + \frac{L \cdot I_{\text{Lop}} \cdot \Delta I_{\text{Lo\%}}}{A_c \cdot N_n \cdot 2} = 0.374 \text{ T}$$

Método Mclyman

$$B_{\text{dc}} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N_n \cdot \frac{I_{\text{Lomed}}}{A} \cdot (10^{-4})}{\left(\frac{I_g}{\text{cm}}\right)} \cdot T = 0.215 \text{ T}$$

$$B_{\text{ac}} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N_n \cdot \left(\frac{\Delta I_{\text{Lo\%}} \cdot \frac{I_{\text{Lop}}}{A}}{2}\right) \cdot (10^{-4})}{\left(\frac{I_g}{\text{cm}}\right)} \cdot T = 0.037 \text{ T}$$

$$B_{\text{pk}} := B_{\text{dc}} + \frac{B_{\text{ac}}}{2} = 0.233 \text{ T}$$

STEP 15: Calculate the winding resistance, R_L . Use the MLT, from step 5, and the micro-ohm per centimeter, from Step 10.

$$\text{MLT} = 0.129 \text{ m}$$

$$N_n = 54$$

$$R_{100\text{C}} = 0.274 \frac{\text{kg} \cdot \text{m}}{\text{s}^3 \cdot \text{A}^2}$$

$$R_L := \text{MLT} \cdot N_n \cdot R_{100\text{C}} = 1.91 \cdot \Omega$$

Resistencia total do cobre

STEP 16: Calculate the copper loss, P_{cu} :

$$P_{\text{cu}} := \frac{R_L}{30} \cdot I_{\text{Loef}}^2 = 5.746 \cdot \text{W}$$

Perdas no cobre

Divide por 30 pois são 30 fios em paralelo

STEP 17: Calculate the regulation, α :

$$\alpha := \frac{P_{cu}}{P_o} = 5.746 \times 10^{-3}$$

Relação das perdas pela potência

STEP 18: Calculate the AC flux density, B_{ac} :

$$B_{ac} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N_n \cdot \left(\frac{\Delta I_{Lo\%} \cdot \frac{I_{Lop}}{A}}{2} \right) \cdot (10^{-4})}{\left(\frac{l_g}{cm} \right) + \frac{\frac{MPL}{cm}}{\mu_m}} \cdot T = 0.035 T$$

Densidade AC de flux

STEP 19: Calculate the watts per kilogram for ferrite, P. Watts per kilogram can be witten in milliwatts per gram:

$$k := 1.983 \cdot 10^{-3}$$

$$m_0 := 1.06$$

$$n := 2.86$$

$$mW_g := k \cdot \left(\frac{f_s}{Hz} \right)^{m_0} \cdot \left(\frac{B_{ac}}{T} \right)^n \cdot \frac{mW}{g} = 0.021 \cdot \frac{mW}{g}$$

Table 2-14. Core Loss Coefficients for Magnetics Ferrites Materials.

Core Loss Equation Factors				
Magnetic's Ferrite Core Materials				
Material	Frequency Range	Coefficient k	Coefficient (m)	Coefficient (n)
K	$f < 500kHz$	$2.524(10^{-4})$	1.60	3.15
K	$500kHz \leq f < 1.0 MHz$	$8.147(10^{-8})$	2.19	3.10
K	$f \Rightarrow 1.0 MHz$	$1.465(10^{-19})$	4.13	2.98
R	$f < 100kHz$	$5.597(10^{-4})$	1.43	2.85
R	$100kHz \leq f < 500kHz$	$4.316(10^{-5})$	1.64	2.68
R	$f \Rightarrow 500kHz$	$1.678(10^{-6})$	1.84	2.28
P	$f < 100kHz$	$1.983(10^{-3})$	1.36	2.86
P	$100kHz \leq f < 500kHz$	$4.855(10^{-5})$	1.63	2.62
P	$f \Rightarrow 500kHz$	$2.068(10^{-15})$	3.47	2.54
F	$f \leq 10kHz$	$7.698(10^{-2})$	1.06	2.85
F	$10kHz < f < 100kHz$	$4.724(10^{-5})$	1.72	2.66
F	$100kHz \leq f < 500kHz$	$5.983(10^{-5})$	1.66	2.68
F	$f \Rightarrow 500kHz$	$1.173(10^{-6})$	1.88	2.29
J	$f \leq 20kHz$	$1.091(10^{-3})$	1.39	2.50
J	$f > 20kHz$	$1.658(10^{-8})$	2.42	2.50
W	$f \leq 20kHz$	$4.194(10^{-3})$	1.26	2.60
W	$f > 20kHz$	$3.638(10^{-8})$	2.32	2.62
H	$f \leq 20kHz$	$1.698(10^{-4})$	1.50	2.25
H	$f > 20kHz$	$5.3720(10^{-5})$	1.62	2.15

STEP 20: Calculate the core loss, P_{fe}:

$$P_{fe} := mW_g \cdot W_{tfe} = 5.414 \times 10^{-3} \text{ W}$$

Perdas no núcleo

STEP 21: Calculate the total loss copper plus iron, P_Σ:

$$P_{\Sigma} := P_{fe} + P_{cu} = 5.751 \text{ W}$$

Perdas totais

STEP 22: Calculate the watt density:

$$\Psi := \frac{P_{\Sigma}}{A_t} = 0.035 \cdot \frac{\text{W}}{\text{cm}^2}$$

Watts densidade

STEP 23: Calculate the temperature rise, T_r:

$$T_r := 450 \cdot \left(\frac{\Psi}{\frac{\text{W}}{\text{cm}^2}} \right)^{0.826} \cdot \Delta^{\circ\text{C}}$$

Watts densidade

$$T_r = 28.399 \cdot \Delta^{\circ\text{C}}$$

STEP 24: Calculate the peak flux density:

$$B_{pk} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N_n \cdot \left(\frac{I_{Lomed}}{A} + \frac{\Delta I_{Lo\%} \cdot \frac{I_{Lop}}{A}}{2} \right) \cdot (10^{-4})}{\left(\frac{I_g}{\text{cm}} \right) + \frac{\frac{\text{MPL}}{\text{cm}}}{\mu_m}} \cdot T = 0.244 \text{ T}$$

Máxima densidade de fluxo

STEP 25: Calculate the effective permeability, μ_e. Knowing the effective permeability, the ETD-59 ferrite core can be ordered with a built in gap:

$$\mu_{e\text{max}} := \left[\frac{\mu_m}{1 + \frac{I_g}{\text{MPL}} (\mu_m)} \right] = 50.739$$

$$\mu_{e\text{max}} := \text{ceil}(\mu_e) = 51$$

STEP 26: Calculate the window utilization, k_u:

$$k_u := \frac{N_n \cdot A_{w(B)}}{W_a} = 0.255$$

• **Cálculo dos Fatores de Utilização da Janela Ku com fio Litz (método planilha antiga_**

$$A_{w_30} = 3.469 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$A_{p_litz} := N_n \cdot A_{w_30} = 1.873 \cdot \text{cm}^2$$

Área da seção resultante do fio Litz

$$h_{car} := 41.7 \text{ mm}$$

Altura útil do carretel da área da janela

$$L_{ww} := 8.8 \text{ mm}$$

Largura da janela do carretel

$$A_{ww} := L_{ww} \cdot h_{car} = 3.67 \cdot \text{cm}^2$$

Área da janela do carretel medida

$$A_{ww_util} := 0.8 \cdot A_{ww}$$

Área útil para acomodar os enrolamentos considerando a inserção do dielétrico

$$K_{u_litz_obtido} := \frac{A_{p_litz}}{A_{ww_util}}$$

$$K_{u_litz_obtido} = 0.638$$

Recalculado a seguir considerando os enrolamentos primário e secundário separados.

$$K_u < 1 \Rightarrow \text{Factível}$$

• Determinação do numero de camadas

$$N_{cam_p} := \text{ceil} \left(D_{p_litz_res} \cdot \frac{N_n}{h_{car}} \right) = 3$$

Número de **camadas do primário**

$$d_{cam_p} := D_{p_litz_res}$$

Espessura de cada camada do **primário**

$$d_{cam_p} = 2.102 \cdot \text{mm}$$

■■■■■■■■■■ APÊNDICE E ■■■■■■■■■■

PLANILHA DE CÁLCULO DAS PERDAS
NOS SEMICONDUTORES

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E ACIONAMENTOS

DISSERTAÇÃO ALEXSANDRA ROSPIRSKI

ALUNA: ALEXSANDRA ROSPIRSKI
ORIENTADOR: IVO BARBI

SST UNIDIRECIONAL CA-CC

ESPECIFICAÇÕES

$n := \frac{1}{1}$	Relação de transformação do transformador de alta frequência
$V_p := \frac{311.13}{n} V$	Tensão de pico da senoide da fonte de entrada
$V_1(\omega t) := V_p \cdot \sin(\omega t)$	Tensão da fonte de entrada
$f_T := 60 \text{ Hz}$	Frequência da fonte de entrada
$f_s := 75 \cdot 10^3 \cdot \text{ Hz}$	Frequência de comutação dos interruptores
$P_o := 1000 \text{ W}$	Potência nominal na saída do conversor
$V_o := 400 \text{ V}$	Tensão do barramento CC
$\Delta V_o := 0.05 \cdot V_o = 20 \text{ V}$	Ondulação da tensão da saída
$D_{12} := 0.48$	Razão Cíclica fixa dos interruptores S1 e S2

DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS

$L_m := 777.42 \cdot \mu\text{H}$	Indutância magnetizante do transformador medida em laboratório
$L_o := 492.89 \cdot \mu\text{H}$	Indutância da saída medida em laboratório
$L_f := 309.18 \cdot \mu\text{H}$	Indutância do filtro de entrada medida em laboratório

CAPACITORES

$C_f := 2 \cdot 10^{-6} \cdot \text{ F}$	Capacitor do filtro de entrada
$C_o := 1880 \cdot \mu\text{F}$	Capacitor do barramento CC

CÁLCULOS PRINCIPAIS

$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 2.5 \text{ A}$	Corrente na carga com potência nominal
$R_o := \frac{V_o}{I_o} = 160 \Omega$	Resistencia nominal da carga

$$P_1 := P_o = 1 \times 10^3 \text{ W}$$

Potência da fonte de entrada para um conversor ideal

$$I_1 := \frac{P_1}{V_p} = 3.214 \text{ A}$$

Corrente de entrada para um conversor ideal

ESFORÇOS NOS COMPONENTES

PERDAS DOS COMPONENTES

PERDAS DOS COMPONENTES

Perdas no Diodo D1 e D2

Dados Diodo MUR490E

$$V_{fD1} := 0.8 \text{ V}$$

$$I_{D12ef} = 0.77 \text{ A}$$

$$R_{D1} := 65 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$I_{D12med} = 0.425 \text{ A}$$

$$T_{jD1} := 175 \Delta^\circ\text{C}$$

Para um Diodo:

$$i_{RM} := 2.1 \text{ A}$$

$$t_b := 75 \cdot 10^{-9} \cdot \text{s}$$

$$t_{rr} := 100 \cdot 10^{-9} \cdot \text{s}$$

Perdas de condução

$$P_{D_cond} := R_{D1} \cdot I_{D12ef}^2 + I_{D12med} \cdot V_{fD1} = 0.378 \text{ W}$$

Perda de condução em cada diodo

Perdas de comutação

$$E_{turn_on_D1} := 0.5 \cdot V_p \cdot i_{RM} \cdot t_b = 2.45 \times 10^{-5} \text{ J}$$

$$E_{turn_off_D1} := 0 \quad (\text{corrente é 0 no bloqueio da chave})$$

Energia gasta no bloqueio de cada chave

$$P_{comut_D1} := (E_{turn_on_D1} + E_{turn_off_D1}) \cdot f_s = 1.84 \text{ W}$$

Perda de comutação em cada chave

$$P_{comut_D1} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi P_{comut_D1} \cdot \sin(\theta) d\theta = 1.17 \text{ W}$$

Perdas Totais

$$P_{D12} := P_{D_cond} + P_{comut_D1} = 1.548 \text{ W}$$

Total de perdas em cada chave

$$P_{D12} := 2P_{D12} = 3.096 \text{ W}$$

Perda total Diodos D1 e D2

Perdas no Diodo D3

$$I_{D3ef} = 7.48 \text{ A}$$

$$I_{D3med} = 4.762 \text{ A}$$

Dados Diodo SCS220AE2

$$V_{fD34} := 1.55 \text{ V} \quad V_{foD34} := 0.8 \text{ V}$$

$$R_{D34} := 0.05 \Omega$$

$$T_j := 175 \Delta^\circ\text{C}$$

Perdas de condução

$$P_{cond_D3} := R_{D34} \cdot I_{D3ef}^2 + I_{D3med} \cdot V_{foD34} = 6.607 \text{ W}$$

Perdas Totais

$$P_{D3} := P_{cond_D3} = 6.607 \text{ W}$$

Total de perdas em D3

Perdas no Diodo D4

$$I_{D4ef} = 7.48 \text{ A}$$

$$I_{D4med} = 4.762 \text{ A}$$

Perdas de condução

$$P_{cond_D4} := R_{D34} \cdot I_{D4ef}^2 + I_{D4med} \cdot V_{foD34} = 6.607 \text{ W}$$

Perdas Totais

$$P_{D4} := P_{cond_D4} = 6.607 \text{ W}$$

Total de perdas em D4

Perdas no Diodo D5

$$I_{D5ef} = 6.078 \text{ A}$$

$$I_{D5med} = 2.909 \text{ A}$$

Dados Diodo STPSC20065-Y

$$V_{fD5} := 0.9 \text{ V} \quad V_{foD5} := 0.8 \text{ V}$$

$$R_{D5} := 24 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$T_{jD5} := 175 \Delta^\circ\text{C}$$

Perdas de condução

$$P_{cond_D5} := R_{D5} \cdot I_{D5ef}^2 + I_{D5med} \cdot V_{foD5} = 3.214 \text{ W}$$

Perdas Totais

$$P_{D5} := P_{D_cond} = 3.214 \text{ W}$$

Total de perdas em D5

Perdas na Ponte de Diodo

$$I_{DPef} = 3.214 \text{ A}$$

$$I_{DPmed} = 2.046 \text{ A}$$

Dados Diodo GBU8M

$$V_{fRet} := 1 \text{ V}$$

$$V_{foRet} := 0.6 \text{ V}$$

$$R_{Ret} := 28.571 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$T_{jRet} := 150 \Delta^{\circ}\text{C}$$

Perdas de condução

$$P_{PR_cond} := R_{Ret} \cdot I_{DPef}^2 + I_{DPmed} \cdot V_{foRet} = 1.523 \text{ W}$$

Perdas Totais

$$P_{DP} := 4P_{PR_cond} = 6.091 \text{ W}$$

Total de perdas n aponte
retificadora

-> Perdas Totais nos Diodos

$$P_{Dtota} := P_{D12} + P_{D3} + P_{D4} + P_{D5} + P_{DP} = 25.616 \text{ W}$$

Perdas no Interruptor S1 e S2

$$I_{S1ef} = 8.156 \text{ A}$$

$$I_{S1med} = 5.187 \text{ A}$$

Dados Mosfet C3M0075120K

$$R_{DSon} := 90 \cdot 10^{-3} \cdot \Omega$$

Resistência de condução da chave

$$I_{S1maxon} := 12 \text{ A}$$

$$I_{S1maxoff} := 18 \text{ A}$$

$$E_{turn_on_S12} := 170 \cdot 10^{-6} \cdot \text{J}$$

Energia gasta na entrada em condução

$$E_{turn_off_S12} := 50 \cdot 10^{-6} \cdot \text{J}$$

Energia gasta no bloqueio

$$FAEonTJ150 := 1.1428$$

Fator de ajuste temperatura de junção

$$FAEoff_{TJ150} := 1.125$$

Fator de ajuste temperatura de junção

$$FAEon_{R10} := 1.6$$

Fator de ajuste resistencia do gate

$$FAEoff_{R10} := 2.5$$

Fator de ajuste temperatura de junção

$$FA_V := \frac{V_p}{600V} = 0.519$$

Fator linear de ajuste de tensão de acordo com tabela

$$E_{turn_on_chave12} := E_{turn_on_S12} \cdot FAEon_{TJ150} \cdot FAEon_{R10} = 3.108 \times 10^{-4} \text{ J}$$

Energia gasta na entrada em condução

$$E_{turn_off_chave12} := E_{turn_off_S12} \cdot FAEoff_{TJ150} \cdot FAEoff_{R10} = 1.406 \times 10^{-4} \text{ J}$$

Energia gasta no bloqueio

Perdas de condução:

$$P_{cond_chave} := I_{S1ef}^2 \cdot R_{DSon} = 5.987 \text{ W}$$

Perdas de condução em cada MOSFET

Perdas de comutação:

$$E_{turn_on_ajustado} := E_{turn_on_chave12} \cdot FA_V = 161.187 \text{ J} \cdot 10^{-6}$$

Energia gasta na entrada em condução de cada chave

$$E_{turn_off_ajustado} := E_{turn_off_chave12} \cdot FA_V = 72.921 \text{ J} \cdot 10^{-6}$$

Energia gasta no bloqueio de cada chave

$$P_{comut_chave} := (E_{turn_on_ajustado} + E_{turn_off_ajustado}) \cdot f_s = 17.56 \cdot \text{W}$$

Perda de comutação em cada chave

$$P_{comut_chave.ajuste} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} P_{comut_chave} \cdot \sin(\theta) d\theta = 11.178 \text{ W}$$

Perda de comutação em cada chave ajustada

Perdas Totais:

$$P_{chave} := P_{cond_chave} + P_{comut_chave.ajuste} = 17.165 \text{ W}$$

Total de perdas em cada chave

$$P_{S12} := 2P_{chave} = 34.33 \text{ W}$$

Perda total

Perdas no Interruptor S3

$$I_{S3ef} = 8.658 \text{ A}$$

$$I_{S3med} = 6.615 \text{ A}$$

Dados Mosfet C3M0075120K Mesmos valores que S1 e S2

Perdas de condução:

$$P_{cond_S3} := I_{S3ef}^2 \cdot R_{DSon} = 6.747 \text{ W}$$

Perdas de condução em cada MOSFET

Perdas de comutação:

$$E_{\text{turn_on_ajustadoS3}} := E_{\text{turn_on_chave12}} \cdot \text{FAV} = 161.187 \text{ J} \cdot 10^{-6}$$

Energia gasta na entrada em condução de cada chave

$$E_{\text{turn_off_ajustadoS3}} := E_{\text{turn_off_chave12}} \cdot \text{FAV} = 72.921 \text{ J} \cdot 10^{-6}$$

Energia gasta no bloqueio de cada chave

$$P_{\text{comut_S3}} := (E_{\text{turn_on_ajustadoS3}} + E_{\text{turn_off_ajustadoS3}}) \cdot f_s = 17.56 \cdot \text{W}$$

Perda de comutação em cada chave

$$P_{\text{comut_S3.ajuste}} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} P_{\text{comut_chave}} \cdot \sin(\theta) \, d\theta = 11.178 \text{ W}$$

Perda de comutação em cada chave ajustada

Perdas Totais:

$$P_{\text{S3}} := P_{\text{cond_S3}} + P_{\text{comut_S3.ajuste}} = 17.925 \text{ W}$$

Total de perdas S3

-> Perdas Totais nos Interruptores

$$P_{\text{Stotal}} := P_{\text{S12}} + P_{\text{S3}} = 52.255 \text{ W}$$

$$P_{\text{Dtota}} = 25.616 \text{ W}$$

$$P_{\text{Stotal}} = 52.255 \text{ W}$$

PERDAS DOS COMPONENTES

PERDAS DOS MAGNÉTICOS

As perdas dos magnéticos, sendo elas perdas do cobre e do núcleo, são calculadas na planilha de cada magnético. Os valores finais são apresentados a seguir para cálculo do rendimento total:

Perdas no Transformador

$$P_{\text{n_trafo}} := 4.22 \text{ W}$$

$$P_{\text{c_trafo}} := 0.011 \text{ W}$$

Perdas no Indutor do Filtro de Entrada

$$P_{\text{n_Lf}} := 2.068 \text{ W}$$

$$P_{\text{c_Lf}} := 1.285 \text{ W}$$

Perdas no Indutor da Saída

$$P_{\text{n_Lo}} := 5.414 \times 10^{-3} \text{ W}$$

$$P_{\text{c_Lo}} := 5.746 \text{ W}$$

$$P_{\text{tot_mag}} := P_{\text{n_trafo}} + P_{\text{c_trafo}} + P_{\text{n_Lf}} + P_{\text{c_Lf}} + P_{\text{n_Lo}} + P_{\text{c_Lo}} = 13.335 \text{ W}$$

PERDAS DOS MAGNÉTICOS

■■■■■■■■■■ APÊNDICE F ■■■■■■■■■■

PLANILHA DE CÁLCULO DO SISTEMA DE
CONTROLE

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E ACIONAMENTOS

DISSERTAÇÃO ALEXSANDRA ROSPIRSKI

ALUNA: ALEXSANDRA ROSPIRSKI
ORIENTADOR: IVO BARBI

Especificações do Projeto:

Potência de saída $P_o := 1000$

Tensão de saída $V_o := 400$

Tensão de entrada $V_{in} := 220$

Tensão de pico na entrada $V_{ip} := V_{in} \cdot \sqrt{2} = 311.127$

Frequência de comutação $f_s := 75 \cdot 10^3$

Frequência da rede $f_r := 60$

Ondulação na tensão da saída (percentual) $\Delta V_o\% := 0.05$

Ondulação na tensão da saída $\Delta V_o := 0.05 \cdot V_o \rightarrow 20$

Resistência Nominal da carga: $R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 160$

Corrente na Carga: $I_o := \frac{P_o}{V_o} = 2.5$

Razão Cíclica fixa dos interruptores 1 e 2: $D_{12} := 0.48$

Ganho: $\alpha := \frac{D_{12} \cdot V_{ip}}{V_o} = 0.373$

Capacitância do barramento CC: $C_o := 1880 \cdot 10^{-6}$

Indutância Boost do conversor: $L_o := 492.9 \cdot 10^{-6}$

Corrente de pico no indutor L_o : $I_{Lop} := 2 \cdot \frac{I_o}{\alpha} = 13.392$

$j := \sqrt{-1}$

Função Transferência de Tensão:

$$G_{V_o}(\omega) := \frac{R_o \cdot \alpha}{R_o \cdot C_o \cdot j \cdot \omega + 1} \rightarrow \frac{59.736}{(0.301i) \cdot \omega + 1}$$

Função Transferência de Corrente:

$$G_i(\omega) := \frac{V_o}{L_o \cdot (j \cdot \omega)} \rightarrow \frac{8.115i \times 10^5}{\omega}$$

Projeto do Controlador DIGITAL

$$f_a := 2 \cdot f_s = 1.5 \times 10^5 \quad \text{Frequência de Amostragem}$$

$$T_a := \frac{1}{f_a} = 6.667 \times 10^{-6} \quad \text{Periodo de Amostragem}$$

$$\text{atraso}(\omega) := \frac{4 - 3 \cdot j \cdot \omega \cdot T_a}{4 + 3 \cdot j \cdot \omega \cdot T_a} \rightarrow \frac{4 - (2i \times 10^{-5}) \cdot \omega}{(2i \times 10^{-5}) \cdot \omega + 4}$$

Malha de controle de corrente:



$$f_{\text{corte}} := \frac{f_s}{10} = 7.5 \times 10^3 \quad \text{Frequência de Corte Malha de Corrente}$$

$$K_{AD} := 1$$

$$K_i := 1 = 1 \quad \text{Ganhos unitários compensados no próprio DSP}$$

$$K_{PWM} := 1 = 1$$

Filtro Condicionamento de Sinais

$$C_1 := 1 \times 10^{-9} \quad \text{Capacitores (Definem a banda passante do filtro)}$$

$$C_2 := 2 \times 10^{-9}$$

$$R_6 := 1.5 \times 10^3 \quad \text{Resistores (Definem a velocidade de estabilidade do filtro)}$$

$$R_5 := 1.5 \times 10^3$$

$$f_c := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_5 \cdot R_6 \cdot C_1 \cdot C_2}} = 7.503 \times 10^4$$

$$Q := \frac{\sqrt{R_5 \cdot R_6 \cdot C_1 \cdot C_2}}{C_1 \cdot (R_5 + R_6)} = 0.707$$

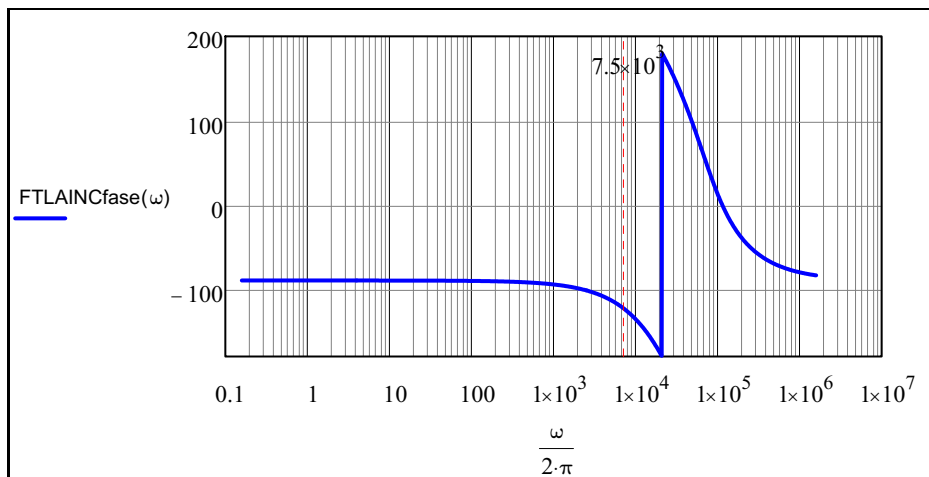
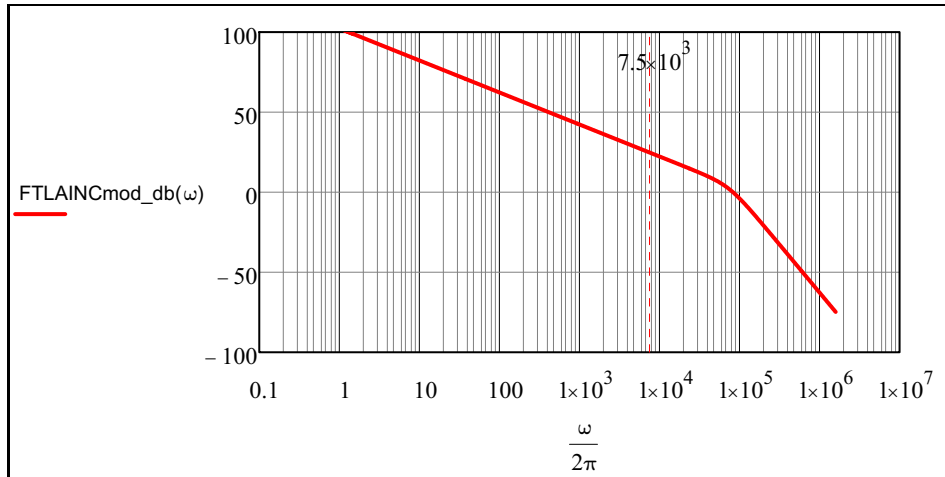
$$FPB_i(\omega) := \frac{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2}{(j \cdot \omega)^2 + j \cdot \omega \cdot \frac{(2 \cdot \pi \cdot f_c)}{Q} + (2 \cdot \pi \cdot f_c)^2} \rightarrow \frac{2.222 \times 10^{11}}{(6.667i \times 10^5) \cdot \omega - \omega^2 + 2.222 \times 10^{11}}$$

Função Transferência de Laço Aberto Não Compensado

$$FTL_{ANC_i}(\omega) := G_i(\omega) \cdot \text{atraso}(\omega) \cdot FPB_i(\omega) \rightarrow \frac{(1.803i \times 10^{17}) \cdot [(2i \times 10^{-5}) \cdot \omega - 4]}{\omega \cdot [(2i \times 10^{-5}) \cdot \omega + 4] \cdot [(6.667i \times 10^5) \cdot \omega - \omega^2 + 2.222 \times 10^{11}]}$$

$$FTL_{AINCmod_db}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTL_{ANC_i}(\omega)|)$$

$$FTL_{AINCfase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \arg(FTL_{ANC_i}(\omega))$$



PROJETO DO COMPENSADOR DE CORRENTE

$$\omega_{c_i} := 2 \cdot \pi \cdot (f_{\text{corte}}) = 4.712 \times 10^4$$

$$M_{\phi_i} := 45 \cdot \frac{\pi}{180} = 0.785$$

Cálculo dos parâmetros do compensador:

$$\omega_{z_i} := \frac{\omega_{c_i}}{\tan\left(M_{\phi_i} - \frac{\pi}{2} - \arg(FTL_{ANC_i}(\omega_{c_i}))\right)} = 8.612 \times 10^3$$

$$T_o := \frac{1}{\omega_{z_i}} = 1.161 \times 10^{-4}$$

$$k_{c_i} := \frac{\omega_{c_i}}{\sqrt{\omega_{c_i}^2 + \omega_{z_i}^2} \cdot |FTL_{ANC_i}(\omega_{c_i})|} = 0.057$$

$$K_i := \frac{k_{c_i} T_a}{T_o} = 1.64 \times 10^{-3}$$

Digitalização do compensador Tustin

$$K_{0_i} := \frac{k_{c_i} \cdot \omega_{z_i} \cdot T_a + 2k_{c_i}}{2} = 0.0587650715$$

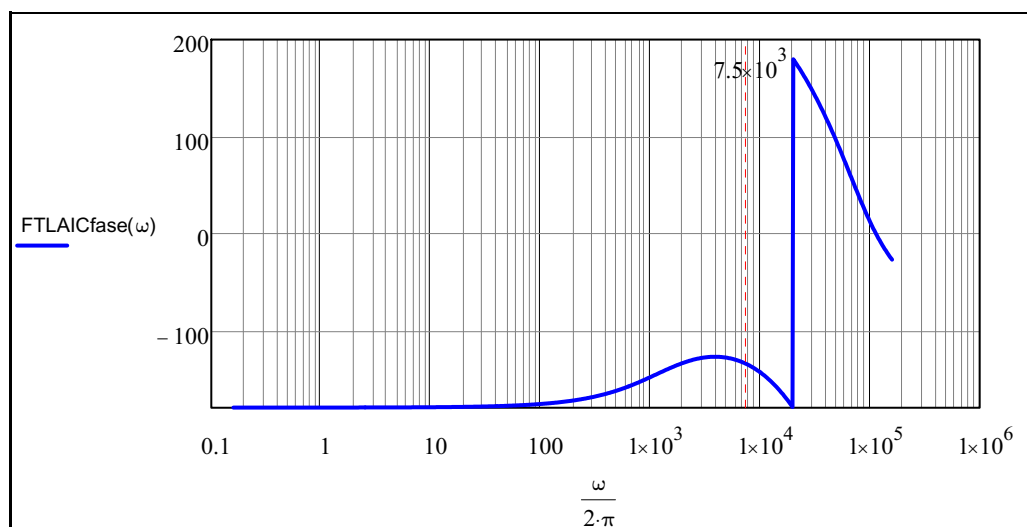
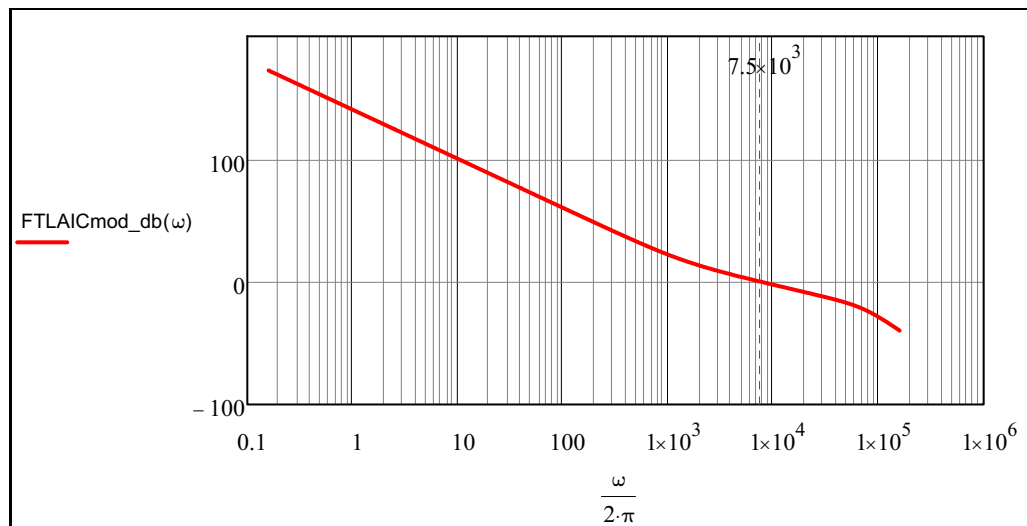
$$K_{1_i} := \frac{k_{c_i} \cdot \omega_{z_i} \cdot T_a - 2k_{c_i}}{2} = -0.0554852691$$

$$C(\omega) := k_{c_i} \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_{z_i})}{j \cdot \omega} \rightarrow \frac{(0.057i) \cdot [(i) \cdot \omega + 8.612 \times 10^3]}{\omega}$$

$$FTLAc(\omega) := FTLA_{NC_i}(\omega) \cdot C(\omega) \rightarrow \frac{[-3.607 \times 10^{12} \cdot \omega - (7.214i \times 10^{17})] \cdot (-0.057 \cdot \omega + 491.97i)}{\omega^2 \cdot [(2i \times 10^{-5}) \cdot \omega + 4] \cdot [(6.667i \times 10^5) \cdot \omega - \omega^2 + 2.222 \times 10^{11}]}$$

$$FTLAIcmod_db(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLAc(\omega)|)$$

$$FTLAIcfase(\omega) := \frac{180}{\pi} \arg(FTLAc(\omega))$$





Filtro Condicionamento de Sinais

$$C_{1V} := 10 \times 10^{-9}$$

Capacitores (Definem a banda passante do filtro)

$$C_{2V} := 22 \times 10^{-9}$$

$$R_{6V} := 1 \times 10^3$$

Resistores (Definem a velocidade de estabilidade do filtro)

$$R_{5V} := 1 \times 10^3$$

$$f_{cv} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_{5V} \cdot R_{6V} \cdot C_{1V} \cdot C_{2V}}} = 1.073 \times 10^4$$

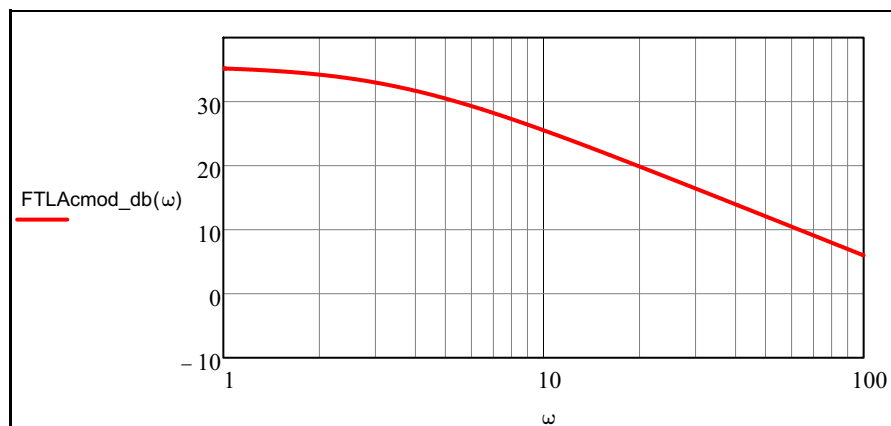
$$Q_V := \frac{\sqrt{R_{5V} \cdot R_{6V} \cdot C_{1V} \cdot C_{2V}}}{C_{1V} \cdot (R_{5V} + R_{6V})} = 0.742$$

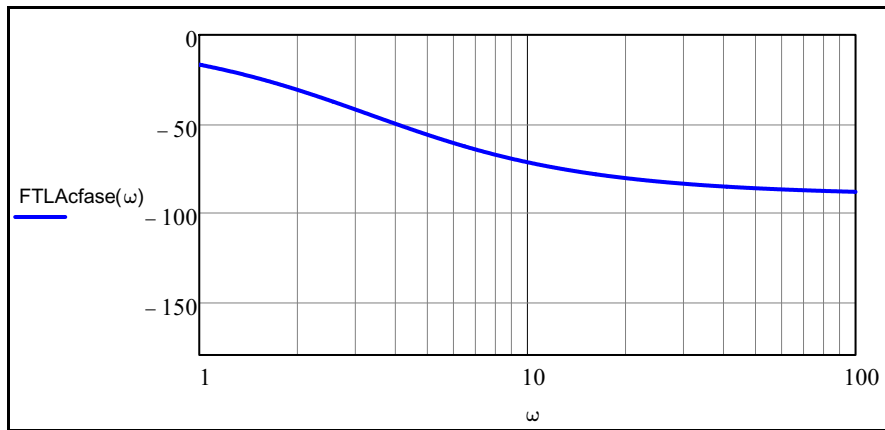
$$FPB_V(\omega) := \frac{(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})^2}{(j \cdot \omega)^2 + j \cdot \omega \cdot \frac{(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})}{Q_V} + (2 \cdot \pi \cdot f_{cv})^2} \rightarrow \frac{4.545 \times 10^9}{(9.091i \times 10^4) \cdot \omega - \omega^2 + 4.545 \times 10^9}$$

$$FTLA_{NC_V}(\omega) := G_{V0}(\omega) \cdot \text{atraso}(\omega) \cdot FPB_V(\omega)$$

$$FTLA_{\text{cmdb}}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{NC_V}(\omega)|)$$

$$FTLA_{\text{fase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_{NC_V}(\omega))$$





PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO

$$\omega_{cV} := 2 \cdot \pi \cdot 6 = 37.699$$

$$M_\phi := 60 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.047$$

Cálculo dos parâmetros do compensador:

$$\omega_z := \frac{\omega_{cV}}{\tan\left(M_\phi - \frac{\pi}{2} - \arg(\text{FTLANC}_V(\omega_{cV}))\right)} = 26.372$$

$$k_c := \frac{\omega_{cV}}{\sqrt{\omega_{cV}^2 + \omega_z^2} \cdot |\text{FTLANC}_V(\omega_{cV})|} = 0.156$$

Digitalização do compensador

$$K_{0_v} := \frac{k_c \cdot \omega_z \cdot T_a + 2k_c}{2} = 0.1561668272$$

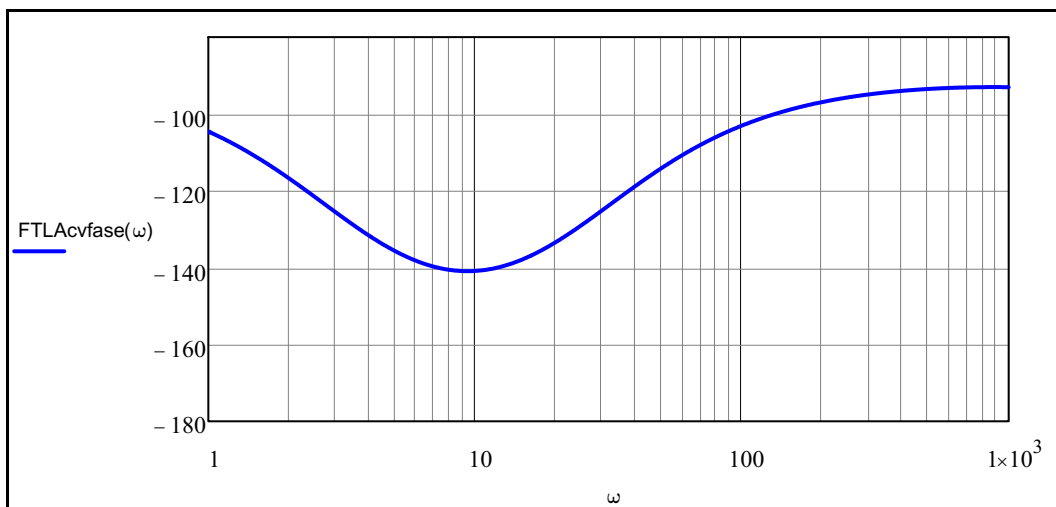
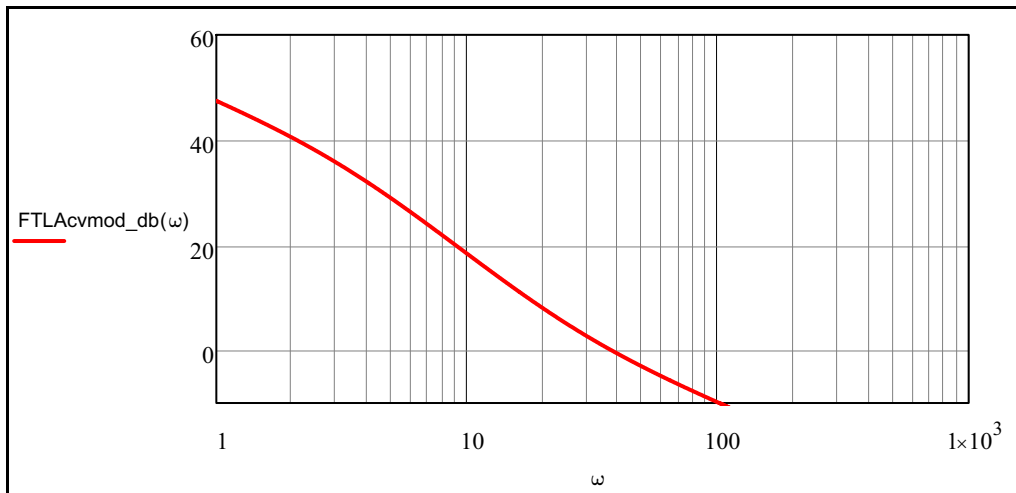
$$K_{1_v} := \frac{k_c \cdot \omega_z \cdot T_a - 2k_c}{2} = -0.1561393729$$

$$C_v(\omega) := k_c \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_z)}{j \cdot \omega} \rightarrow \frac{(0.156i) \cdot [(i) \cdot \omega + 26.372]}{\omega}$$

$$\text{FTLAcv}(\omega) := \text{FTLANC}_V(\omega) \cdot C_v(\omega) \rightarrow \frac{(-0.156 \cdot \omega + 4.118i) \cdot [(5.431i \times 10^6) \cdot \omega - 1.086 \times 10^{12}]}{\omega \cdot [(0.301i) \cdot \omega + 1] \cdot [(2i \times 10^{-5}) \cdot \omega + 4] \cdot [(9.091i \times 10^4) \cdot \omega - \omega^2 + 4.545 \times 10^9]}$$

$$\text{FTLAcvmod_db}(\omega) := 20 \cdot \log(|\text{FTLAcv}(\omega)|)$$

$$\text{FTLAcvfase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \arg(\text{FTLAcv}(\omega))$$



Malha de controle de tensão:

PLL:



Considerando valor unitario na tensão da rede para o PLL, compensada no DSP

$$FTLA_{PLLnc}(\omega) := \frac{1}{j \cdot \omega}$$

$$\omega_{cPLL} := 2 \cdot \pi \cdot 20 = 125.664 \quad \text{frequencia de cruzamento de 20Hz}$$

$$MF_{PLL} := \frac{\pi}{180} \cdot 60 = 1.047 \quad \text{margem de fase de } 60^\circ$$

$$\omega_{zPLL} := \frac{\omega_{cPLL}}{\tan\left(MF_{PLL} - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{PLLnc}(\omega_{cPLL}))\right)} = 72.552$$

$$\tau_{zPLL} := \frac{1}{\omega_{zPLL}} = 0.014$$

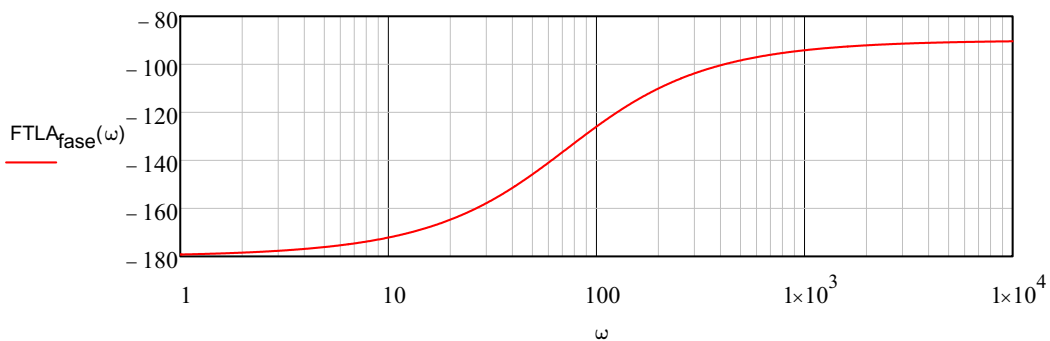
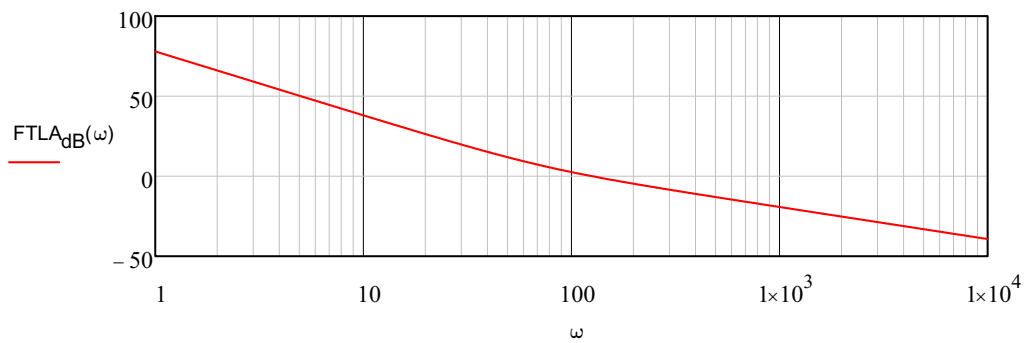
$$k_{cPLL} := \frac{\omega_{cPLL}}{\sqrt{\omega_{zPLL}^2 + \omega_{cPLL}^2} \cdot |FTLA_{PLLnc}(\omega_{cPLL})|} = 108.828$$

$$C_{PLL}(\omega) := k_{cPLL} \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_{zPLL})}{j \cdot \omega}$$

$$FTLA_{cPLL}(\omega) := FTLA_{PLLnc}(\omega) \cdot C_{PLL}(\omega)$$

$$FTLA_{dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{cPLL}(\omega)|)$$

$$FTLA_{fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{cPLL}(\omega))$$



$$k_{pPLL} := k_{cPLL} = 108.828$$

$$k_{iPLL} := k_{pPLL} \cdot \omega_{zPLL} = 7.896 \times 10^3$$

$$T_a = 6.667 \times 10^{-6}$$

$$k_{1i} := \frac{k_{cPLL} \cdot T_a \cdot \omega_{zPLL} + 2 \cdot k_{cPLL}}{2} = 108.8542808$$

$$k_{2i} := \frac{k_{cPLL} \cdot T_a \cdot \omega_{zPLL} - 2 \cdot k_{cPLL}}{2} = -108.80164291$$



Contents

- [Programa para projeto do controle PR \(PI + Multirressonante\)](#)
- [Função de transferência](#)
- [Discretização de Tustin](#)

Programa para projeto do controle PR (PI + Multirressonante)

Dissertação Alexandra Rospirski

```
clc;
clear all;
close all;
format long g

% Dados do controlador ressonante + proporcional
ki = 60e5; % Controlador com 400V
wi = 0.00001;
wo = 2*pi*60;

fs = 75e3;
Ta = 1/(2*fs);
wa = wo;

% Dados do controlador PI (obtidos no Mathcad)
kcPI = 0.057;
wzPI = 8612;

% Ganho e frequência das harmônicas
kih = ki

% Segunda Harmonica
kih2 = ki/50;
wo2 = 2*wo;
% Terceira Harmonica
kih3 = ki/20;
wo3 = 3*wo;
% Quarta Harmonica
kih4 = ki/50;
wo4 = 4*wo;
% Quinta Harmonica
kih5 = ki/50;
wo5 = 5*wo;
% Sexta Harmonica
kih6 = ki/50;
wo6 = 6*wo;
% Setima Harmonica
kih7 = ki/50;
wo7 = 7*wo;
% Nona Harmonica
kih9 = ki/200;
wo9 = 9*wo;
% Decima primeira Harmonica
kih11 = ki/50;
wo11 = 11*wo;
% Decima terceira Harmonica
kih13 = ki/200;
wo13 = 13*wo;
```

kih =

6000000

Função de transferência

```
s = tf('s');

% Função de transferência Controlador PI
G_PI = kcPI*(s+wzPI)/s;

% Utilizando a discretização de Tustin prewarping

Gh1 = (2*ki*wi*s)/(s^2+2*wi*s+wo^2);
Gh2 = (2*kih2*wi*s)/(s^2+2*wi*s+wo2^2);
Gh3 = (2*kih3*wi*s)/(s^2+2*wi*s+wo3^2);
Gh4 = (2*kih4*wi*s)/(s^2+2*wi*s+wo4^2);
Gh5 = (2*kih5*wi*s)/(s^2+2*wi*s+wo5^2);
Gh6 = (2*kih6*wi*s)/(s^2+2*wi*s+wo6^2);
Gh7 = (2*kih7*wi*s)/(s^2+2*wi*s+wo7^2);
Gh9 = (2*kih9*wi*s)/(s^2+2*wi*s+wo9^2);
Gh11 = (2*kih11*wi*s)/(s^2+2*wi*s+wo11^2);
Gh13 = (2*kih13*wi*s)/(s^2+2*wi*s+wo13^2);
```

Discretização de Tustin

```
GzdPI = c2d(G_PI, Ta, 'tustin');
Gzd1 = c2d(Gh1, Ta, 'tustin');
Gzd2 = c2d(Gh2, Ta, 'tustin');
Gzd3 = c2d(Gh3, Ta, 'tustin');
Gzd4 = c2d(Gh4, Ta, 'tustin');
Gzd5 = c2d(Gh5, Ta, 'tustin');
Gzd6 = c2d(Gh6, Ta, 'tustin');
Gzd7 = c2d(Gh7, Ta, 'tustin');
Gzd9 = c2d(Gh9, Ta, 'tustin');
Gzd11 = c2d(Gh11, Ta, 'tustin');
Gzd13 = c2d(Gh13, Ta, 'tustin');

% Bode da FT contínua e discreta para verificar se o tipo de discretização
% está adequado
Gc = G_PI + Gh1 + Gh2 + Gh3 + Gh4 + Gh5 + Gh6 + Gh7;
Gzd = GzdPI + Gzd1 + Gzd2 + Gzd3 + Gzd4 + Gzd5 + Gzd6 + Gzd7;

format long g
[num,den] = tfdata(Gzd, 'v');

b2 = num(1)
b1 = num(2)
b0 = num(3)
a1 = den(2)
a0 = den(3)

[num,den] = tfdata(Gzd1, 'v');

b21 = num(1)
b11 = num(2)
b01 = num(3)
a11 = den(2)
a01 = den(3)

[num,den] = tfdata(Gzd2, 'v');
```

```
b22 = num(1)
b12 = num(2)
b02 = num(3)
a12 = den(2)
a02 = den(3)
```

```
[num,den] = tfdata(Gzd3, 'v');
```

```
b23 = num(1);
b13 = num(2);
b03 = num(3);
a13 = den(2);
a03 = den(3);
```

```
[num,den] = tfdata(Gzd4, 'v');
```

```
b24 = num(1);
b14 = num(2);
b04 = num(3);
a14 = den(2);
a04 = den(3);
```

```
[num,den] = tfdata(Gzd5, 'v');
```

```
b25 = num(1);
b15 = num(2);
b05 = num(3);
a15 = den(2);
a05 = den(3);
```

```
[num,den] = tfdata(Gzd6, 'v');
```

```
b26 = num(1);
b16 = num(2);
b06 = num(3);
a16 = den(2);
a06 = den(3);
```

```
[num,den] = tfdata(Gzd7, 'v');
```

```
b27 = num(1);
b17 = num(2);
b07 = num(3);
a17 = den(2);
a07 = den(3);
```

```
[num,den] = tfdata(Gzd9, 'v');
```

```
b29 = num(1);
b19 = num(2);
b09 = num(3);
a19 = den(2);
a09 = den(3);
```

```
[num,den] = tfdata(Gzd11, 'v');
```

```
b211 = num(1);
b111 = num(2);
b011 = num(3);
a111 = den(2);
a011 = den(3);
```

```
[num,den] = tfdata(Gzd13,'v');
```

```
b213 = num(1);  
b113 = num(2);  
b013 = num(3);  
a113 = den(2);  
a013 = den(3);
```

```
b2 =
```

```
0.0590962774418646
```

```
b1 =
```

```
-0.882199359860916
```

```
b0 =
```

```
6.14573785796036
```

```
a1 =
```

```
-14.9991157291512
```

```
a0 =
```

```
104.988504775727
```

```
b21 =
```

```
0.000399999368319649
```

```
b11 =
```

```
0
```

```
b01 =
```

```
-0.000399999368319649
```

```
a11 =
```

```
-1.99999368332983
```

```
a01 =
```

```
0.99999999866667
```

```
b22 =
```

```
7.99994946741133e-06
```

```
b12 =
```


0

b02 =

 $-7.99994946741133e-06$

a12 =

 -1.999974733839

a02 =

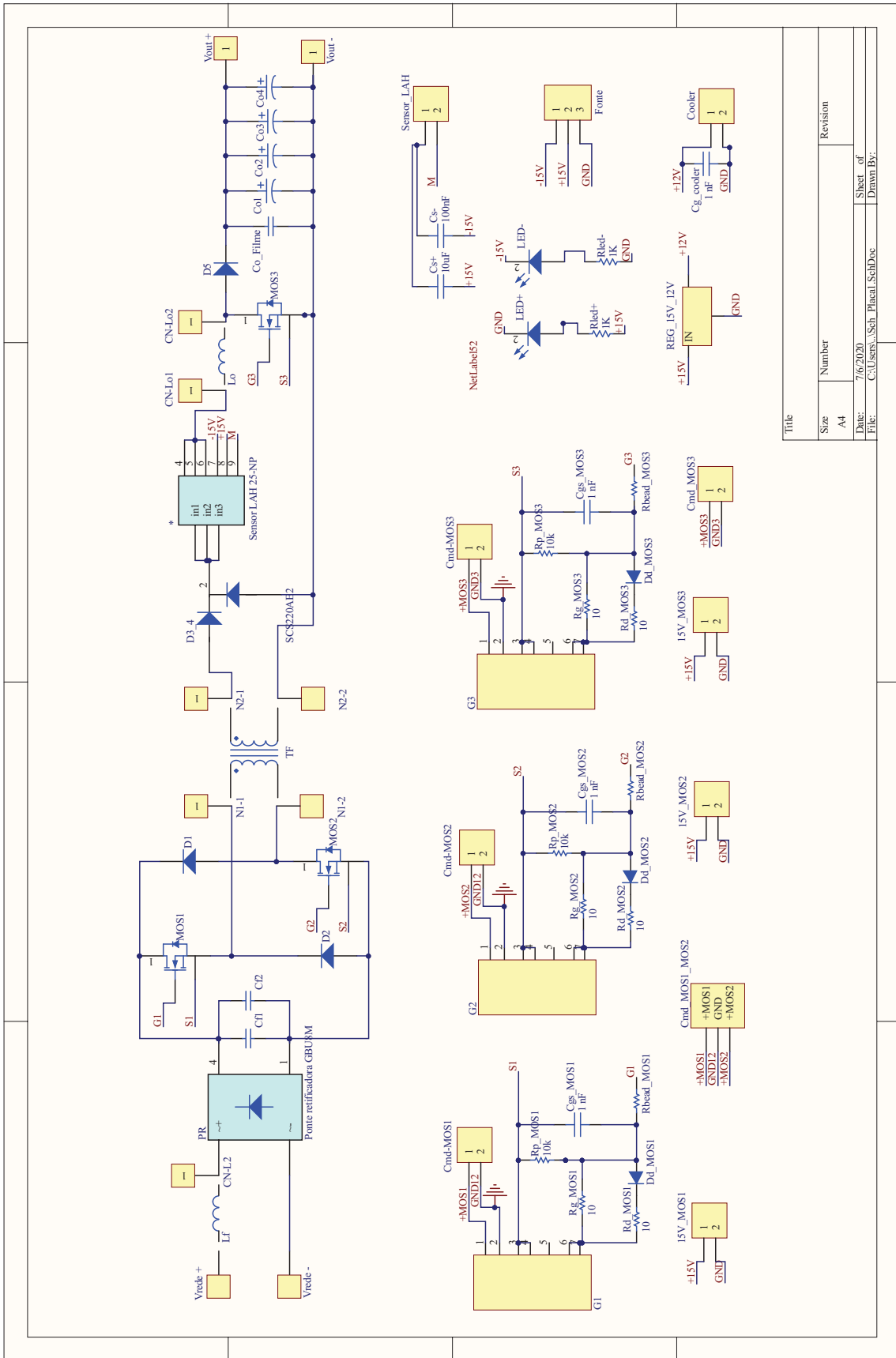
 0.99999999866667

Published with MATLAB® R2020b

Anexos

ANEXO A

ESQUEMÁTICO E LAYOUT DA PLACA DE
POTÊNCIA



Title		Revision	
Size	A4	Number	
Date:	7/6/2020	Sheet of	
File:	C:\Users\...Sch\Plata_Sch.Dwg	Drawn By:	

