



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOÃO VICTOR TEIXEIRA ALVES

**CONVERSOR CC-CC *FULL-BRIDGE* ISOLADO COM ARQUITETURA DE
BRAÇOS EM PARALELO E MODULAÇÃO PWM INTERCALADA PARA
INTERFACE COM ELETROLISADORES NA PRODUÇÃO DE HIDROGÊNIO
VERDE (H₂V)**

FORTALEZA

2026

JOÃO VICTOR TEIXEIRA ALVES

CONVERSOR CC-CC *FULL-BRIDGE* ISOLADO COM ARQUITETURA DE BRAÇOS
EM PARALELO E MODULAÇÃO PWM INTERCALADA PARA INTERFACE COM
ELETROLISADORES NA PRODUÇÃO DE HIDROGÊNIO VERDE (H₂V)

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de potência.

Orientador: Prof. Dr. Menaouar Berrehil El Kattel.

Coorientador: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça.

FORTALEZA

2026

JOÃO VICTOR TEIXEIRA ALVES

CONVERSOR CC-CC *FULL-BRIDGE* ISOLADO COM ARQUITETURA DE BRAÇOS
EM PARALELO E MODULAÇÃO PWM INTERCALADA PARA INTERFACE COM
ELETROLISADORES NA PRODUÇÃO DE HIDROGÊNIO VERDE (H₂V)

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de potência.

Aprovada em: 06/04/2026.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Menaouar Berrehil El Kattel (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

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

Prof^a. Dra. Samanta Gadelha Barbosa
Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA)

Prof. Dr. José Willamy Medeiros de Araújo
Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

Prof. Dr. Dalton, de Araújo Honório
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A minha mãe, Marcilene.

AGRADECIMENTOS

À minha mãe, Marcilene, por todo o apoio e ensinamento durante todo o meu processo estudantil.

À minha namorada, Jessyca, por todo o incentivo e paciência durante o período do mestrado.

Aos meus orientadores, Prof. Dr. Menaouar Beherril El Kattel e Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça, por todos os ensinamentos desde o primeiro dia de mestrado até os últimos momentos na bancada de testes.

A todos os professores que fizeram parte da minha formação e me ajudaram a alcançar o título de Mestre. São eles: Profa. Dra. Laurinda Lúcia, Prof. Dr. Ricardo Thé, Prof. Dr. Fernando Antunes, Prof. Dr. Menaouar Beherril El Kattel e Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça. Um agradecimento especial ao Prof. Dr. William Barcellos, que se fez presente na minha vida desde a graduação.

Aos professores participantes da banca examinadora, Profa. Dra. Samanta Gadelha, Prof. Dr. Dalton Honório e Prof. Dr. Willamy Medeiros, pelo tempo, pelas valiosas colaborações e sugestões.

Aos colegas do GPEC, por me receberem bem durante esses dois anos, pelos ensinamentos e auxílio na bancada e nos testes.

Aos amigos que a UFC me deu desde a graduação: Cícero Oberlando, Diego Feitosa, Arthur Tomé, Carol Dantas, e em especial ao Gabryel Alves, que trilhou o mesmo caminho comigo nesse mestrado.

À Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico (FUNCAP) pelo apoio financeiro, por meio da concessão da bolsa de mestrado, fundamental para a dedicação exclusiva e o desenvolvimento desta pesquisa.

“O sonho de um homem não tem fim”
(EICHIRO ODA).

RESUMO

O *hidrogênio verde* (H_2V) tem se destacado como uma solução promissora para a transição energética, exigindo conversores de potência capazes de atender aos rigorosos requisitos elétricos dos eletrolisadores, como alta eficiência e baixa ondulação de corrente. Este trabalho propõe e valida experimentalmente um conversor CC-CC isolado do tipo *Full-Bridge*, estruturado com braços em paralelo e modulação PWM intercalada, visando à melhoria da distribuição de corrente entre os semicondutores e à redução da ondulação na corrente de saída. A modelagem teórica do conversor foi realizada por meio de análises qualitativas e quantitativas, permitindo o desenvolvimento do projeto do sistema. Os resultados experimentais demonstraram que o conversor opera em modo de condução contínuo, apresentando baixa ondulação de corrente e uma distribuição equilibrada, na qual os interruptores operam com no máximo um quarto da corrente de entrada. O sistema foi avaliado para diferentes condições de operação, com tensões de entrada na faixa de 350 V a 450 V e tensões de saída entre 250 V e 300 V. Além disso, foi obtida eficiência superior a 96% na faixa de potência entre 3 kW e 8 kW. Dessa forma, a topologia proposta se apresenta como uma alternativa viável e de alto rendimento na faixa de potência avaliada, evidenciando seu forte potencial para futura integração em sistemas de produção de hidrogênio verde.

Palavras-chave: Conversor CC-CC; integração com energias renováveis; acionamento de eletrolisadores; baixa ondulação de corrente.

ABSTRACT

Green Hydrogen (GH₂) has emerged as a promising solution for the energy transition, requiring power converters capable of meeting the stringent electrical requirements of electrolyzers, such as high efficiency and low current *ripple*. This work proposes and experimentally validates an isolated *Full-Bridge* DC-DC converter, structured with parallel arms and interleaved PWM, aiming to improve current sharing among the semiconductors and reduce the output current *ripple*. The theoretical modeling of the converter is performed through qualitative and quantitative analyses, enabling the development of the system design. The experimental results demonstrated that the converter operates in continuous conduction mode (CCM), exhibiting low current *ripple* and a balanced distribution, wherein the switches operate with a maximum of one-quarter of the input current. The system is evaluated under various operating conditions, with input voltages ranging from 350 V to 450 V and output voltages between 250 V and 300 V. Furthermore, an efficiency higher than 96% is achieved in the power over a power range from 3 kW to 8 kW. Thus, the proposed topology stands as a viable and high-performance alternative within the evaluated power range, highlighting its strong potential for future integration into green hydrogen production systems.

Keywords: DC-DC converter; renewable energy integration; electrolyzer supply; low current *ripple*.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Demanda de hidrogênio por setor e região entre 2020 e 2025.....	21
Figura 2 – Produção de hidrogênio com baixas emissões por tecnologia, região e status em 2030.	22
Figura 3 – Diagrama esquemático de eletrizadores de água alimentados por energias renováveis.....	26
Figura 4 – Representação esquemática de um conversor AFE com um estágio CC-CA e um estágio CC-CC.....	29
Figura 5 – (a) Topologia proposta por Sousa et al. (2025) e (b) topologia proposta por Sousa et al. (2025) com um estágio PPP.	30
Figura 6 – Conversor proposto por Zong et al. (2023) com dois estágios baseado no DCX. ..	31
Figura 7 – Conversor CC-CC com múltiplas portas proposto por Elbakly et al. (2025).	32
Figura 8 – Topologia de um conversor de potência CC-CC para acionamento de eletrolisadores. (a) Conexão paralela tradicional (b) Conversor PPP proposto por Fu et al. (2023).	33
Figura 9 – Conversor LCL SRC com filtro de saída capacitivo.....	35
Figura 10 – Conversor CC-CC isolado proposto por Bui et al. (2023).	36
Figura 11 – PSFB proposto por Rospirski et al. (2023).	37
Figura 12 – Configuração <i>multiphase interleaved</i> com n estágios em paralelo.....	38
Figura 13 – Conversor proposto por El Kattel et al. (2025) com arquitetura escalável e múltiplos estágios.	39
Figura 14 – Conversor CC-CC <i>Full-Bridge</i> isolado com arquitetura de braços em paralelo e modulação PWM intercalada.....	42
Figura 15 – Aplicação do conversor proposto.....	43
Figura 16 – Acionamento dos interruptores.	44
Figura 17 – Primeira etapa de operação no MCC.	45
Figura 18 – Segunda etapa de operação no MCC.	46
Figura 19 – Terceira etapa de operação no MCC.	47
Figura 20 – Quinta etapa de operação no MCC.	47
Figura 21 – Sétima etapa de operação no MCC.	48
Figura 22 – Formas de onda ideais no MCC.	49
Figura 23 – Ganho estático do conversor no MCC.	53
Figura 24 – Primeira etapa de operação no MCD.	55
Figura 25 – Segunda etapa de operação no MCD.	55

Figura 26 – Terceira etapa de operação no MCD.	56
Figura 27 – Formas de onda ideais no MCD.	57
Figura 28 – Ganho estático do conversor no MCD.	59
Figura 29 – Ganho estático do conversor no MCCr.	60
Figura 30 – Característica estática de saída do conversor.	61
Figura 31 – Formas de onda idealizadas no transformador: (a) tensão instantânea no primário; (b) excursão do fluxo magnético no primário; (c) tensão magnetizante; e (d) excursão do fluxo magnético em um elemento magnético.	69
Figura 32 – Ábaco de seleção de núcleos toroidais Kool M μ ® em função do produto LI^2	76
Figura 33 – Indutor L_1 projetado com 69 espiras e 84 condutores AWG26 em paralelo.	81
Figura 34 – (a) Perdas no núcleo em função da temperatura; (b) perdas no núcleo em função da densidade de fluxo magnético para o material TSF-7070, do fabricante TSC Ferrite International.	85
Figura 35 – Densidade de fluxo magnético de saturação em função da temperatura para o material TSF-7070, sob campo magnetizante constante de 15 Oe.	85
Figura 36 – Desenho técnico do núcleo 80-38-20, fabricado em material TSF 7070 pela TSC.	86
Figura 37 – Transformador projetado com 12 espiras e 25 condutores 22AWG em paralelo, no primário e secundário.	91
Figura 38 – Perdas no núcleo volumétricas (mW/cm^3) em função da temperatura ($^{\circ}C$) para diferentes materiais magnéticos da série TSF.	92
Figura 39 – Distribuição das perdas do conversor.	98
Figura 40 – Circuito de simulação do conversor proposto.	99
Figura 41 – Circuito de comutação do conversor proposto.	99
Figura 42 – Ondas de tensão e corrente no indutor L_1	100
Figura 43 – Ondas de tensão e corrente no interruptor S_1	101
Figura 44 – Ondas de tensão e corrente no diodo D_1	102
Figura 45 – Ondas de tensão e corrente no capacitor C_{el}	103
Figura 46 – Ondas de tensão e corrente no transformador.	103
Figura 47 – Ondas de tensão e corrente na fonte e no eletrolisador.	104
Figura 48 – (a) Protótipo do conversor e (b) <i>Setup</i> de medição para obtenção das formas de onda do conversor.	105
Figura 49 – Formas de onda experimentais: (Canal 1) tensão no indutor e (Canal 3) corrente no indutor.	107

Figura 50 – Formas de onda experimentais: (Canal 3) corrente em S_1 e Q_4 ; (Canal 4) corrente em S_3 e Q_2	108
Figura 51 – Formas de onda experimentais: (Canal 1) tensão em S_1 ; (Canal 2) tensão em S_3	108
Figura 52 – Formas de onda experimentais: (Canal 1) tensão em D_1 ; (Canal 2) tensão em D_2 ; (Canal 3) corrente em D_1 ; (Canal 4) corrente em D_2	109
Figura 53 – Formas de onda experimentais: (Canal 1) tensão no enrolamento primário (L_p); (Canal 2) tensão no enrolamento secundário (L_s); (Canal 3) corrente no enrolamento primário (L_p); (Canal 4) corrente no enrolamento secundário (L_s).	110
Figura 54 – Formas de onda experimentais: (Canal 1) tensão no capacitor C_{el} ; (Canal 4) corrente no capacitor C_{el}	111
Figura 55 – Formas de onda experimentais: (Canal 1) tensão no eletrolisador; (Canal 2) corrente no eletrolisador; (Canal 3) tensão na fonte de alimentação; (Canal 4) corrente na fonte de alimentação.	112
Figura 56 – Curva experimental de eficiência em função da potência fornecida ao eletrolisador.	113

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações de projeto do conversor.	73
Tabela 2 – Especificações do núcleo do indutor L_1	76
Tabela 3 – Especificações elétricas do condutor 26AWG, conforme dados do fabricante Cordial GmbH.	78
Tabela 4 – Parâmetros empíricos do núcleo Kool M μ 0077102A7.	82
Tabela 5 – Especificações do núcleo 80-38-20, fabricado em material TSF 7070 pela TSC... ..	86
Tabela 6 – Especificações do condutor 22AWG.	88
Tabela 7 – Especificações do capacitor modelo MKP1848C62580JP da fabricante Vishay Roederstein.	93
Tabela 8 – Parâmetros do MOSFET CCS020M12CM de carbeto de silício (SiC) da Wolfspeed.	94
Tabela 9 – Parâmetros do diodo Shottky GD30MPS12H de carbeto de silício (SiC) da GeneSiC.	96
Tabela 10 – Constantes fornecidas pelo fabricante GeneSiC e temperatura de junção adotada (75°C).	97
Tabela 11 – Especificações do conversor proposto.	100
Tabela 12 – Validação do indutor L_1	100
Tabela 13 – Validação do interruptor S_1	101
Tabela 14 – Validação do diodo D_1	102
Tabela 15 – Validação do capacitor C_{el}	103
Tabela 16 – Validação do transformador.	104
Tabela 17 – Validação do conversor proposto.	104
Tabela 18 – Especificações do protótipo.	106

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A	Âmpere
AFE	<i>Active Front-End</i>
AIE	Agência Internacional de Energia
AWE	<i>Alcaline Water Electrolysis</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente alternada
CC	<i>Corrente contínua</i>
CCM	<i>Continuous conduction mode</i>
cm	Centímetros
cri	Crítico
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DCX	<i>Direct Current Transformer</i>
DPS	<i>Dual Phase Shift</i>
EA	Eletrólise de água/Eletrolisadores de água
ef	Eficaz
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
F	Faraday
FB	<i>Full-Bridge</i>
FER	Fontes de energias renováveis
G	Ganho
g	Gramas
GH	<i>Green Hydrogen</i>
H	Henry
H ₂ V	Hidrogênio verde
Hz	Hertz
IBC	<i>Interleaved Buck Converter</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
m	Metros
MCC	Modo de condução contínuo
MCCr	Modo de condução crítico
MCD	Modo de condução descontinuo

med	Médio
mm	Milímetros
MMFT	<i>Monolithic Medium-Frequency Transformers</i>
Mt	Milhões de toneladas
MTL	<i>Mean Turn Length</i>
P2H	<i>Power to Hydrogen</i>
PEM	<i>Proton Exchange Membrane</i>
PPC	<i>Partial Power Converter</i>
PPP	Processamento parcial de potência
PSFB	<i>Phase Shift Full-Bridge</i>
PSS	<i>Power Supply System</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SOEC	<i>Solid Oxide Electrolysis Cell</i>
SRC	<i>Series Resonant Converter</i>
T	Tesla
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
V	Volts
W	Watts
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i>
ZVT	<i>Zero-Voltage Transition</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Área
E	Campo elétrico
C	Capacitor
l	Comprimento
k	Constante
α	Constante
I	Corrente
ρ	Densidade
β	Densidade de fluxo magnético
B	Densidade de fluxo magnético
d	Derivada
D _n	Diodos
\$	Dólar
η	Eficiência
F _{ocup}	Fator de ocupação
Φ	Fluxo magnético
f _s	Frequência de chaveamento
L	Indutor
S _n	Interruptores
Q _n	Interruptores
H ₂ O	Molécula de água
SiC	Molécula de carbeto de silício
H ₂	Molécula de hidrogênio
O ₂	Molécula de oxigênio
N _{cond}	Número de condutores
N _{esp}	Número de espiras
Ω	Ôhms
T _s	Periodo de chaveamento
μ	Permeabilidade
%	Porcentagem
P	Potência

p	Primário
δ	Profundidade de penetração
D	Razão Cíclica
n_T	Relação de transformação
R	Resistência
S	Seção transversal
s	Secundário
t	Tempo
V	Tensão
Tr	Transformador
Δ	Variação

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	21
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	26
2.1 Conversores de potência aplicados na produção de H_2V	26
2.2 Conversores CA-CC de alta potência aplicados na produção de H_2V em nível industrial	27
2.3 Conversores CC-CC para acionamento de eletrolisadores	29
2.4 Conversor CC-CC <i>Full-Bridge</i> isolado com arquitetura de braços em paralelo e modulação PWM intercalada.	41
2.5 Considerações finais	43
3 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR.....	44
3.1 Análise do Conversor no Modo de condução contínuo (MCC).	44
3.1.1 <i>Análise Qualitativa do Conversor no MCC</i>	45
3.1.2 <i>Análise Quantitativa do Conversor no MCC</i>	50
3.2 Análise do conversor no modo de condução descontínuo (MCD)	54
3.2.1 <i>Análise Qualitativa do Conversor no MCD</i>	54
3.2.2 <i>Análise Quantitativa do Conversor no MCD</i>	56
3.3 Análise do conversor no modo de condução crítico (MCCr).....	58
3.4 Característica estática da saída do conversor	61
3.5 Considerações finais	62
4 ANÁLISE DOS ESFOÇOS ELÉTRICOS NO CONVERSOR.....	63
4.1 Esforços de tensão e da corrente nos diodos.	63
4.2 Esforços de tensão e da corrente nos interruptores.....	64
4.3 Esforços de corrente no indutor e capacitor.....	65
4.4 Análise teórica do dimensionamento do transformador	66
4.4.1 <i>Determinação das tensões e correntes eficazes nos enrolamentos do transformador.</i> 66	
4.4.2 <i>Obtenção da potência aparente nos enrolamentos primário e secundário</i>	67
4.4.3 <i>Determinação do produto das áreas</i>	68
4.4.3.1 <i>Tensão Magnetizante</i>	68
4.4.3.2 <i>Excursão do fluxo magnético</i>	69
4.4.3.3 <i>Área efetiva do núcleo</i>	71
4.4.3.4 <i>Área da janela</i>	71
4.5 Considerações finais	72

5 PROJETO DO CONVERSOR.....	73
5.1 Projeto do Indutor L_1	74
<i>5.1.1 Determinação do produto LF^2.....</i>	<i>75</i>
<i>5.1.2 Número de espiras do indutor L_1</i>	<i>75</i>
<i>5.1.3 Seleção do condutor de cobre para o indutor L_1</i>	<i>76</i>
<i>5.1.4 Profundidade de penetração da corrente (efeito skin)</i>	<i>77</i>
<i>5.1.5 Escolha do número de fios em paralelo para o indutor L_1</i>	<i>78</i>
<i>5.1.6 Fator de ocupação pelo enrolamento do indutor L_1</i>	<i>78</i>
<i>5.1.7 Comprimento total do enrolamento do indutor L_1</i>	<i>79</i>
<i>5.1.2 Perdas no indutor</i>	<i>80</i>
5.2 Projeto do Transformador Tr	83
<i>5.2.1 Relação de transformação e densidade máxima de corrente.....</i>	<i>84</i>
<i>5.2.2 Máxima excursão do fluxo magnético.....</i>	<i>84</i>
<i>5.2.3 Escolha do núcleo.....</i>	<i>84</i>
<i>5.2.4 Número de espiras</i>	<i>86</i>
<i>5.2.5 Dimensionamento dos condutores dos enrolamentos do transformador</i>	<i>87</i>
<i>5.2.6 Fator de ocupação do transformador</i>	<i>89</i>
<i>5.2.7 Comprimento total dos enrolamentos do transformador</i>	<i>90</i>
<i>5.2.8 Perdas no transformador.....</i>	<i>90</i>
5.3 Projeto do capacitor	92
<i>5.3.1 Corrente eficaz, capacitância e tensão no capacitor C_{el}</i>	<i>92</i>
<i>5.3.2 Perdas no capacitor C_{el}.....</i>	<i>93</i>
5.4 Projeto dos interruptores S e Q	93
<i>5.4.1 Corrente e tensão nos interruptores.....</i>	<i>94</i>
<i>5.4.2 Perdas nos interruptores</i>	<i>94</i>
5.5 Projeto dos diodos.....	95
<i>5.5.1 Corrente e tensão nos diodos.....</i>	<i>95</i>
<i>5.5.2 Perdas nos diodos</i>	<i>96</i>
5.6 Eficiência teórica do conversor	97
5.7 Considerações finais	98
6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	99
6.1 Resultados de simulação	99
6.2 Resultados experimentais	104
<i>6.2.1 Aparato experimental</i>	<i>105</i>

<i>6.2.2 Formas de onda experimentais da tensão e da corrente no indutor L_1.....</i>	<i>106</i>
<i>6.2.3 Formas de onda experimentais da tensão e da corrente nos interruptores S e Q.....</i>	<i>107</i>
<i>6.2.4 Formas de onda experimentais da tensão e da corrente nos diodos</i>	<i>109</i>
<i>6.2.5 Formas de onda experimentais da tensão e da corrente no transformador.....</i>	<i>109</i>
<i>6.2.6. Formas de onda experimentais da tensão e da corrente no capacitor C_{el}.....</i>	<i>110</i>
<i>6.2.7 Formas de onda experimentais da tensão e da corrente na fonte e no eletrolisador.</i>	<i>111</i>
<i>6.2.8 Eficiência experimental do conversor.....</i>	<i>112</i>
<i>6.3 Considerações finais.....</i>	<i>113</i>
7 CONCLUSÃO.....	115
REFERÊNCIAS	118

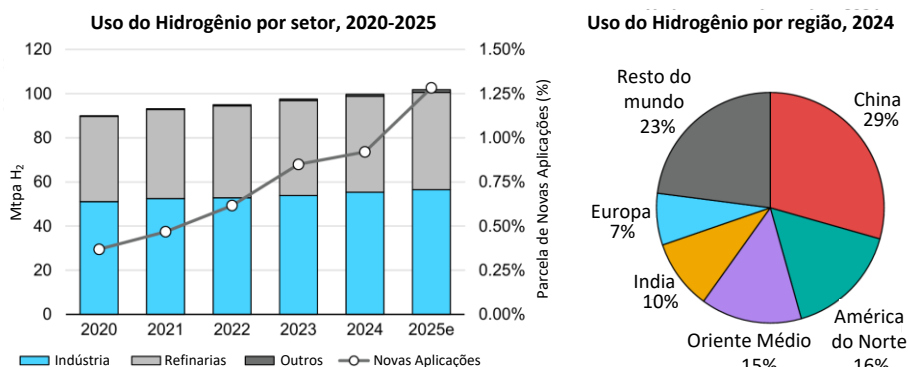
1 INTRODUÇÃO

A transição energética global impõe a necessidade de desenvolver vetores energéticos limpos e escaláveis em direção a um futuro de zero emissões de carbono. Dentre as diversas alternativas, o hidrogênio verde (H₂V), produzido a partir de fontes renováveis surge como uma solução promissora para descarbonizar setores de difícil mitigação, ao mesmo tempo que oferece uma forma eficiente de armazenamento de energia em larga escala (Abdulaal et al., 2025).

Contudo, a concretização de uma economia baseada no H₂V necessita de viabilidade econômica do processo de produção em massa. Esta viabilidade depende da eficiência e longevidade dos eletrolisadores de água (EAs), que dependem diretamente da qualidade da energia fornecida (Bade et al., 2024). Portanto, o desenvolvimento de conversores de potência de alta eficiência, capazes de manter a qualidade da energia fornecida aos EAs se torna uma via tecnológica com potencial de acelerar a expansão do H₂V no cenário energético mundial.

Segundo a Agência Internacional de Energia (AIE) (2025) a demanda global de hidrogênio foi de quase 100 milhões de toneladas (Mt) em 2024, como é apresentado na Figura 1. É possível observar que a demanda de hidrogênio entre 2020 até o previsto para 2025, é predominantemente para refinarias e indústrias de produção de amônia, metanol e aço (AIE, 2025). Dentro os países com maiores demandas, a China lidera com mais de um quarto da demanda total, aproximadamente 29 Mt. Segundo a AIE (2025), houve um crescimento na demanda de hidrogênio por novas aplicações, como biocombustíveis, mobilidade, armazenamento de energia e combustíveis sintéticos, porém se mantém abaixo de 1% da demanda total.

Figura 1 – Demanda de hidrogênio por setor e região entre 2020 e 2025.

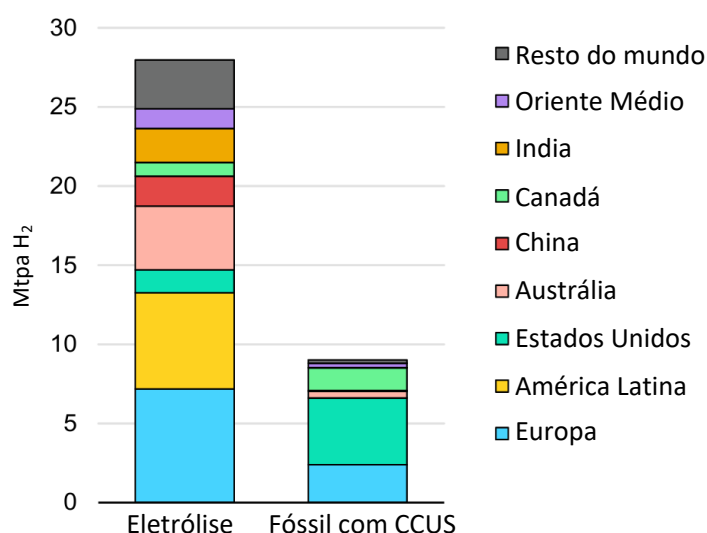


Fonte: Adaptado de AIE (2025).

Seguindo o aumento da demanda, a produção de hidrogênio também alcançou a marca de 100 Mt em 2024, na qual, menos de 1% foram derivados de tecnologias com baixas emissões (AIE, 2025). Panchenko et. al. (2023) mostram que em 2023, mais de 95% do hidrogênio produzido foram a base da reforma do metano e gaseificação do carvão, os quais produzem os chamados hidrogênio cinza e marrom, respectivamente.

No ponto de vista da produção de hidrogênio com baixas emissões, tem-se o hidrogênio verde e azul. A produção dessas variantes em 2024 foi de 0,8 Mt, representando menos de 1% da produção total, mas existe uma expectativa de se produzir anualmente 37 Mt até 2030 (AIE, 2025). As perspectivas para produção de hidrogênio com baixas emissões em 2030 estão apresentadas na Figura 2.

Figura 2 – Produção de hidrogênio com baixas emissões por tecnologia, região e status em 2030.



Fonte: Adaptado de AIE (2025).

É válido ressaltar que o custo de produção do H₂V é atualmente 3 a 6 vezes maior que o hidrogênio cinza/marrom, no entanto, Panchenko et. al. (2023) reforçam que esse custo de produção está em uma tendência de queda acentuada, e que há expectativa que o custo caia para menos de \$2/kg até 2030, tornando-o competitivo com o hidrogênio fóssil em regiões com alto potencial renovável. Apesar da produção de hidrogênio com baixas emissões ser pequena, projeta-se um crescimento acentuado até 2030, com o H₂V sendo o foco principal em diversas regiões.

A principal via para produção de H₂V é a eletrolise da água (EA) alimentada exclusivamente por fontes de energias renováveis (FER). Visto isso, o H₂V se torna um pilar fundamental na transição energética global, atuando como vetor de energia limpa e como

solução promissora para os desafios de estabilidade enfrentados por redes elétricas baseadas em FERs (Ashraf, Mae e Matsuhashi, 2025). Sua produção por EA permite o armazenamento de energia em momentos de excedente e sua liberação durante períodos de alta demanda ou baixa disponibilidade (El Kattel et al., 2024). Esse mecanismo atenua a intermitência característica das FERs, contribuindo para a descarbonização de setores de difícil eletrificação, como a indústria pesada e o transporte de longa distância (Pellitteri et al., 2023).

Lei et al. (2024) mostram que, internacionalmente, essa tecnologia é reconhecida como estratégica para garantir segurança energética, reduzir emissões de carbono e fomentar o crescimento econômico, devido sua alta densidade energética, associada à flexibilidade no armazenamento e transporte, que a torna adaptável a uma ampla gama de aplicações.

Como mencionado anteriormente, a principal via tecnológica para produção de H_2V é a eletrólise da água, processo no qual a energia elétrica é utilizada para quebrar a molécula de água (H_2O) em hidrogênio (H_2) e oxigênio (O_2). Os principais sistemas de EA são: Eletrólise Alcalina da Água (*Alkaline Water Electrolysis* - AWE), Eletrólise por Membrana de Prótons (*Proton Exchange Membrane* - PEM) e Eletrólise de Óxido Sólido (*Solid Oxide Electrolysis Cell* - SOEC) (El Kattel et al., 2024).

Dentre esses sistemas anteriormente listados, El Kattel et al. (2024) reforçam que os eletrolisadores PEM são ideais para operação direta com as FERs, visto sua alta densidade de potência e rápida resposta dinâmica. No entanto, essa tecnologia demanda uma fonte de corrente contínua (CC) com baixa ondulação (*ripple*) de corrente e tensão constante, assim como sua durabilidade está diretamente relacionada a qualidade da energia elétrica fornecida (Hassan et al., 2024).

A produção eficiente de hidrogênio verde (H_2V) por meio de sistemas de eletrólise da água apresenta uma forte dependência de conversores de potência de alto desempenho. Tais sistemas exigem soluções avançadas de eletrônica de potência, capazes de operar com elevada eficiência energética, ampla faixa de regulação de tensão e, criticamente, mínima ondulação (*ripple*) de corrente (Davari et al., 2024; Sánchez et al., 2024). Parache et al. (2022) argumentam que o fornecimento de uma corrente com elevado *ripple* à célula eletrolítica acelera a degradação das membranas e dos catalisadores, o que reduz a eficiência de Faraday e a vida útil do equipamento. Portanto, a busca por uma topologia que integre alta densidade de potência, mitigação da ondulação de corrente e alta eficiência de conversão justifica o desenvolvimento desta pesquisa.

Na literatura, os conversores CC-CC não isolados são frequentemente explorados em aplicações de baixa a média potência devido à sua simplicidade e relação custo-benefício

(Lei et al., 2024). Destacam-se também os conversores de processamento parcial de potência (Palma, 2024; Sousa et al., 2025), capazes de processar apenas uma fração da energia total para otimizar a eficiência. Contudo, em aplicações de eletrólise de alta potência, estas estruturas apresentam limitações. A ausência de isolamento galvânica expõe o eletrolisador a surtos transitórios e falhas provenientes da rede primária. Ademais, a dificuldade estrutural em alcançar elevados ganhos de tensão *step-down* força a operação em ciclos de trabalho extremos, o que degrada o rendimento térmico do sistema.

Para compatibilizar barramentos industriais de alta tensão com as baixas tensões operacionais do eletrolisador e atender aos rigorosos requisitos de segurança, os conversores CC-CC isolados tornam-se indispensáveis. Topologias como *Full-Bridge* (FB), *Push-Pull*, *Dual Active Bridge* (DAB) e conversores ressonantes utilizam transformadores de alta frequência para garantir a proteção galvânica e ampliar a faixa de regulação (Cao e Wallmeier, 2023; Rospirski et al., 2023). Apesar da alta eficiência alcançada com técnicas de comutação suave, as estruturas isoladas convencionais de braço único enfrentam desafios de escalabilidade. Em regimes com altas correntes, exigidos pela eletrólise industrial, estas topologias concentram o esforço térmico em poucos semicondutores e demandam filtros capacitivos e magnéticos excessivamente volumosos na saída (Gautam e Bhat, 2013; Bui et al., 2023).

Neste contexto, o presente trabalho propõe e analisa um conversor CC-CC *Full-Bridge* isolado com braços em paralelo e modulação PWM intercalada, desenvolvido especificamente para o acionamento eficiente de eletrolisadores. Esta topologia deriva de uma estrutura *Full-Bridge* intercalada bidirecional investigada por El Kattel et al. (2024). Contudo, ao adequar a arquitetura exclusivamente para o fluxo unidirecional de potência (característico da eletrólise), elimina-se o excesso de componentes ativos e a complexidade de controle inerentes aos sistemas bidirecionais, otimizando o custo e a confiabilidade.

A estrutura proposta foi concebida para atender aos rigorosos requisitos elétricos das células PEM, são eles, a conversão com alto ganho de tensão *step-down*, fornecimento de alta densidade de corrente contínua, redução do *ripple* de corrente e alta eficiência de conversão. Além de proporcionar isolamento galvânico seguro, a topologia destaca-se pela distribuição física do estresse térmico entre os semicondutores paralelos e pela redução no volume dos elementos passivos, posicionando-se como uma solução tecnológica robusta para plantas de produção de hidrogênio verde alimentadas por fontes renováveis. A presente dissertação está organizada em sete capítulos, seguindo uma ordem lógica desde a contextualização teórica até a validação experimental do conversor proposto.

O Capítulo 1 trouxe uma breve introdução sobre a necessidade dos conversores de

potência na produção de H_2V .

O Capítulo 2 fornece informações detalhadas sobre o estado da arte das topologias de conversores de potência CC-CC utilizados para produção de H_2V .

O Capítulo 3 é focado no desenvolvimento teórico da topologia, apresentando uma análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto, mostrando suas etapas de operação e a formulação do ganho estático nos modos de condução contínuo, descontínuo e crítico.

O Capítulo 4 apresenta a formulação das expressões matemáticas para os esforços elétricos nos componentes semicondutores e passivos.

O Capítulo 5 detalha o projeto do conversor, onde são apresentados os cálculos de dimensionamento de todos os componentes do conversor, assim como sua eficiência teórica.

O Capítulo 6 traz os resultados de simulação e experimentais. Esta seção demonstra a validação da topologia para acionamento de EAs, comprovando o desempenho em termos de eficiência, densidade de potência e *ripple* de corrente.

Por fim, o Capítulo 7 apresenta as conclusões do trabalho, resume as contribuições alcançadas e propõe possíveis caminhos a serem estudados futuramente.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

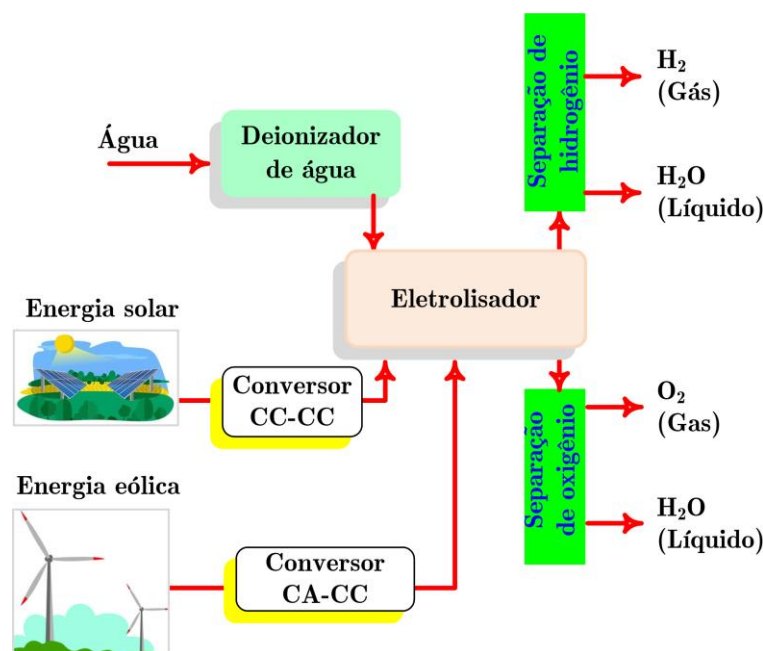
Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica sobre o estado da arte dos conversores de potência utilizados para acionamento de EAs.

2.1 Conversores de potência aplicados na produção de H₂V

A integração de fontes de energia renováveis com os processos de eletrólise da água depende criticamente do Sistema de Alimentação de Energia (*Power Supply System* – PSS) (Lei et al., 2024). O PSS atua como a interface física entre a energia elétrica (proveniente da rede ou de fontes intermitentes) e a energia química no eletrolisador.

Para produção de H₂V, a energia utilizada no processo deve ser inteiramente proveniente de FERs, a Figura 3 apresenta um diagrama da produção de H₂V, utilizando um eletrolisador PEM alimentado por energia solar e eólica.

Figura 3 – Diagrama esquemático de eletrizadores de água alimentados por energias renováveis.



Fonte: Adaptado de El Kattel et al. (2024).

Conforme analisado por Lei et al. (2024), embora a topologia de estágio único CA-CC ainda seja a mais utilizada industrialmente, há uma demanda crescente por arquiteturas mais sofisticadas para atender aos requisitos de futuras redes integradas. Adicionalmente, de acordo com Hassan et al. (2024), o estágio de condicionamento de potência é fundamental não apenas para adequar a energia, mas também para garantir a regulação precisa da tensão, proteção contra surtos e ajustes rápidos da potência de saída em resposta às flutuações das fontes renováveis.

Do ponto de vista elétrico, o eletrolisador opera como uma carga de baixa tensão e

altíssima corrente contínua (El Kattel et al., 2024). Hassan et al. (2024) destacam que as demandas de instalações industriais exigem estabilidade em barramentos CC que variam de 640 V a mais de 1 kV, processando correntes massivas na faixa de 1 a 10 kA, e alcançando potências de até 10 MW. Lidar com essas magnitudes impõe desafios severos aos conversores, tais como o estresse extremo de tensão e corrente sobre os semicondutores, a necessidade de um gerenciamento térmico eficiente para evitar falhas por superaquecimento e a mitigação de interferências eletromagnéticas (EMI) geradas pelo chaveamento em alta frequência (Hassan et al., 2024).

De acordo com El Kattel et al. (2024), os conversores destinados a essa aplicação devem apresentar alta eficiência energética, elevada densidade de potência, alto ganho de tensão CC e alta confiabilidade operacional. É importante enfatizar que a qualidade da energia CC entregue é um fator determinante para a integridade do eletrolisador, cuja taxa de produção de hidrogênio é diretamente proporcional à corrente fornecida (Lei et al., 2024).

Segundo El Kattel et al. (2024), um elevado *ripple* de corrente reduz a eficiência de Faraday, diminui a taxa de produção de hidrogênio e afeta a pureza do gás. Sob a perspectiva de durabilidade, Lei et al. (2024) destacam que o *ripple* aumenta a resistência de polarização ôhmica e as flutuações térmicas aceleram a degradação dos catalisadores e membranas.

Além dos requisitos impostos pela carga, o sistema de potência deve assegurar conformidade com as normas de qualidade da rede elétrica no lado CA. Hassan et al. (2024) advertem que os harmônicos introduzidos pelos conversores podem degradar severamente a qualidade da energia, causando distorções nas formas de onda que desestabilizam as operações da rede e afetam equipamentos de monitoramento e controle. Isso implica na necessidade de manter um elevado fator de potência e minimizar a distorção harmônica total (THD) para evitar penalidades e perdas sistêmicas.

Portanto, a seleção de topologias que combinem alta razão de conversão com mecanismos de cancelamento de *ripple* torna-se essencial. Adicionalmente, alcançar a isolamento galvânica em conversores CC-CC para altas potências é um desafio técnico essencial apontado por Hassan et al. (2024) para garantir a segurança da operação.

2.2 Conversores CA-CC de alta potência aplicados na produção de H₂V em nível industrial

Na indústria de produção de hidrogênio verde em larga escala, operando na faixa de dezenas de megawatts a gigawatts, a arquitetura padrão de conversão de energia tem sido historicamente dominada por conversores CA-CC comutados pela rede (Geske et al., 2023).

Neste contexto, o uso predominante de retificadores a tiristores e a diodos dispostos em configurações multipulsos (Sánchez et al., 2024).

A dominância industrial por essas topologias clássicas fundamenta-se em sua extrema maturidade tecnológica, robustez operacional e capacidade de processar correntes elevadas, frequentemente na escala de dezenas de quiloampères (Cao e Wallmeier, 2023). Adicionalmente, quando não se considera o volume dos filtros de rede, tais retificadores apresentam alta densidade de potência, baixas perdas de condução e custos iniciais reduzidos frente a topologias comutadas ativamente (Puteanus et al., 2024).

No entanto, quanto o desempenho sistêmico dessas topologias em regime de alta potência, evidenciam-se limitações críticas que comprometem tanto a rede elétrica (lado CA) quanto a integridade do eletrolisador (lado CC) (Sánchez et al., 2024). Do lado da rede, a regulação da tensão contínua em retificadores a tiristores é realizada por meio do controle do ângulo de disparo dos semicondutores. Essa estratégia de controle degrada substancialmente o fator de potência fundamental, resultando em um consumo massivo de energia reativa, que pode variar significativamente a depender do ponto de operação (Puteanus et al., 2024). Somado a isso, a comutação em baixa frequência injeta um elevado conteúdo harmônico de corrente no sistema elétrico (Endrejat et al., 2025).

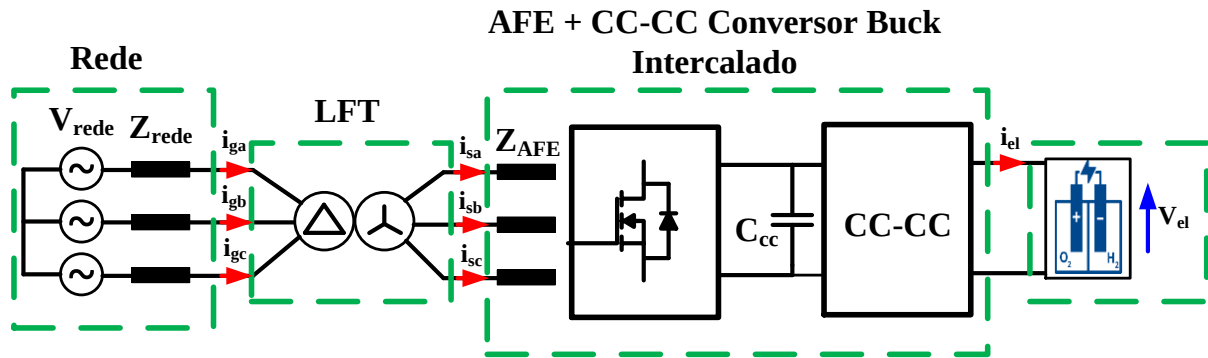
Para adequar as instalações aos rigorosos códigos de rede vigentes (como a norma IEEE 519), torna-se necessário o arranjo de transformadores defasadores em configurações de 12, 24 ou mais pulsos, além da instalação de equipamentos auxiliares para compensação (Endrejat et al., 2025). A adoção obrigatória de grandes bancos de filtros passivos, filtros ativos ou compensadores síncronos eleva drasticamente o custo global do projeto e amplia de forma severa o espaço físico exigido pela subestação da planta (Puteanus et al., 2024).

Sob a ótica da carga, existe uma desvantagem ainda mais crítica, os retificadores a tiristores geram naturalmente um elevado *ripple* de corrente na saída CC, que se agrava consideravelmente quando operam com grandes ângulos de disparo para regular a tensão (Cao e Wallmeier, 2023). Conforme evidenciado na literatura, esse *ripple* de baixa frequência afeta negativamente o processo eletroquímico, acelerando o desgaste e a degradação das membranas do eletrolisador, além de reduzir a eficiência global do sistema de produção de hidrogênio (Buitendach et al., 2021).

Para contornar essas ineficiências, têm-se investigado topologias modernas baseadas em conversores de fonte de tensão comutados ativamente (*Active Front-End* - AFE) (Sánchez et al., 2024), como mostrado na Figura 4. Assim como arquiteturas híbridas de média tensão que combinam tiristores a transformadores monolíticos de média frequência (MMFT),

como apresentado na Figura 5, com o objetivo de reduzir o número de componentes, diminuir as perdas em até 30% e os custos em 24% frente a transformadores de estado sólido convencionais (Wang et al., 2025).

Figura 4 – Representação esquemática de um conversor AFE com um estágio CC-CA e um estágio CC-CC.



Fonte: Adaptado de Sánchez et al. (2024)

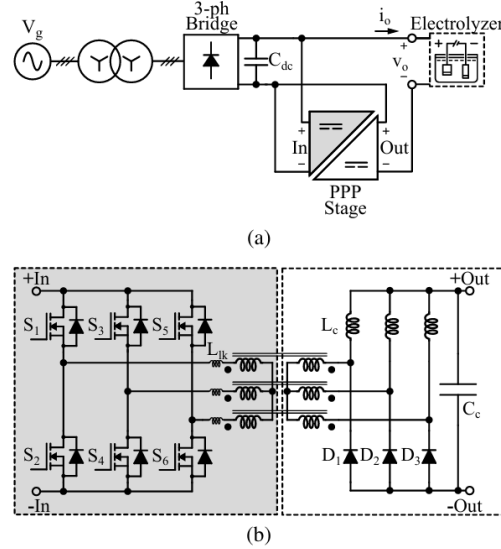
Contudo, para aliar a robustez do primeiro estágio de retificação clássica à necessidade de proteger o eletrolisador, a indústria e a literatura têm consolidado a adoção de soluções baseadas em dois estágios de conversão (Sánchez et al., 2024). Neste arranjo, apresentado na Figura 4, um retificador atua como o estágio frontal CA-CC não controlado ou semicontrolado, seguido por um conversor CC-CC de alta frequência operando em topologias avançadas, como *choppers* ou conversores isolados com modulação intercalada (Cao e Wallmeier, 2023). Essa transição conceitual justifica-se plenamente, pois transfere a responsabilidade da regulação fina para o estágio CC-CC, suprimindo o *ripple* prejudicial e garantindo o máximo desempenho da planta de hidrogênio.

2.3 Conversores CC-CC para acionamento de eletrolisadores

Como observado na seção 2.2, têm-se adotado na literatura conversores CC-CC de alta frequência em conjunto com os conversores CA-CC, logo, esta seção apresenta uma revisão bibliográfica de conversores CC-CC que podem operar tanto em conjunto com os retificadores como diretamente interligado a FERs que fornecem corrente contínua.

Visto isso, Sousa et al. (2025) propõem uma arquitetura baseada em um retificador de seis pulsos associado a um conversor CC-CC isolado operando sob o conceito de processamento parcial de potência para aplicações em eletrolisadores, como apresentado na Figura 5. O sistema direciona o fluxo principal de energia diretamente da rede para a carga por meio do retificador clássico, enquanto o estágio ativo processa apenas uma fração da potência nominal para realizar a regulação fina da tensão e da corrente.

Figura 5 – (a) Topologia proposta por Sousa et al. (2025) e (b) topologia proposta por Sousa et al. (2025) com um estágio PPP.



Fonte: Adaptado de Sousa et al. (2025).

A principal vantagem desta estratégia está na redução do dimensionamento nominal do estágio de alta frequência. Ao processar apenas a energia diferencial, o volume dos componentes semicondutores e as perdas de chaveamento são atenuados. Além disso, o arranjo compensa ativamente a ondulação de baixa frequência natural inerente à retificação de seis pulsos, visando entregar ao eletrolisador uma corrente estável e protegida.

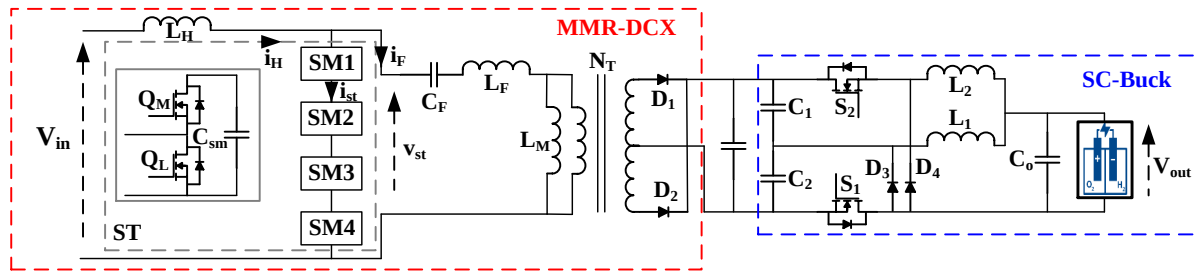
Contudo, a robustez deste sistema frente às exigências de usinas de hidrogênio verde, apresenta vulnerabilidades decorrentes da ausência de isolamento integral. Uma vez que a maior parte da potência elétrica flui diretamente pelo caminho não isolado do retificador frontal, assim o eletrolisador permanece exposto a surtos transitórios de corrente rede elétrica primária.

Adicionalmente, o retificador de seis pulsos injeta uma elevada distorção harmônica na fonte de alimentação, transferindo o problema de filtragem volumosa para o lado de corrente alternada. Tais limitações comprovam que arquiteturas de processamento parcial abdicam da segurança elétrica em prol da redução de custos do conversor.

Zong et al. (2023) investigam a aplicação de um conversor CC-CC de dois estágios baseado no conceito de transformador de corrente contínua (DCX) para a produção de hidrogênio verde. A topologia apresentada na Figura 6 divide a conversão de energia em duas etapas distintas, em que o primeiro estágio emprega um conversor ressonante isolado operando em malha aberta para reduzir a tensão a partir de uma rede de média tensão, enquanto o segundo estágio utiliza um conversor *buck* não isolado e intercalado para realizar a regulação fina da

corrente entregue ao eletrolisador do tipo PEM.

Figura 6 – Conversor proposto por Zong et al. (2023) com dois estágios baseado no DCX.



Fonte: Adaptado de Zong et al. (2023).

Constata-se que a principal vantagem desta arquitetura é a obtenção de um elevado ganho de tensão aliado a comutação suave (ZVS) contínua no estágio isolado, reduzindo o estresse sobre os interruptores. Adicionalmente, a utilização do conversor *buck* intercalado na saída expõe a eficácia do paralelismo e da defasagem angular na redução da ondulação de corrente, o que simplifica o projeto dos filtros magnéticos e protege o eletrolisador.

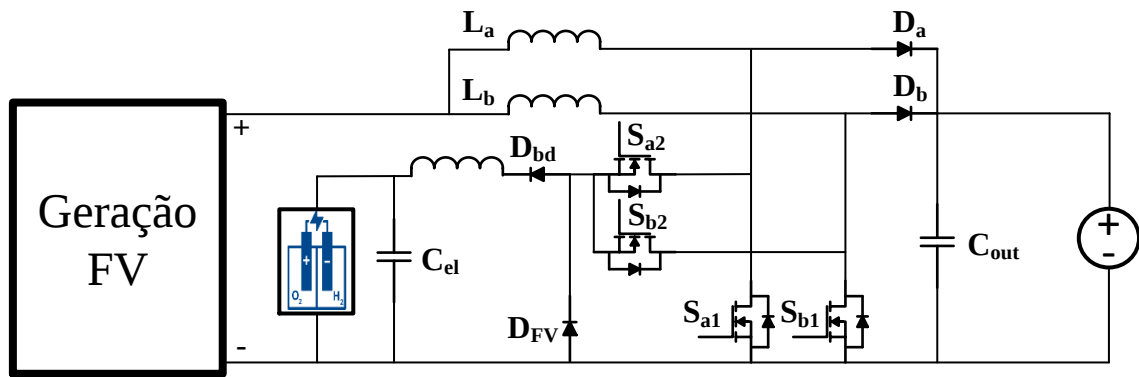
Contudo, a avaliação crítica do sistema revela desvantagens severas inerentes às arquiteturas de múltiplos estágios em cascata para o processamento de altas potências. Observa-se que a energia fornecida pela fonte precisa ser processada integralmente duas vezes por conversores completos, o que impõe um limite à eficiência global do sistema e eleva significativamente a quantidade de semicondutores, de elementos magnéticos e o volume final da instalação.

Estas limitações evidenciam que, embora a técnica de intercalação seja eficaz para a atenuação da ondulação de corrente, a sua aplicação isolada em arranjos particionados em vários estágios compromete a otimização de volume, custo e eficiência.

Elbakly et al. (2025) introduzem um conversor CC-CC não isolado de múltiplas portas projetado para a integração de sistemas fotovoltaicos, uma rede de corrente contínua e um eletrolisador PEM. A arquitetura apresentada na Figura 7 utiliza um conversor com modulação intercalada de duas fases para gerenciar o fluxo de potência, direcionando o excesso de energia gerada pelos painéis solares diretamente para a produção de hidrogênio verde.

Constata-se que a principal vantagem desta abordagem é a flexibilidade operacional em microrredes, permitindo o roteamento dinâmico da energia. A adoção da técnica de intercalação contribui para a divisão do esforço de corrente entre os semicondutores e auxilia na mitigação da ondulação nas portas de conexão, otimizando o aproveitamento da fonte renovável e reduzindo o volume dos filtros passivos.

Figura 7 – Conversor CC-CC com múltiplas portas proposto por Elbakly et al. (2025).



Fonte: Adaptado de Elbakly et al. (2025).

Contudo, ao avaliar a aplicabilidade desta topologia para a eletrólise de escala industrial, identificam-se restrições críticas. A característica não isolada do conversor elimina a barreira galvânica de segurança, expondo as sensíveis células do eletrolisador a potenciais falhas e surtos provenientes da rede primária. Ademais, a ausência de um transformador de alta frequência restringe drasticamente a capacidade do sistema de alcançar alto ganho de tensão de forma eficiente. Para compatibilizar barramentos industriais de alta tensão com a baixa tensão exigida pelos eletrolisadores, conversores não isolados são forçados a operar com ciclos de trabalho extremos, o que degrada de maneira severa o rendimento térmico.

Palma (2024) realiza uma análise comparativa entre duas topologias modulares *step-down* para a alimentação de eletrolisadores PEM: o conversor *buck* intercalado (*Interleaved Buck Converter* - IBC) e o conversor de processamento parcial de potência (*Partial Power Converter* - PPC) com dois estágios. O estudo propõe a implementação do PPC utilizando módulos *Full-Bridge* operando com modulação intercalada.

Constata-se que a principal vantagem da abordagem PPC reside na sua elevada eficiência energética. Esta característica ocorre porque o conversor processa apenas uma fração da potência total entregue à carga, dependendo do fator de parcialidade do projeto. Por outro lado, a topologia IBC destaca-se pela sua capacidade superior de mitigação do *ripple* de corrente na saída, alcançando valores quase contínuos em virtude da defasagem angular entre os seus múltiplos módulos em paralelo.

Contudo, ao avaliar a aplicabilidade destas arquiteturas para sistemas industriais de produção de hidrogênio, identificam-se limitações operacionais expressivas. Verifica-se que o conversor IBC processa a totalidade da energia em uma estrutura não isolada, o que limita a sua eficiência global e compromete a segurança elétrica da planta em conexões com barramentos de elevada tensão. Em contrapartida, a arquitetura PPC gera uma elevada ondulação de corrente

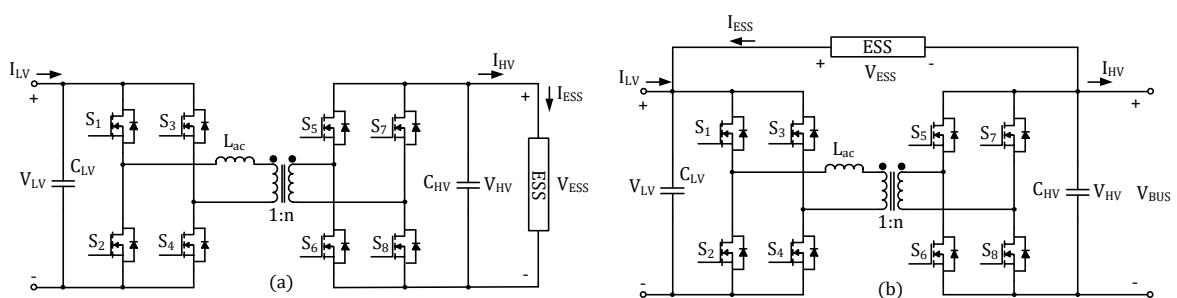
de entrada, quantificada em 68,4% nos ensaios do estudo. Este fenômeno exige a adição de filtros capacitivos de entrada volumosos. Logo, nota-se que a vantagem de eficiência do PPC decai substancialmente quando o sistema necessita de elevadas taxas de ganho de tensão, um cenário típico na interface direta entre arranjos fotovoltaicos e eletrolisadores.

Tais restrições evidenciam que topologias não isoladas ou dependentes de processamento parcial apresentam lacunas críticas quando submetidas a amplas variações de tensão e rigorosos requisitos de qualidade de energia.

Nesse contexto, os conversores CC-CC isolados se mostram importantes para a produção de hidrogênio verde em aplicações de média e alta potência, atuando como a interface elétrica entre fontes de energias renováveis e eletrolisadores. Esses conversores fornecem isolamento galvânico e utilizam transformadores de alta frequência, o que contribui para um design compacto, de alta densidade de potência e com menor peso. A operação em alta frequência permite que a tensão de saída seja regulada de maneira eficiente, minimizando estresses em corrente e tensão nos semicondutores e eliminando as limitações da razão cíclica (D). Dentre as topologias mais adequadas para eletrolisadores, destacam-se: *Full-Bridge*, *Dual Active Bridge* (DAB) e conversores ressonantes (Lei et al., 2024; El Kattel et al., 2024; Hassan et al., 2024; e Gautam e Bhat, 2013).

Fu et al. (2023) exploram uma abordagem baseada no conceito de processamento parcial de potência (PPP) utilizando o conversor isolado *Dual-Active Bridge* (DAB), conforme ilustrado na Figura 8(b). Em contraste com a conexão tradicional de potência total (Figura 8(a)). Constata-se que esta configuração resulta em uma expressiva redução da potência nominal exigida do conversor, otimizando o volume dos componentes magnéticos e minimizando as perdas globais do sistema.

Figura 8 – Topologia de um conversor de potência CC-CC para acionamento de eletrolisadores. (a) Conexão paralela tradicional (b) Conversor PPP proposto por Fu et al. (2023).



Fonte: Adaptado de Fu et al. (2023).

O estudo em questão foca no desafio de manter a comutação suave dos transistores

em um ambiente de PPP, uma vez que a ampla faixa de variação de tensão na entrada do conversor pode dificultar o chaveamento ideal. Para solucionar essa questão, os autores propõem o conceito de "coeficiente de chaveamento suave" para quantificar e controlar a operação sob a estratégia de modulação por duplo deslocamento de fase (*Dual Phase Shift - DPS*).

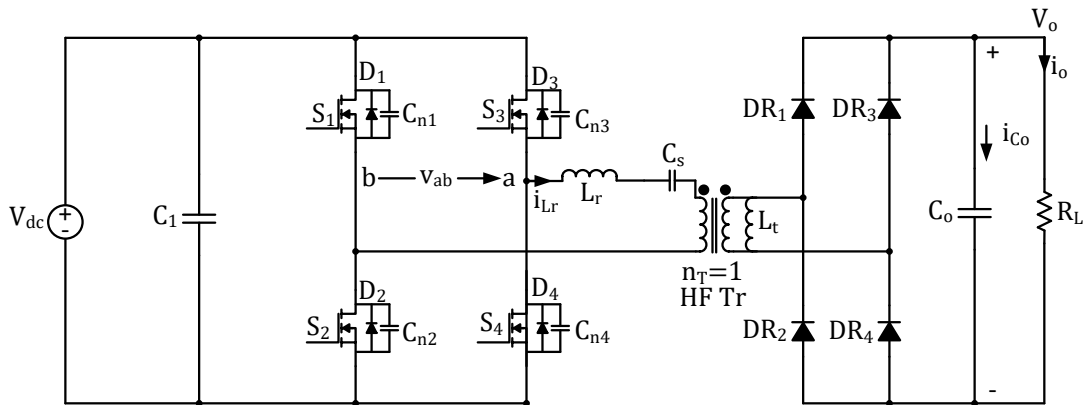
Resultados experimentais obtidos por meio de um protótipo de 3,5 kW demonstraram a viabilidade da abordagem, alcançando eficiências de sistema de até 95,9% e comprovando que o controle DPS pode ser ajustado para otimizar o ZVS, mesmo com as variações de tensão características do sistema PPP.

Contudo, ao extrapolar essa arquitetura para as exigências práticas de eletrolisadores de alta potência, identificam-se certas limitações. A própria análise teórica evidencia que o conversor DAB perde facilmente a sua condição de comutação suave ao operar fora da faixa ideal de tensão estipulada pelo perfil não linear e de degradação das células eletrolíticas, o que penaliza drasticamente a eficiência térmica. Adicionalmente, nota-se que a topologia concentra o esforço de condução em interruptores únicos por braço, inviabilizando o processamento direto das correntes massivas exigidas nos eletrolisadores. Por fim, a pesquisa não apresenta mecanismos dedicados à mitigação da ondulação de corrente na saída.

Gautam e Bhat (2013) têm como objetivo principal comparar e projetar conversores CC-CC com transformador de alta frequência isolado e comutação suave para a aplicação em eletrolisadores. Em um contexto de sistemas de energia renovável, onde o acoplamento de eletrolisadores a um barramento CC é necessário, os autores demonstram que o conversor ressonante em série do tipo LCL (*Series Resonant Converter - SRC*) com filtro de saída capacitivo se destaca como uma das topologias mais adequadas. Este conversor, apresentado na Figura 9, oferece uma eficiência teórica de 90,87% em plena carga e uma ampla faixa de operação com comutação em tensão zero (ZVS), requisito crucial para minimizar as perdas operando em alta frequência.

Entre as suas vantagens, constata-se que o LCL SRC com filtro capacitivo não sofre com perda de ciclo de trabalho ou problemas de oscilação parasita (*ringing*) no retificador de saída. Esta característica elimina a necessidade de circuitos de amortecimento (*snubber*), os quais adicionariam perdas indesejadas ao sistema. Além disso, nota-se que a topologia opera com uma relação de transformação menor do que outras configurações ressonantes, o que simplifica o projeto magnético e reduz os custos de implementação.

Figura 9 – Conversor LCL SRC com filtro de saída capacitivo.



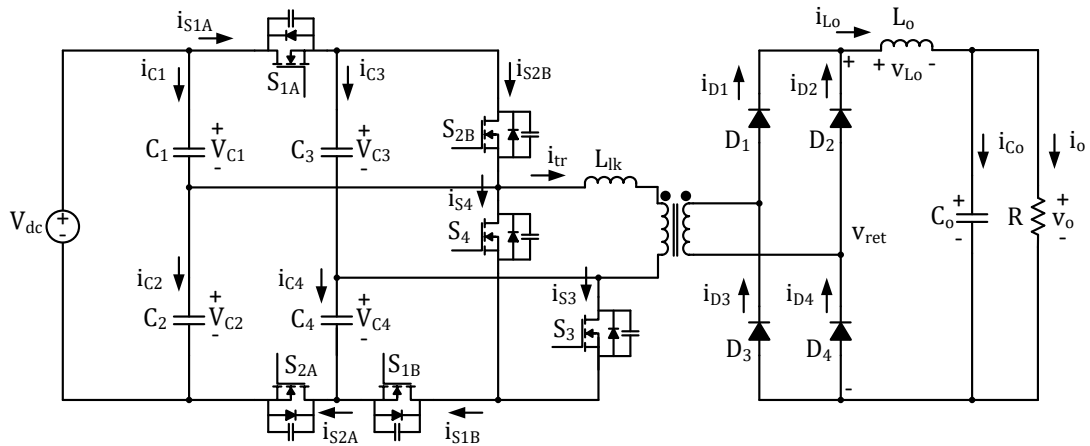
Fonte: Adaptado de Gautam e Bhat (2013).

Contudo, ao avaliar a viabilidade desta solução para o cenário de produção de hidrogênio em escala industrial, identificam-se restrições operacionais significativas. O próprio estudo evidencia que, para garantir a manutenção da condição de comutação suave em toda a ampla faixa de variação de tensão imposta pelo perfil não linear do eletrolisador, faz-se necessária a implementação de uma arquitetura de dois estágios, combinando um conversor elevador frontal com transição em tensão zero (ZVT) seguido pelo conversor ressonante. A obrigatoriedade de adotar uma configuração em cascata implica no duplo processamento de toda a energia do sistema, o que eleva consideravelmente a quantidade de semicondutores, a complexidade de controle e o volume global da instalação.

Logo, verifica-se que a mitigação da ondulação de corrente nesta topologia depende estritamente da utilização de volumosos filtros capacitivos na saída. Para as correntes demandadas na eletrólise comercial, o dimensionamento e a confiabilidade de longo prazo destes bancos de capacitores tornam-se obstáculos críticos.

Bui et al. (2023) introduzem um novo conversor CC-CC isolado com alta taxa de redução de tensão, representando uma evolução da topologia *Phase-Shift Full-Bridge* (PSFB) tradicional. A principal inovação do projeto reside na integração de uma estrutura de capacitor dividido (*split-capacitor*) no lado primário do conversor, conforme demonstrado na Figura 10. Esta modificação permite que o estresse de tensão sobre cada um dos interruptores de comutação seja reduzido a um quarto da tensão total de entrada, o que minimiza a energia necessária para a comutação e facilita a obtenção do ZVS. Além disso, a topologia possibilita a utilização de uma indutância de dispersão reduzida no transformador, otimizando parâmetros como a taxa de espiras e prevenindo problemas de saturação.

Figura 10 – Conversor CC-CC isolado proposto por Bui et al. (2023).



Fonte: Adaptado de Bui et al. (2023).

A validação experimental foi realizada através de um protótipo de 800 W, operando com uma entrada de 400 V e uma saída de 48 V. Os resultados demonstraram que a topologia alcança uma ampla faixa de ZVS e elevada eficiência de conversão, requisitos fundamentais para sistemas de alta potência. Verifica-se que a arquitetura permite atingir ganhos de tensão elevados sem a necessidade de ciclos de trabalho excessivamente estreitos, mantendo o estresse de tensão controlado também nos retificadores do secundário.

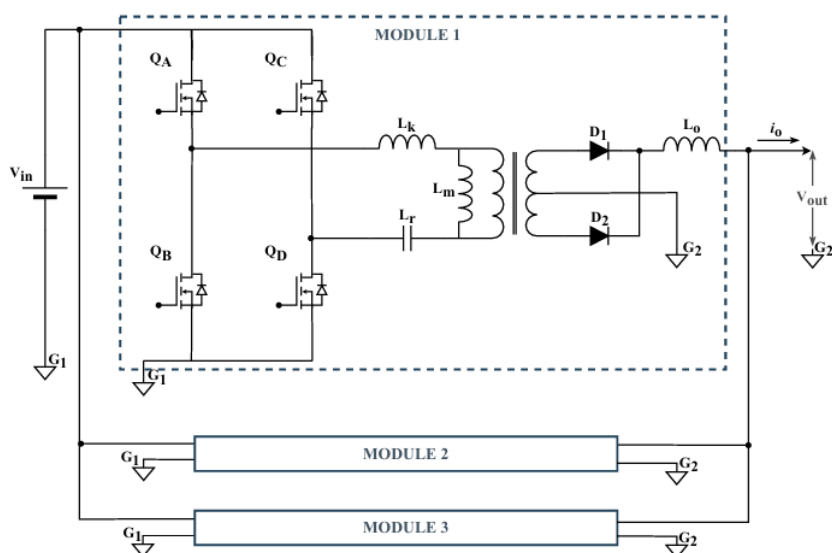
Contudo, ao projetar a expansão desta estrutura para os níveis de potência industriais exigidos pela eletrólise, identificam-se limitações importantes atreladas exatamente à modificação do lado primário. Observa-se que a adoção da técnica de *split-capacitor* impõe um aumento substancial na quantidade de componentes passivos no barramento de entrada. A necessidade de múltiplos capacitores volumosos conectados para dividir a tensão eleva o tamanho, o peso e a complexidade do conversor, além de introduzir o desafio de garantir o balanceamento dinâmico de tensão entre todos esses elementos capacitivos durante a operação sob alta potência contínua. Tais restrições evidenciam que abordagens focadas em multiplicar componentes passivos no primário penalizam severamente a densidade de potência do sistema.

Rospirski et al. (2023) propõem o desenvolvimento de um conversor PSFB operando com uma arquitetura de entrelaçamento trifásico (*three-phase interleaving*), como apresentado na Figura 11.

Constata-se que a principal vantagem desta abordagem está na divisão eficiente dos esforços de corrente. A aplicação da técnica de intercalação, com defasagem angular de 120 graus entre os módulos paralelos, promove o cancelamento harmônico natural. Este fenômeno reduz a ondulação de corrente na carga para níveis próximos de 1%. Adicionalmente, nota-se que a integração de transistores GaNFET no primário viabiliza a comutação suave (ZVS), o que

reduz as perdas por comutação. Em paralelo, o uso de um sistema de grampeamento ativo (*active clamp*) associado à retificação síncrona minimiza o estresse de tensão nos semicondutores do lado secundário.

Figura 11 – PSFB proposto por Rospirski et al. (2023).

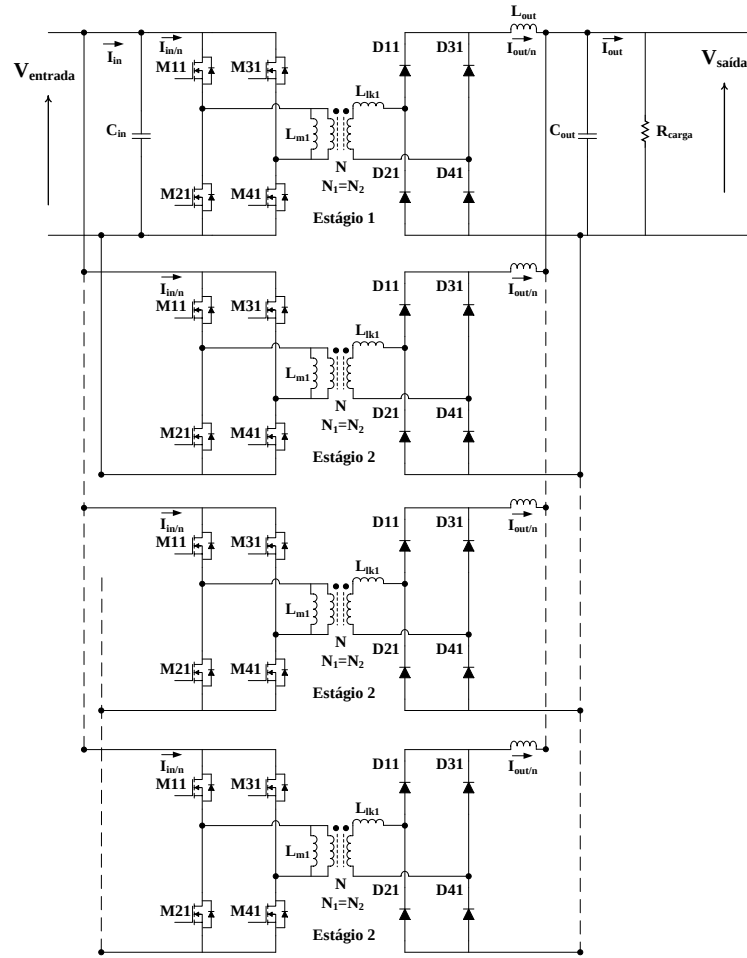


Fonte: Adaptado de Rospirski et al. (2023).

Contudo, ao avaliar a aplicabilidade desta arquitetura, identificam-se limitações expressivas. O acréscimo de complexidade no controle, decorrente da necessidade de sincronizar a ponte completa com os sinais do grampeamento ativo e da retificação síncrona através de circuitos lógicos com atrasos associados eleva os desafios operacionais do sistema. Ademais, verifica-se que a validação experimental do estudo se restringiu a testes iniciais de laboratório num protótipo físico de escala bastante reduzida, operando a 500 W e 150 V. Tais limitações deixam uma lacuna na literatura sobre a robustez e a divisão de corrente do paralelismo de braços em regime de alta potência nominal contínua.

Pellitteri et al. (2023) investigam a aplicação de uma configuração *multiphase interleaved* de um conversor CC-CC isolado *step-down Full-Bridge* para sistemas de produção de hidrogênio (P2H) em nível industrial. A topologia apresentada na Figura 12 tem como objetivo suprir eletrolisadores de até 400 kW com uma tensão CC de 700 V, partindo de uma tensão de entrada de 7 kV. Constata-se que a principal vantagem da abordagem de múltiplos estágios em paralelo (*multiphase interleaved*) está na sua capacidade de otimizar o sistema como um todo.

Figura 12 – Configuração *multiphase interleaved* com n estágios em paralelo.



Fonte: Adaptado de Pellitteri et al. (2023).

Essa configuração melhora a eficiência geral de transferência de potência, pois as perdas de condução, que são proporcionais ao quadrado da corrente, são distribuídas entre os múltiplos estágios, sendo reduzidas pela quantidade de estágios em paralelo. Além disso, essa técnica é particularmente eficaz na redução da ondulação da corrente de saída, o que consideramos crucial para evitar a degradação acelerada do eletrolisador e aumentar a sua vida útil. Os resultados demonstraram que o aumento do número de estágios de 1 para 4 reduziu o fator de ondulação da corrente de saída drasticamente. Com base na análise de perdas do estudo, reforça-se que à medida que o número de estágios aumenta, a contribuição das perdas de condução do lado primário e as perdas de cobre do transformador diminuem, enquanto o total de perdas de chaveamento e dos diodos se mantém constante.

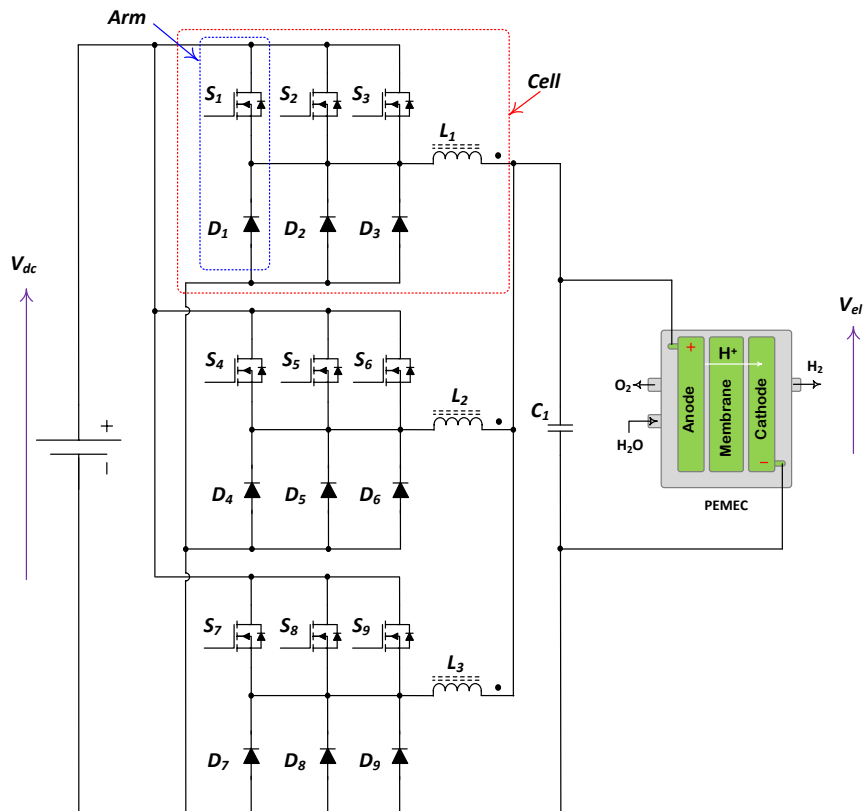
Contudo, ao analisar a aplicabilidade dessa arquitetura, identifica-se que a pesquisa carece de validação experimental em escala real. Visto a ausência de comprovações físicas sobre o compartilhamento equilibrado de potência entre os módulos sob as condições dinâmicas

e não lineares de um eletrolisador comercial. Observa-se também que a complexidade do circuito de controle, necessária para garantir a sincronia exata e a divisão de correntes entre os transformadores de alta frequência, não foi totalmente analisada, deixando lacunas sobre a estabilidade térmica do sistema operando em regime nominal contínuo.

Apesar dessas limitações experimentais, conclui-se que a configuração *multiphase interleaved* é uma solução inteligente para aumentar a eficiência e suavizar a ondulação da corrente. Os resultados obtidos por Pellitteri et al. (2023) fundamentam de forma direta a viabilidade da topologia que propomos, confirmando que o paralelismo intercalado é o caminho tecnológico correto para processar altas correntes, prolongar a durabilidade das células e garantir a eficiência global do eletrolisador.

Ainda no escopo da topologia apresentada por Pellitteri et al. (2023). El Kattel et al. (2025) propõem uma arquitetura escalável fundamentada em um conversor CC-CC com múltiplos estágios e braços intercalados, como apresentado na Figura 13, projetada para o processamento de alta eficiência em eletrolisadores de hidrogênio verde. O estudo valida a topologia por meio de um protótipo de 15 kW, evidenciando a robustez da divisão de corrente em regime de alta potência.

Figura 13 – Conversor proposto por El Kattel et al. (2025) com arquitetura escalável e múltiplos estágios.



Fonte: El Kattel et al. (2025).

Constata-se que a principal vantagem desta abordagem é a escalabilidade inerente da estrutura. A adição de braços em paralelo permite elevar a capacidade de corrente do sistema sem sobrecarregar os semicondutores individuais de forma isolada. Em conjunto, verifica-se que a modulação intercalada promove o cancelamento harmônico natural e reduz o volume dos elementos magnéticos de filtragem, o que otimiza a densidade de potência do equipamento.

Avalia-se que este trabalho consolida o paralelismo de braços como uma estratégia tecnológica promissora e segura para a eletrólise industrial. O sucesso operacional da arquitetura de múltiplos braços em 15 kW corrobora com a premissa de desenvolvimento *Full-Bridge* isolado em estudo. A estruturação do conversor com braços paralelos e modulação intercalada resolve o gargalo térmico das altas correntes e atende aos rigorosos critérios de eficiência e qualidade de energia exigidos pelas células eletrolíticas.

Alves et al. (2025) propõem o estudo de um conversor CC-CC *Full-Bridge* isolado que emprega interruptores em paralelo e modulação PWM intercalada, projetado especificamente para o acionamento de eletrolisadores na produção de hidrogênio verde. A arquitetura apresentada visa solucionar os gargalos de processamento de altíssimas correntes por meio da distribuição física do esforço térmico e elétrico entre os múltiplos dispositivos semicondutores dispostos paralelamente.

Constata-se que a principal vantagem desta topologia é a união da isolamento galvânica em alta frequência com a capacidade de cancelamento harmônico natural, característica inerente à técnica de intercalação. Verifica-se que essa combinação melhora substancialmente a distribuição de perdas, eleva a eficiência global do sistema e reduz de necessidade de filtros passivos volumosos e pesados, mitigando rigorosamente a ondulação de corrente entregue às células eletrolíticas. Adicionalmente, o uso da ponte completa no lado primário garante a adequação a barramentos de alta tensão, operando com uma elevada razão *step-down*.

A estrutura soluciona as restrições críticas das arquiteturas de braço único e não isoladas, consolidando-se como uma solução tecnológica definitiva e estruturalmente adequada para garantir a vida útil e a eficiência em plantas de eletrólise de grande escala.

Com isso, a análise crítica do estado da arte evidencia lacunas tecnológicas no projeto de conversores para a eletrólise de alta potência. Constata-se que as topologias não isoladas ou baseadas em processamento parcial (Elbakly et al., 2025; Palma, 2024; Sousa et al., 2025) abdicam da barreira galvânica de segurança, o que expõe as sensíveis células eletrolíticas a surtos transitórios da rede primária e degrada o rendimento sob elevadas taxas de redução de tensão.

Em contrapartida, a tentativa de contornar essas limitações através de arquiteturas em cascata de múltiplos estágios (Zong et al., 2023; Gautam e Bhat, 2013) impõe o processamento integral da energia duas vezes, o que reduz o teto de eficiência global e eleva o volume da instalação devido ao excesso de semicondutores.

Adicionalmente, verifica-se que as estruturas isoladas de estágio único focadas em modificações passivas (Bui et al., 2023) ou na operação com braço simples (Fu et al., 2023) enfrentam severas restrições de escalabilidade térmica. A concentração de altas correntes em componentes individuais inviabiliza o processamento seguro de alta potência, enquanto a dependência de volumosos bancos de capacitores para mitigar a ondulação de corrente penaliza a densidade de potência do sistema. Mesmo as topologias que exploram o entrelaçamento multifásico esbarram na complexidade de controle ao exigir a sincronização de múltiplos transformadores ou circuitos auxiliares de grampeamento, carecendo frequentemente de validação experimental em regimes de alta potência contínua (Rospirski et al., 2023; Pellitteri et al., 2023).

Diante deste cenário técnico, a literatura recente aponta que a consolidação de uma topologia capaz de unificar isolamento galvânica, divisão física do estresse térmico nos semicondutores e atenuação do *ripple* de corrente num único estágio de conversão é essencial.

As pesquisas conduzidas por El Kattel et al. (2025) e Alves et al. (2025) validam esta premissa ao demonstrarem a eficácia de conversores (isolados e não isolados) com braços em paralelo e modulação intercalada para a produção de hidrogênio verde. Esta abordagem soluciona os gargalos identificados nos estudos anteriores ao garantir a segurança através da alta frequência, dividir as correntes fisicamente entre semicondutores em paralelo e promover o cancelamento harmônico natural, o que minimiza drasticamente a dependência de elementos magnéticos e capacitivos volumosos.

2.4 Conversor CC-CC *Full-Bridge* isolado com arquitetura de braços em paralelo e modulação PWM intercalada.

Fundamentado nas limitações superadas e na viabilidade tecnológica exposta na seção 2.3, o presente estudo propõe a análise e o desenvolvimento de um conversor CC-CC *Full-Bridge* isolado, utilizando interruptores em paralelo e modulação PWM intercalada. Esta arquitetura foi especificamente projetada para atender às rigorosas exigências de qualidade de energia, alta densidade de corrente, estabilidade térmica e alta eficiência impostas pela operação contínua de eletrolisadores em sistemas de produção de hidrogênio verde.

A topologia proposta compreende um estágio de potência no lado primário

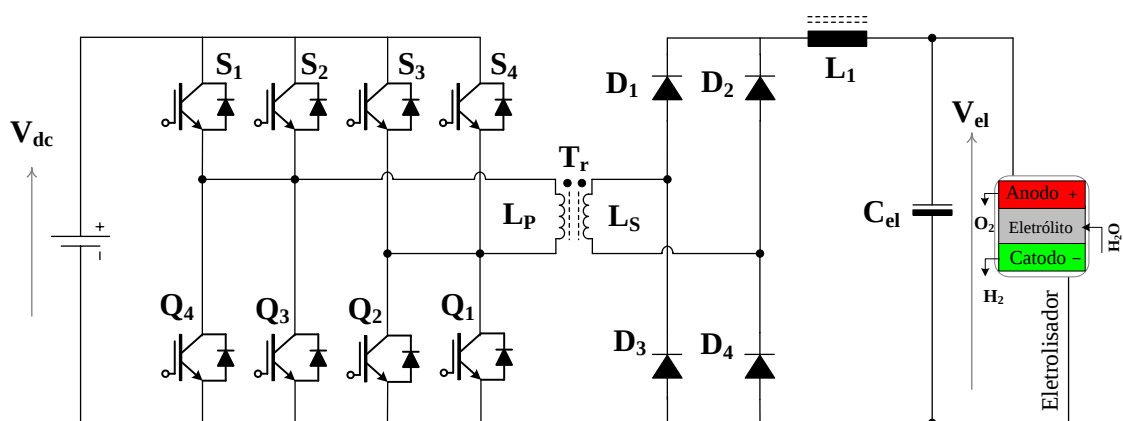
estruturado com quatro braços e oito interruptores de potência, identificados como S_1 a S_4 e Q_1 a Q_4 . No lado secundário, o circuito integra dois braços retificadores compostos por quatro diodos (D_1 a D_4), seguidos por um único indutor (L_1) e um capacitor de saída (C_{el}). A transferência isolada de energia entre o barramento de alta tensão e o lado de baixa tensão exigido pelas células eletrolíticas é realizada de forma centralizada por um único transformador monofásico (Tr).

A aplicação desta topologia permite a conversão abaixadora de tensão direta a partir de um barramento CC comum, o qual integra fontes de energia fotovoltaica e retificadores provenientes de geração eólica. Ao associar a robustez do transformador de alta frequência à técnica de intercalação, o conversor proposto atua na garantia de uma corrente contínua regulada e com ondulação mínima, protegendo a integridade da membrana polimérica e maximizando a eficiência eletroquímica do eletrolisador.

ilustra a topologia proposta.

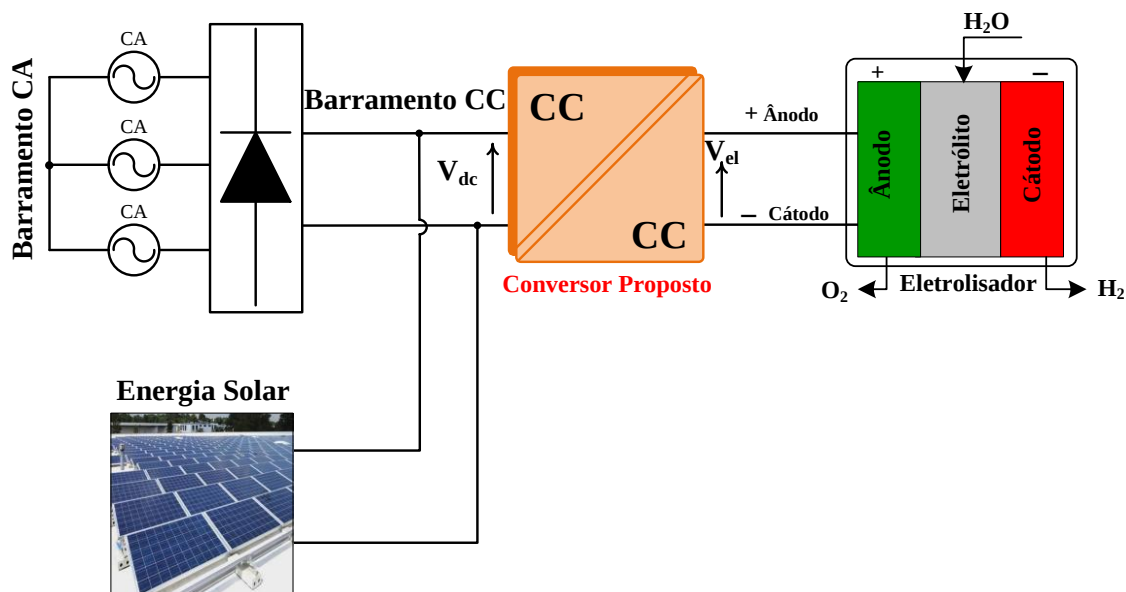
A aplicação do conversor em um sistema de produção de H_2V está representada na Figura 15, integrando energia fotovoltaica e rede elétrica CA proveniente de aerogeradores, por meio de um barramento CC comum. O conversor proposto desempenha, portanto, um papel central na garantia da densidade de corrente e da estabilidade de tensão, parâmetros críticos para a eficiência eletroquímica e a longevidade dos componentes do sistema.

Figura 14 – Conversor CC-CC *Full-Bridge* isolado com arquitetura de braços em paralelo e modulação PWM intercalada..



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 15 – Aplicação do conversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

2.5 Considerações finais

Neste capítulo, apresentou-se a fundamentação teórica necessária para o desenvolvimento deste trabalho. Realizou-se uma revisão da literatura sobre conversores CA-CC e CC-CC (isolados e não isolados), destacando as principais topologias empregadas no acionamento de eletrolisadores e as suas características operacionais. A partir das limitações identificadas no estado da arte, introduziu-se a topologia do conversor proposto, justificando a sua aplicação como uma solução robusta no contexto desta pesquisa. No Capítulo 3, este conversor será objeto de análise qualitativa e quantitativa, com o objetivo de avaliar o seu comportamento, dimensionamento e desempenho sob diferentes condições de operação.

3 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR

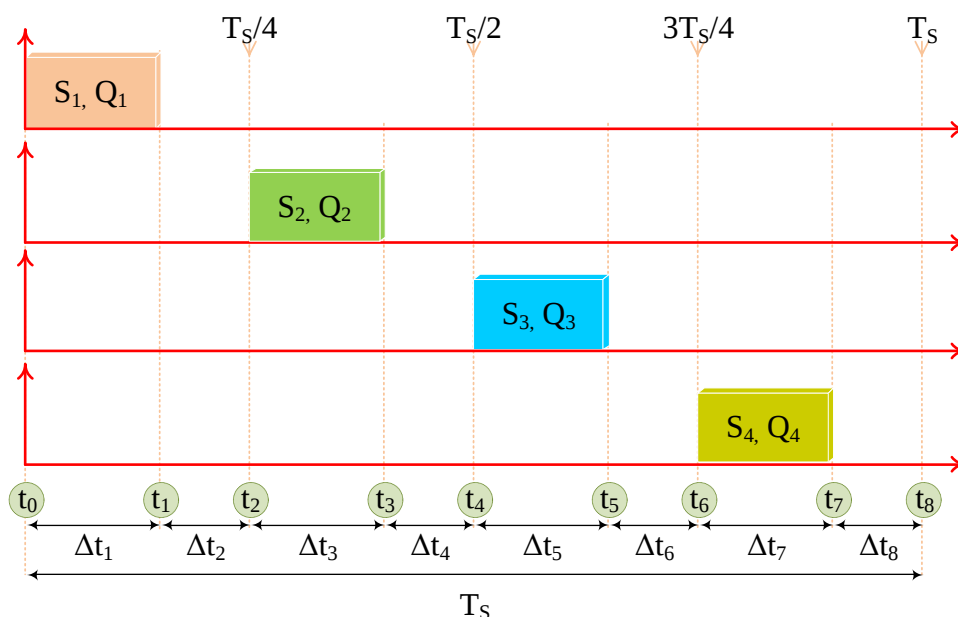
Neste capítulo, desenvolve-se a análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto, assumindo a idealidade de todos os seus componentes. A abordagem qualitativa descreve as etapas de operação e apresenta as formas de onda teóricas. Embora o projeto do conversor seja concebido para operar nominalmente no Modo de Condução Contínua (MCC), a modelagem abrange também os Modos de Condução Descontínua (MCD) e Crítica (MCCr). O estudo destes modos operacionais adicionais justifica-se pela necessidade de formular matematicamente a curva característica completa da topologia. Em seguida, a etapa quantitativa estabelece o ganho estático do conversor e o dimensionamento dos componentes passivos.

3.1 Análise do Conversor no Modo de condução contínuo (MCC).

Nesta seção, será apresentado o funcionamento do conversor no modo de condução contínuo (MCC).

Os intervalos de acionamento dos interruptores S e Q são demonstrados na Figura 16. A faixa de operação da razão cíclica (D) é expressa na Equação 1. É possível observar que os interruptores operam com um D máximo de 0,25, para que não haja sobreposição de condução de dois interruptores que estejam no mesmo braço, o que ocasionaria um curto-circuito em V_{dc} . Os interruptores operam em duplas, como por exemplo, S_1 e Q_1 são acionados simultaneamente, o que resulta em quatro etapas de acionamento em um período completo de chaveamento (T_s). Entre os acionamentos, existem outras quatro etapas de operação, onde todos os interruptores encontram-se bloqueados, totalizando oito etapas de operação.

Figura 16 – Acionamento dos interruptores.



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$0 < D \leq 0,25 \quad (1)$$

Os intervalos de tempos para cada etapa de operação do conversor estão expressos nas Equações 2 e 3. Onde D é a razão cíclica, que representa a razão entre o tempo que o interruptor está conduzindo e T_s .

$$\Delta t_1 = \Delta t_3 = \Delta t_5 = \Delta t_7 = D \cdot T_s \quad (2)$$

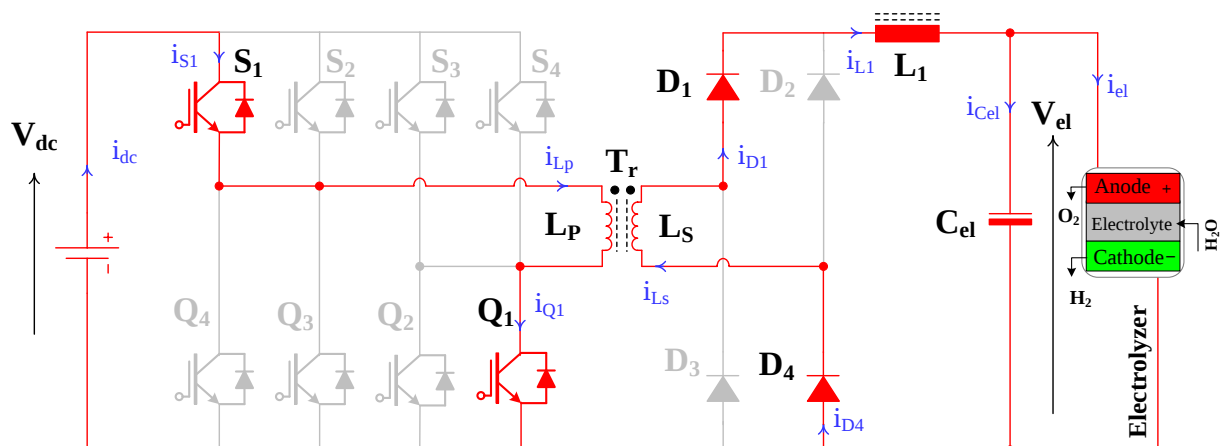
$$\Delta t_2 = \Delta t_4 = \Delta t_6 = \Delta t_8 = \frac{(1 - 4D)}{4} \cdot T_s \quad (3)$$

3.1.1 Análise Qualitativa do Conversor no MCC

A Figura 17 representa a primeira etapa de operação (Δt_1), em que o caminho que a corrente percorre é indicado em vermelho, com sentido da corrente sendo representado pelas setas em azul.

Na primeira etapa (Δt_1), que inicia em t_0 , os interruptores S_1 e Q_1 estão em condução, todos os outros interruptores permanecem bloqueados. A corrente da fonte de entrada (i_{dc}) flui pelo lado primário do transformador (L_p) através de S_1 e Q_1 . No lado secundário, a tensão induzida em L_s polariza diretamente os diodos D_1 e D_4 , permitindo que a corrente do secundário (i_{Ls}) circule por eles. Essa corrente segue através de D_1 para o indutor L_1 , onde a energia é armazenada, e em seguida se divide para alimentar o capacitor de saída (C_{el}) e o eletrolisador. O circuito se fecha com a corrente retornando ao secundário do transformador por meio de D_4 .

Figura 17 – Primeira etapa de operação no MCC.

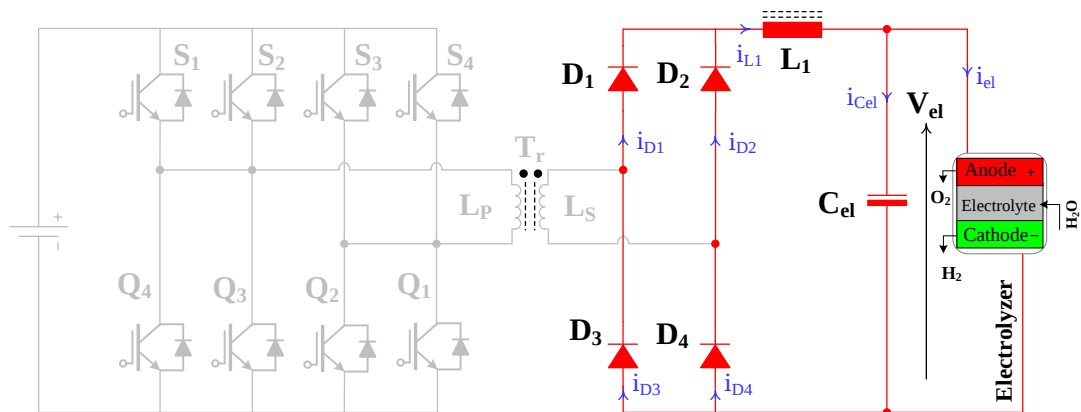


Fonte: Elaborado pelo autor.

Durante essa etapa a tensão em L_1 é igual a tensão de entrada refletida no secundário ($V_{dc} \cdot n_T$), subtraída da tensão no eletrolisador (V_{el}), o que causa o crescimento linear da corrente no indutor (i_{L1}) até o instante t_1 , quando os interruptores S_1 e Q_1 são desligados e a etapa se encerra. Nesse período, a corrente nos interruptores S_1 e Q_1 é igual à corrente da fonte de entrada i_{dc} , enquanto os diodos D_1 e D_4 conduzem uma corrente igual a i_{L1} . Por fim, a corrente fornecida ao eletrolisador (i_{el}), é a soma das correntes i_{Cel} e i_{L1} .

A segunda etapa (Δt_2), representada pela Figura 18, inicia em t_1 , onde todos os interruptores encontram-se bloqueados. A fonte de entrada primária (V_{dc}) deixa de fornecer energia, e o fluxo de potência é mantido pelo indutor L_1 e pelo capacitor C_{el} . O indutor L_1 descarrega a energia que havia armazenado na etapa anterior, operando com a polaridade invertida, o que resulta em uma tensão de $-V_{el}$ sobre ele. A corrente i_{L1} decresce linearmente até o instante t_2 . Durante essa etapa, a corrente do indutor se divide igualmente entre os diodos do secundário, com D_1 , D_2 , D_3 , e D_4 conduzindo uma corrente igual a $i_{L1}/2$. A energia é transferida para o eletrolisador, e o capacitor C_{el} ajuda a manter a tensão de saída estável. O circuito opera da mesma forma nas etapas 4, 6 e 8, pois estas são idênticas à segunda etapa.

Figura 18 – Segunda etapa de operação no MCC.

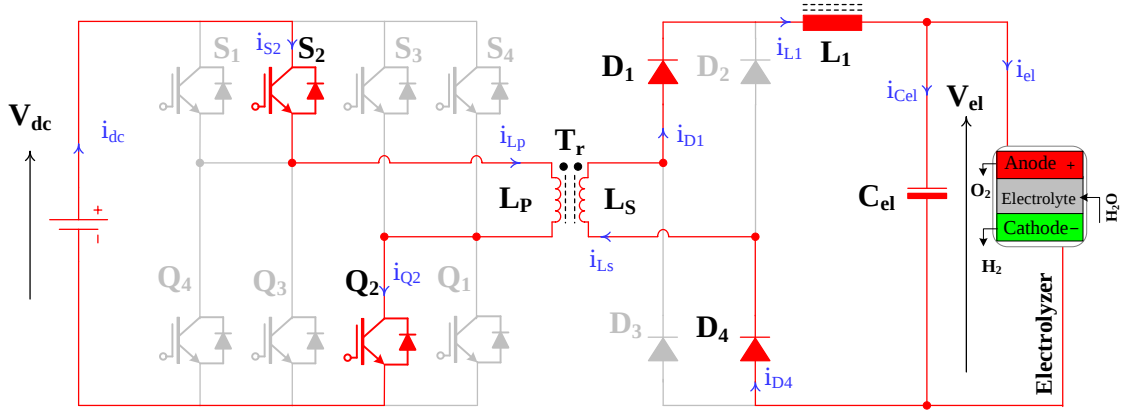


Fonte: Elaborado pelo autor.

A terceira etapa (Δt_3), ilustrada na Figura 19, inicia-se em t_2 com o acionamento dos interruptores S_2 e Q_2 , enquanto os demais permanecem bloqueados. De forma similar à primeira etapa, a corrente da fonte de entrada (i_{dc}) flui pelo lado primário do transformador (L_p) através dos interruptores em condução. A tensão induzida no secundário (L_s) polariza diretamente os diodos D_1 e D_4 , que conduzem a corrente i_{Ls} . O indutor L_1 armazena energia, com sua tensão sendo igual à tensão de entrada refletida no secundário ($V_{dc} \cdot n_T$) menos a tensão no eletrolisador (V_{el}), o que leva a um crescimento linear da corrente i_{L1} até o instante t_3 . Nesse momento, a corrente nos interruptores S_2 e Q_2 é igual à corrente de entrada i_{dc} , enquanto os

diodos D_1 e D_4 conduzem a corrente do indutor i_{L1} . A corrente total fornecida ao eletrolisador (i_{el}) é a soma das correntes do capacitor ($i_{C_{el}}$) e do indutor (i_{L1}).

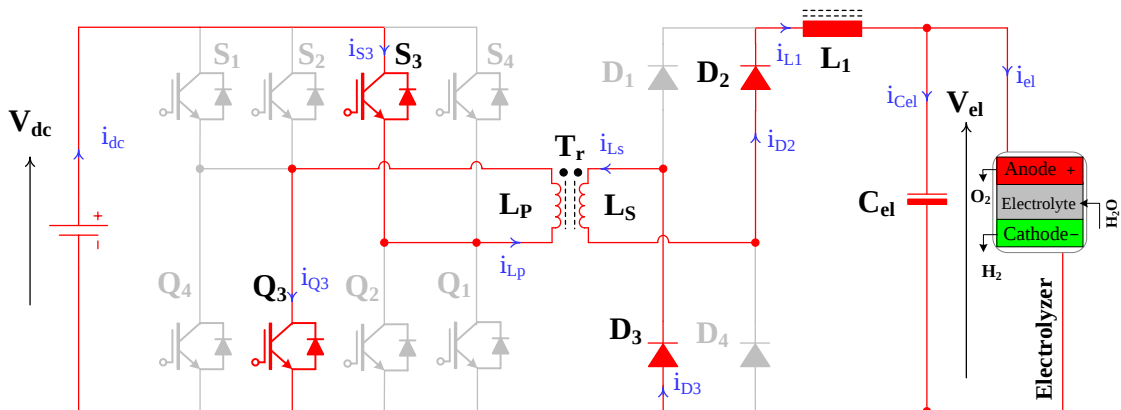
Figura 19 – Terceira etapa de operação no MCC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A quinta etapa (Δt_5), mostrada na Figura 20, se inicia em t_4 com os interruptores S_3 e Q_3 em condução e os demais bloqueados. Diferentemente das etapas anteriores, o transformador (T_r) agora é inversamente polarizado. No entanto, os diodos D_2 e D_3 são polarizados e conduzem a corrente i_{L1} , garantindo que o fluxo de corrente no lado secundário do conversor continue no mesmo sentido das etapas anteriores. Similarmente às etapas 1 e 3, o indutor L_1 armazena energia com uma tensão igual à tensão de entrada refletida no secundário ($V_{dc} \cdot n_T$) subtraída da tensão no eletrolisador (V_{el}). Isso faz com que a corrente no indutor (i_{L1}) cresça linearmente até o instante t_5 . A corrente que passa por S_3 e Q_3 é a mesma da fonte de entrada (i_{dc}), enquanto a corrente fornecida ao eletrolisador (i_{el}) é a soma das correntes do capacitor ($i_{C_{el}}$) e do indutor (i_{L1}).

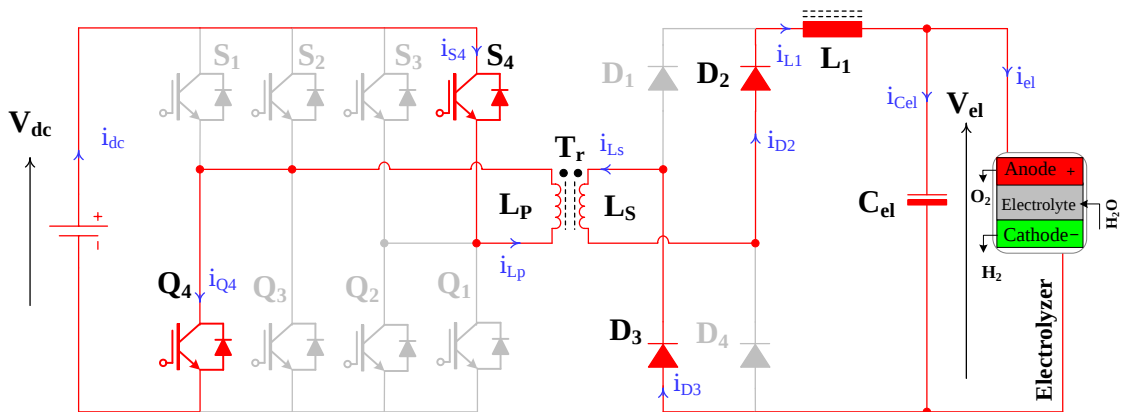
Figura 20 – Quinta etapa de operação no MCC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A sétima etapa (Δt_7), mostrada na Figura 21, inicia no instante t_6 com o acionamento dos interruptores S_4 e Q_4 , enquanto os demais permanecem bloqueados. Semelhante às etapas 1, 3 e 5, o indutor L_1 armazena energia, com sua tensão sendo igual à tensão de entrada refletida no secundário ($V_{dc} \cdot n_T$) subtraída da tensão no eletrolisador (V_{el}). A corrente no indutor (i_{L1}) cresce linearmente até o instante t_7 . Nessa fase, a corrente nos interruptores S_4 e Q_4 é igual à corrente da fonte de entrada (i_{dc}). Assim como na quinta etapa, os diodos D_2 e D_3 conduzem a corrente i_{L1} , e a corrente total fornecida ao eletrolisador (i_{el}) é a soma das correntes do capacitor ($i_{C_{el}}$) e do indutor (i_{L1}).

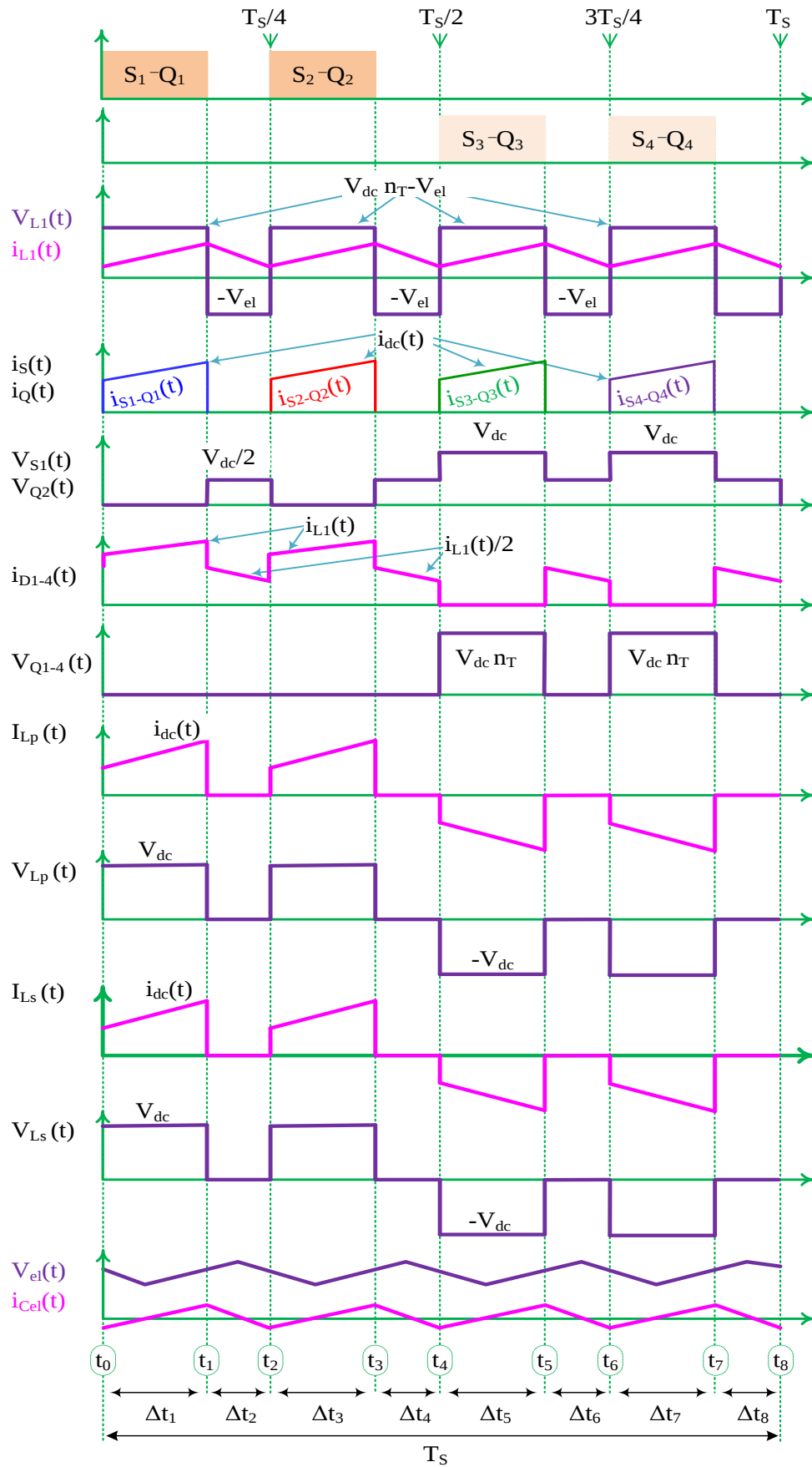
Figura 21 – Sétima etapa de operação no MCC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A análise qualitativa das etapas de funcionamento do conversor no MCC permitiu uma compreensão detalhada do comportamento de cada componente. Para complementar essa visão e servir de base para a análise quantitativa que se segue, a Figura 22 apresenta as principais formas de onda idealizadas do conversor operando neste modo. As curvas de tensão e corrente ilustram graficamente o comportamento cíclico do indutor, as tensões de comutação nos interruptores e as correntes pulsadas que circulam no transformador, fornecendo as informações necessárias para a formulação das expressões matemáticas e o cálculo dos esforços elétricos.

Figura 22 – Formas de onda ideais no MCC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.1.2 Análise Quantitativa do Conversor no MCC

O comportamento da tensão sobre o indutor L_1 (V_{L1}) pode ser observado na Figura 22. A tensão apresenta dois comportamentos distintos: durante as etapas em que os interruptores estão acionados, como na primeira etapa com S_1 e Q_1 em condução, a tensão no indutor é igual à tensão de entrada refletida no secundário ($V_{dc} \cdot n_T$) menos a tensão no eletrolisador (V_{el}). Isso ocorre devido ao divisor de tensão entre L_1 e o eletrolisador. Na segunda etapa, quando todos os interruptores estão bloqueados, a tensão em L_1 é igual a $-V_{el}$, resultante da inversão de polaridade provocada pelo descarregamento da energia armazenada. A Equação 4, que apresenta a expressão de V_{L1} para todas as etapas, evidencia que os valores de tensão se repetem quatro vezes durante um período de chaveamento completo.

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} V_{dc} \cdot n_T - V_{el} & ; \text{ para intervalos ímpares} \\ -V_{el} & ; \text{ para intervalos pares} \end{cases} \quad (4)$$

Adicionalmente, a Figura 22 também permite observar o comportamento da corrente no indutor L_1 (i_{L1}), que aumenta e diminui linearmente em cada etapa de operação. Com isso, é possível formular a equação para o cálculo da corrente instantânea em cada intervalo, conforme demonstrado na Equação 5.

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) + \frac{(V_{dc} \cdot n_T - V_{el}) \cdot (t - t_0)}{L_1} & ; \text{ para intervalos ímpares} \\ i_{L1}(t_1) + \frac{(-V_{el}) \cdot (t - t_1)}{L_1} & ; \text{ para intervalos pares} \end{cases} \quad (5)$$

Em relação à tensão nos interruptores, tomando S_1 e Q_1 como exemplo, a tensão é nula quando estão acionados, como na primeira e na terceira etapa. Quando todos os interruptores estão bloqueados, a tensão de entrada (V_{dc}) é dividida entre os interruptores que compartilham o mesmo braço, como S_1 e Q_4 , resultando em uma tensão de $V_{dc}/2$. No caso de acionamento dos pares de interruptores opostos, como S_3 e Q_3 , a tensão de entrada é aplicada integralmente aos interruptores bloqueados. A Equação 6 formula as tensões aplicadas a S_1 e Q_1 em todas as etapas, comportamento este que é visível na Figura 22.

Já a corrente nos interruptores S_1 e Q_1 pode ser formulada a partir da corrente no indutor (i_{L1}) refletida para o lado primário. A Equação 7 expressa essa formulação.

$$v_{s_1}(t) = \begin{cases} 0 & ; \text{ para } t_0 < t < t_1 \text{ e } t_2 < t < t_3 \\ \frac{V_{dc}}{2} & ; \text{ para intervalos pares} \\ V_{dc} & ; \text{ para } t_4 < t < t_5 \text{ e } t_6 < t < t_7 \end{cases} \quad (6)$$

$$i_{s_1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) + \frac{(V_{dc} \cdot n_T - V_{el})}{L_1} \cdot n_T \cdot (t - t_0) & ; \text{ para } t_0 < t < t_1 \\ 0 & ; \text{ para } t_1 < t < T_s \end{cases} \quad (7)$$

Semelhante ao comportamento dos interruptores, os diodos D_1 e D_4 , quando conduzem a corrente do lado secundário (i_{Ls}), ou seja, quando estão diretamente polarizados, a tensão aplicada a eles é nula. Visto que D_1 e D_4 não conduzem somente nas etapas 5 e 7, a tensão aplicada a eles nessas etapas é igual a tensão de entrada refletida no lado secundário do transformador e zero nas demais etapas. Como mostrado na Equação 8.

$$v_{D_1}(t) = \begin{cases} 0 & ; \text{ para } t_0 < t < t_4; t_5 < t < t_6 \text{ e } t_7 < t < t_8 \\ V_{dc} \cdot n_T & ; \text{ para } t_4 < t < t_5 \text{ e } t_6 < t < t_7 \end{cases} \quad (8)$$

Já o comportamento da corrente nos diodos D_1 e D_4 é contrário ao da tensão, ou seja, quando inversamente polarizados, não conduzem corrente. Nas demais etapas têm-se 2 comportamentos distintos, quando apenas D_1 e D_4 estão conduzindo, sua corrente é igual a corrente no indutor (i_{L1}) e quando todos os diodos conduzem, nas etapas onde todos os interruptores estão bloqueados, a corrente em cada diodo é metade da corrente no indutor (i_{L1}). A Equação 9 formula os valores de corrente instantânea nos diodos D_1 e D_4 .

$$i_{D_1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) + \frac{(V_{dc} \cdot n_T - V_{el}) \cdot (t - t_0)}{L_1} & ; \text{ para } t_0 < t < t_1 \text{ e } t_2 < t < t_3 \\ \frac{i_{L1}(t_1)}{2} + \frac{(-V_{el}) \cdot (t - t_1)}{2L_1} & ; \text{ para intervalos pares} \\ 0 & ; \text{ para } t_4 < t < t_5 \text{ e } t_6 < t < t_7 \end{cases} \quad (9)$$

As Equações 10 e 11, formulam o comportamento da tensão e corrente no enrolamento primário do transformador. Quando diretamente polarizado, a tensão é igual a tensão na fonte (V_{dc}) e quando inversamente polarizado essa tensão inverte ($-V_{dc}$). O mesmo ocorre para corrente, quando diretamente polarizado, a corrente em L_p é igual a corrente no indutor (i_{L1}) refletida para o lado primário do transformador e o mesmo ocorre quando estiver

inversamente polarizado, invertendo o sentido da corrente. Já quando não há energia sendo transferida do lado primário para o secundário, tanto a tensão quanto a corrente são nulas. Para formulação dessas equações no lado secundário, basta multiplicar os valores pela razão de transformação (n_T).

$$v_{Lp}(t) = \begin{cases} V_{dc} & ; \text{ para } t_0 < t < t_1 \text{ e } t_2 < t < t_3 \\ 0 & ; \text{ para intervalos pares} \\ -V_{dc} & ; \text{ para } t_4 < t < t_5 \text{ e } t_6 < t < t_7 \end{cases} \quad (10)$$

$$i_{Lp}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) \cdot n_T + \frac{(V_{dc} \cdot n_T - V_{el})}{L_1} \cdot n_T \cdot (t - t_0) & ; \text{ para } t_0 < t < t_1 \text{ e } t_2 < t < t_3 \\ 0 & ; \text{ para intervalos pares} \\ -i_{L1}(t_0) \cdot n_T - \frac{(V_{dc} \cdot n_T - V_{el})}{L_1} \cdot n_T \cdot (t - t_0) & ; \text{ para } t_4 < t < t_5 \text{ e } t_6 < t < t_7 \end{cases} \quad (11)$$

O ganho estático do conversor é dado pela relação entre a tensão de saída (V_{el}) e tensão de entrada (V_{dc}). O ganho estático em MCC pode ser obtido pela análise da tensão média em L_1 considerando seu comportamento cíclico. Considerando os dois intervalos de tempo que se repetem quatro vezes em um período de comutação, a tensão média no indutor é zero, o que facilita isolar as variáveis V_{el} e V_{dc} , e assim, formular uma expressão para o ganho estático. Visto que os valores de V_{L1} se repetem durante os períodos, como mostrado na Equação 4, a Equação 12 representa o valor médio da tensão no indutor V_{L1} de forma simplificada.

$$V_{L1} = \frac{4}{T_S} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} V_{L1}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} V_{L1}(t) \cdot dt \right] = 0 \quad (12)$$

Substituindo as tensões do indutor para cada intervalo de tempo, tem-se a Equação 13.

$$V_{L1} = \frac{4}{T_S} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_S} (V_{dc} n_T - V_{el}) \cdot dt + \int_0^{(1-D) \cdot \frac{T_S}{4}} (-V_{el}) \cdot dt \right] = 0 \quad (13)$$

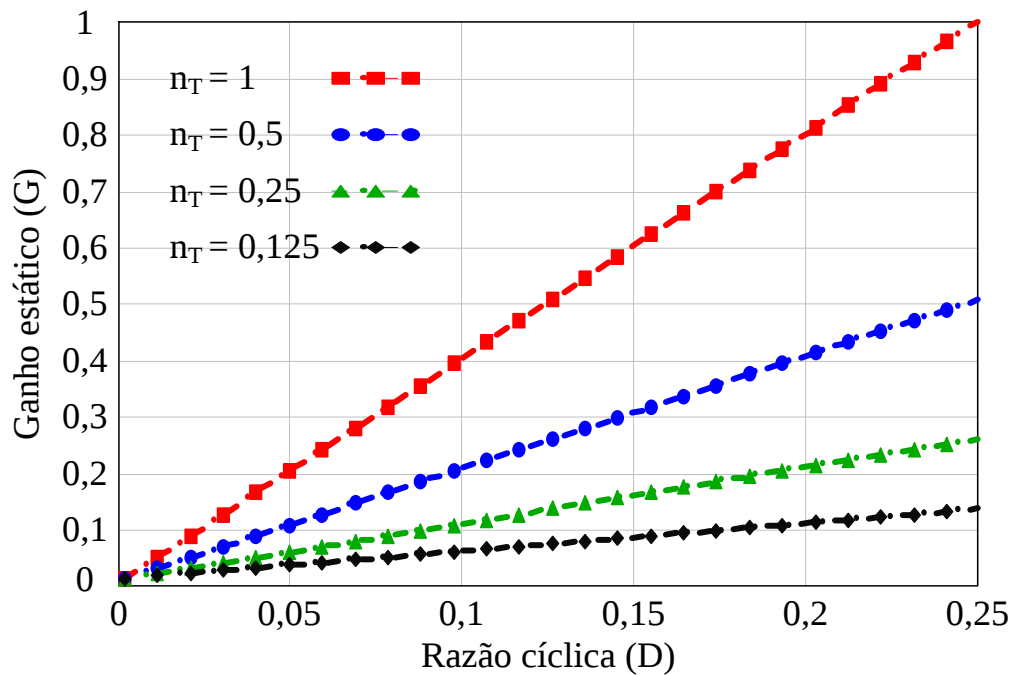
Resolvendo a Equação 13, o ganho estático é dado pela Equação 14.

$$G_{MCC} = \frac{V_{el}}{V_{dc}} = 4 \cdot n_T \cdot D \quad (14)$$

A Figura 23 apresenta o comportamento do ganho estático do conversor em função da razão cíclica, obtido a partir da Equação 14. Observa-se uma variação linear do ganho para diferentes valores do parâmetro n_T , evidenciando a influência direta desse parâmetro no desempenho do conversor. Nota-se que, à medida que a razão cíclica aumenta, o ganho estático também cresce proporcionalmente, sendo esse efeito mais acentuado para valores maiores de n_T .

Para calcular a corrente média no indutor (I_{L1}), considera-se que a mesma é igual a corrente no eletrolisador (i_{el}), visto que a corrente média no capacitor (C_{el}) é nula. Com isso, relacionando a definição de ganho estático com a Equação 14, é possível calcular a corrente média no indutor pela Equação 15.

Figura 23 – Ganho estático do conversor no MCC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$I_{L1_{med}} = \frac{I_{dc}}{4D \cdot n_T} \quad (15)$$

Já a tensão sobre o indutor (V_{L1}) é definida pela Equação 16. Substituindo o V_{L1}

dado pela Equação 4 na Equação 16, durante o intervalo de tempo Δt_2 , é possível calcular o valor da indutância L_1 pela Equação 17.

$$V_{L1} = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} \quad (16)$$

$$L_1 = \frac{V_{el}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta i_{L1}} \cdot (1 - 4D) \quad (17)$$

Para dimensionar a capacitância C_{el} , utiliza-se a relação da tensão sobre o capacitor em função da corrente, a Equação 18 demonstra sua aplicação em relação ao comportamento do circuito.

$$\Delta V_{C_{el}} = \frac{1}{C_{el}} \int_0^{\Delta t_1/2 + \Delta t_2/2} i_C(t) \cdot dt \quad (18)$$

Resolvendo a Equação 18 e simplificando, a capacitância C_{el} é dada pela Equação 19.

$$C_{el} = \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta V_{C_{el}} \cdot f_s} \cdot \left(\frac{1 - 2D}{16} \right) \quad (19)$$

3.2 Análise do conversor no modo de condução descontínuo (MCD)

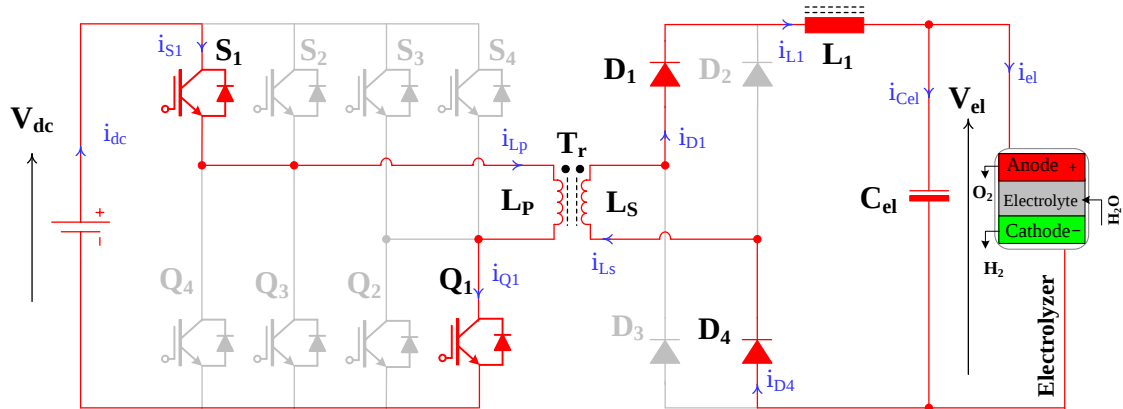
Nesta seção, será apresentado o funcionamento do conversor no modo de condução descontínuo (MCD), ressaltando que o circuito será analisado de forma ideal. O MCD é caracterizado pela descontinuidade da corrente elétrica circulando pelo indutor L_1 . Visto que o indutor descarrega sua energia armazenada antes dos interruptores serem acionados, adiciona-se uma nova etapa de operação para cada ciclo de acionamento dos interruptores.

3.2.1 Análise Qualitativa do Conversor no MCD

Na primeira etapa (Δt_1), que inicia em t_0 , os interruptores S_1 e Q_1 estão em condução, todos os outros interruptores permanecem bloqueados. A corrente da fonte de entrada (i_{dc}) flui pelo lado primário do transformador (L_p) através de S_1 e Q_1 . No lado secundário, a tensão induzida em L_s polariza diretamente os diodos D_1 e D_4 , permitindo que a corrente do secundário (i_{Ls}) circule por eles. Essa corrente segue através de D_1 para o indutor L_1 , onde a energia é armazenada, e em seguida se divide para alimentar o capacitor de saída (C_{el}) e o

eletrolisador. O circuito se fecha com a corrente retornando ao secundário do transformador por meio de D_4 . O funcionamento da primeira etapa é idêntico ao que ocorre na primeira etapa no MCC, assim como as etapas 4, 7 e 10 são idênticas as etapas 3, 5 e 7 do MCC, respectivamente. Essa etapa está representada na Figura 24.

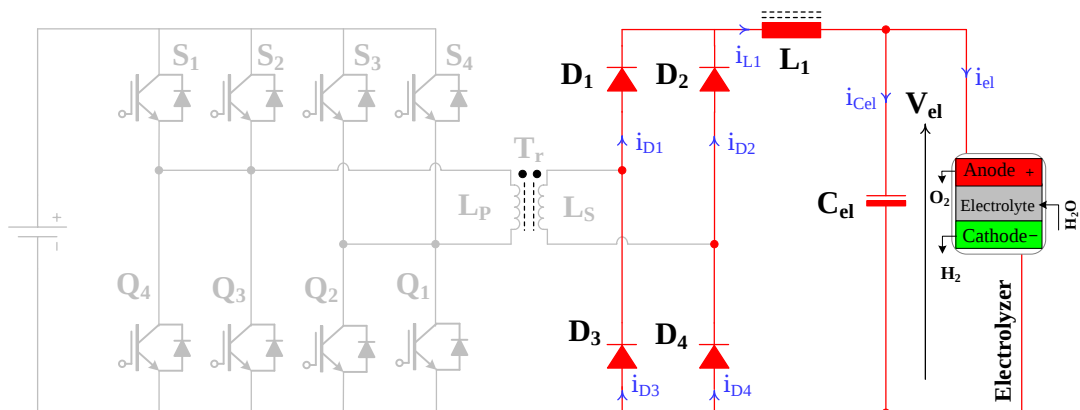
Figura 24 – Primeira etapa de operação no MCD.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As etapas 2, 5, 8 e 11 são idênticas as etapas 2, 4, 6 e 8 do MCC, respectivamente, na qual todos os interruptores encontram-se bloqueados. A fonte de entrada primária (V_{dc}) deixa de fornecer energia, e o fluxo de potência é mantido pelo indutor L_1 e pelo capacitor C_{el} . O indutor L_1 descarrega a energia que havia armazenado na etapa anterior, operando com a polaridade invertida, o que resulta em uma tensão de $-V_{el}$ sobre ele. A corrente i_{L1} decresce linearmente. Essa etapa está representada na Figura 25.

Figura 25 – Segunda etapa de operação no MCD.

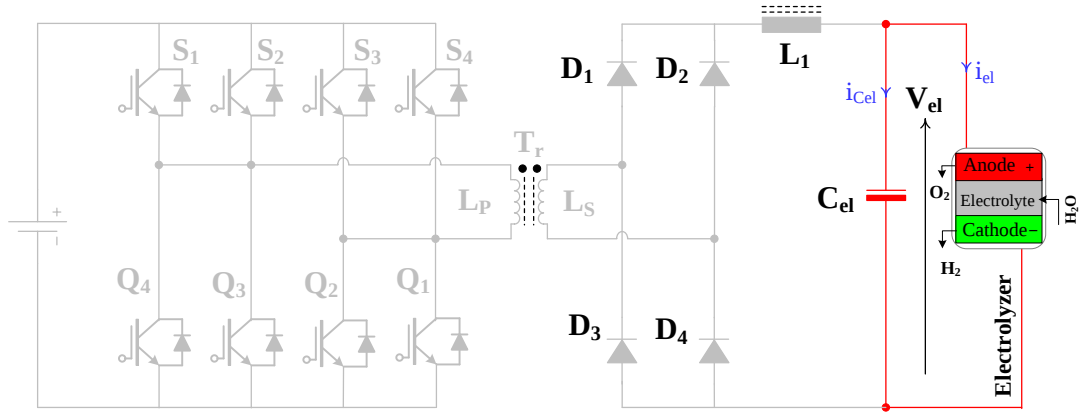


Fonte: Elaborado pelo autor.

Na terceira etapa (Δt_3), representada pela Figura 26, é onde o funcionamento do conversor difere do MCC. Inicia-se em t_2 , após L_1 transferir toda a energia armazenada. Então, o capacitor C_{el} é responsável por transferir a energia necessária para o eletrolisador,

mantendo a tensão da carga dentro dos limites aceitáveis. Esse comportamento se repete nas etapas 6, 9 e 12.

Figura 26 – Terceira etapa de operação no MCD.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para complementar a representação deste modo de condução, a Figura 27 apresenta as principais formas de onda idealizadas do conversor operando neste modo. As curvas de tensão e corrente ilustram graficamente o comportamento cíclico do indutor, as tensões de comutação nos interruptores e as correntes pulsadas que circulam no transformador, fornecendo as informações necessárias para a formulação das expressões matemáticas do ganho estático no MCD.

3.2.2 Análise Quantitativa do Conversor no MCD

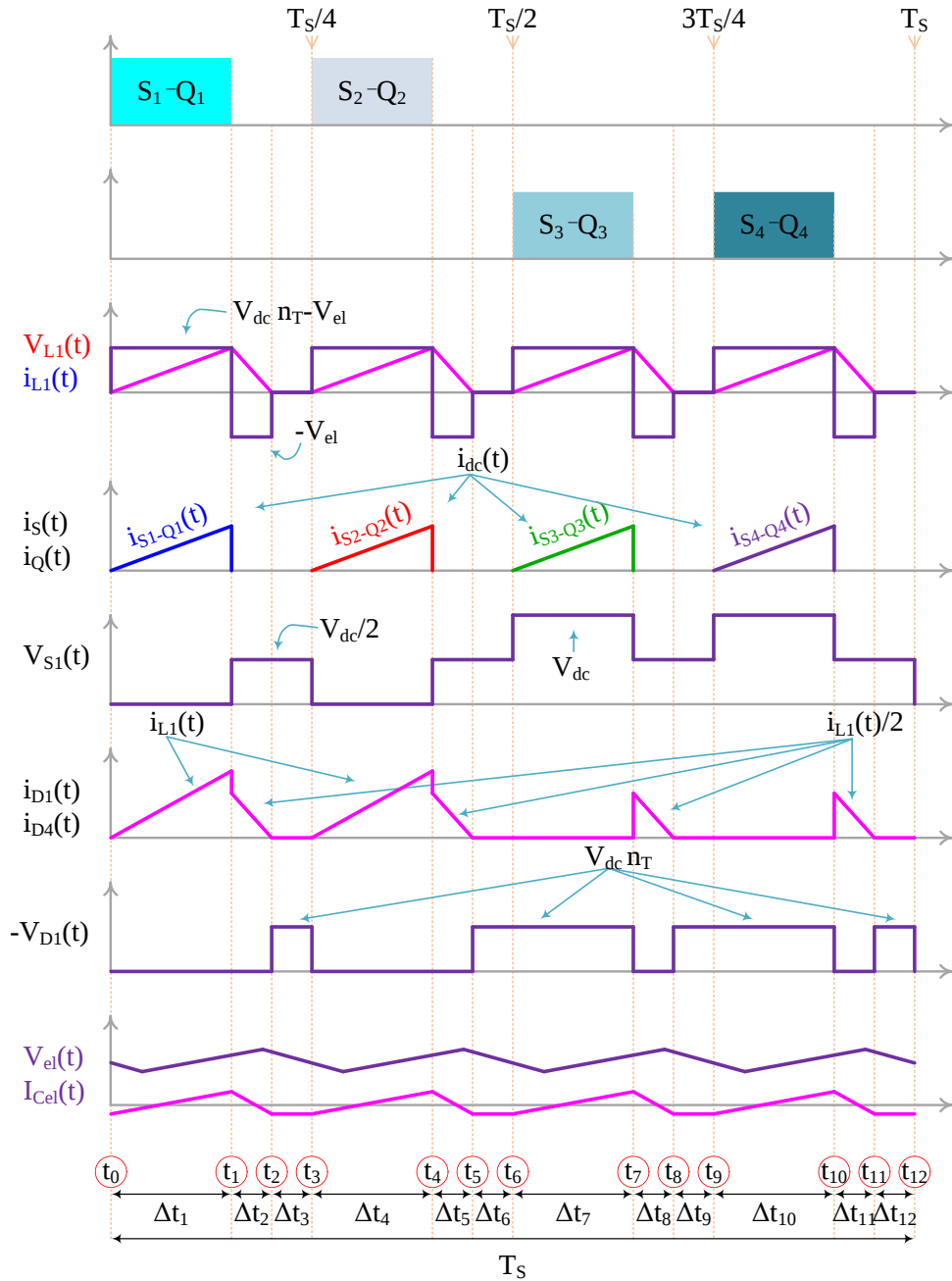
No MCD, o ganho estático também é obtido pela análise da tensão média no indutor L_1 . O comportamento de V_{L1} pode ser observado na Figura 27. No MCD, a tensão no indutor L_1 apresenta três diferentes valores em um quarto do período de chaveamento. A Equação 20 demonstra os valores de V_{L1} para cada etapa de operação. É possível observar que os valores são os mesmos mostrado no MCC, com o acréscimo do valor nulo, que acontece quando o capacitor (C_{el}) está transferindo energia para o eletrolisador, logo não há corrente passando por L_1 .

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} V_{dc} \cdot n_T - V_{el} & ; \text{ para } t_0 < t < t_1 \\ -V_{el} & ; \text{ para } t_1 < t < t_2 \\ 0 & ; \text{ para } t_2 < t < t_3 \end{cases} \quad (20)$$

Utilizando a Equação 20 da tensão instantânea, a Equação 21 é formulada considerando três intervalos que se repetem quatro vezes em um período de chaveamento.

$$V_{L1} = \frac{4}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} V_{L1}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} V_{L1}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_3} V_{L1}(t) \cdot dt \right] = 0 \quad (21)$$

Figura 27 – Formas de onda ideais no MCD.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Visto que a primeira etapa não sofre alteração no seu intervalo, Δt_1 é igual ao valor mostrado para o MCC na Equação 1. Já o intervalo Δt_2 deve ser recalculado para este modo. Utilizando a os valores da Equação 20 na Equação 16, o novo valor Δt_2 pode ser obtido pela Equação 22.

$$\Delta t_{2\text{MCD}} = \frac{L_1 \cdot \Delta i_{L1}}{V_{el}} = \left(\frac{L_1}{V_{el}} \right) \cdot I_{L\text{máx}} \quad (22)$$

Como o indutor armazena e transfere toda a energia, a variação de corrente no indutor (Δi_{L1}) é igual à corrente máxima no indutor ($I_{L\text{máx}}$), representada na Equação 23. A corrente no eletrolisador (I_{el}) pode ser obtida utilizando a Equação 24.

$$I_{L\text{máx}} = \frac{(V_{dc} \cdot n_T - V_{el}) \cdot D \cdot T_S}{L_1} \quad (23)$$

$$I_{el} = 4 \cdot \left[\frac{I_{L\text{máx}}}{2} \cdot \left(\frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{T_S} \right) \right] \quad (24)$$

Manipulando a Equação 24, utilizando as Equações 22 e 23, o ganho estático no MCD é obtido pela Equação 25, onde a corrente parametrizada no eletrolisador ($\overline{I_{el}}$) é obtida pela Equação 26.

$$G_{\text{MCD}} = \frac{V_{el}}{V_{dc}} = \frac{(4 \cdot D^2 \cdot n_T^2)}{(4 \cdot D^2 \cdot n_T + \overline{I_{el}})} \quad (25)$$

$$\overline{I_{el}} = \frac{2 \cdot L_{1\text{MCD}} \cdot I_{el} \cdot f_S}{V_{dc}} \quad (26)$$

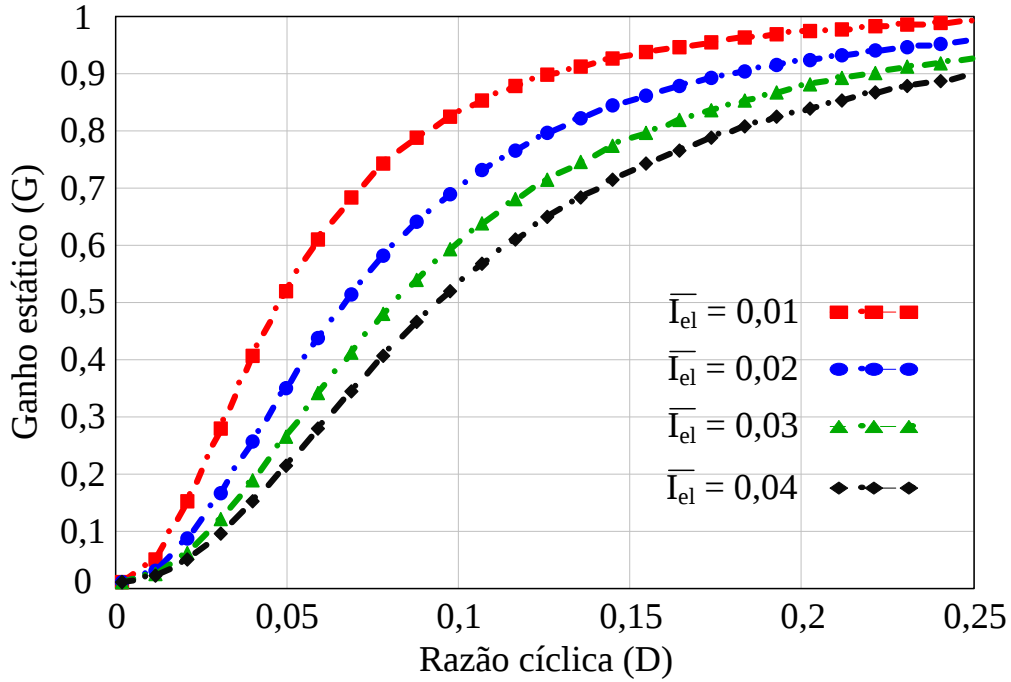
A Figura 28 apresenta o comportamento do ganho estático do conversor operando em MCD em função da razão cíclica (D), para diferentes valores da corrente parametrizada ($\overline{I_{el}}$), obtido a partir da Equação 25. Observa-se que o ganho estático aumenta com o incremento da razão cíclica, porém de forma não linear, especialmente para baixos valores de D . Além disso, verifica-se que o aumento da corrente parametrizada ($\overline{I_{el}}$) resulta na redução do ganho estático, evidenciando a influência dessa variável no desempenho do conversor em MCD.

3.3 Análise do conversor no modo de condução crítico (MCCr)

A análise qualitativa no MCCr é idêntica à apresentada para o MCC, o único ponto divergente está na corrente do indutor L_1 , visto que no MCCr o mesmo transfere toda sua energia na segunda etapa, logo o valor da corrente no indutor será nulo, no limiar entre as etapas de transferência e armazenamento de energia.

No modo de condução crítico (MCCr), o conversor opera no limite entre o MCC e o MCD. O valor da indutância crítica (L_{1cri}) é dimensionada de forma que o indutor armazene e transfira completamente a energia dentro do seu ciclo, ou seja, quatro vezes em um período de chaveamento. As etapas de operação do conversor no MCCr são idênticas as do MCC.

Figura 28 – Ganho estático do conversor no MCD.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para determinar L_{1cri} , utiliza-se a Equação 16, considerando que a variação da corrente no indutor (Δi_{L1}) é igual a duas vezes a corrente no eletrolisador (i_{el}). Para resolução da Equação 16, a segunda etapa (Δt_2) foi utilizada por praticidade. Assim, a indutância crítica é obtida pela Equação 27.

$$L_{1cri} = \frac{V_{el}}{8 \cdot f_s \cdot I_{el}} \cdot (1 - 4D) \quad (27)$$

Neste modo, o ganho estático é associado ao MCC e ao MCD, demonstrados nas Equações 14 e 25. Ao igualar os ganhos nesses dois modos anteriores, obtém-se a Equação 28.

$$4 \cdot n_T \cdot D = \frac{(4 \cdot D^2 \cdot n_T^2)}{(4 \cdot D^2 \cdot n_T + \bar{I}_{el})} \quad (28)$$

Isolando a razão cíclica na Equação 28, tem-se a Equação 29, que fornece o valor

de D para o MCCr.

$$D_{cri} = \frac{n_T \pm \sqrt{n_T^2 - 16\overline{I_{el}} \cdot n_T}}{8n_T} \quad (29)$$

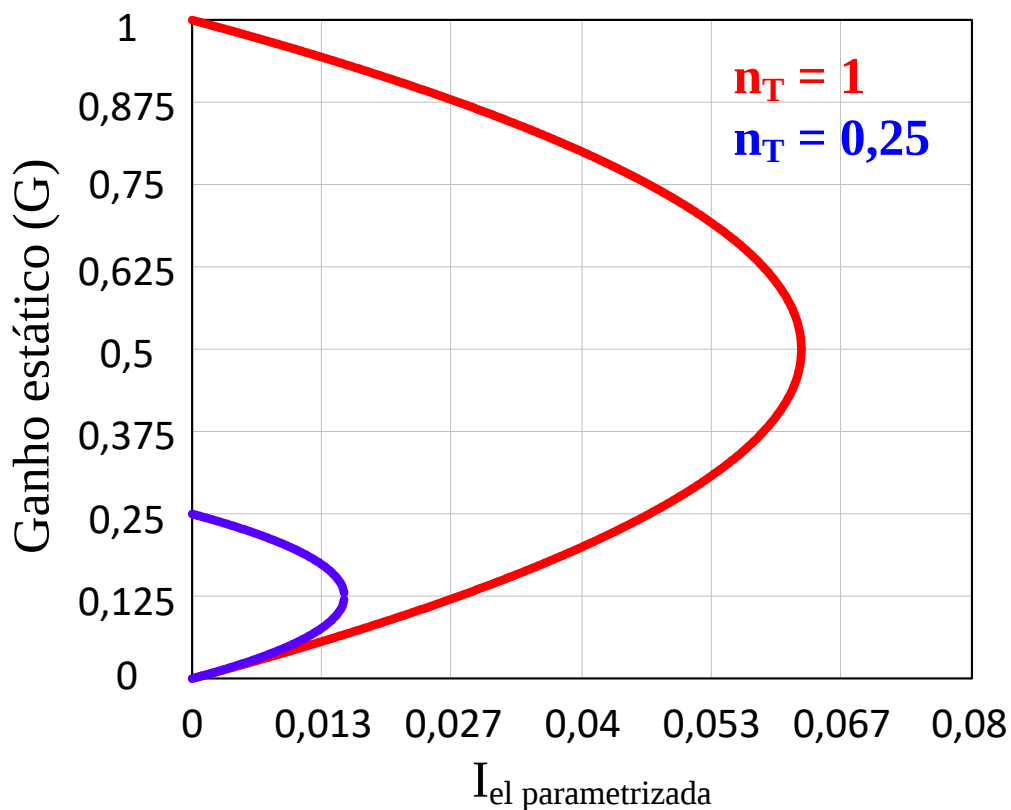
Visto que a Equação 29, pode resultar em dois valores de D_{cri} distintos, substitui-se os dois possíveis valores na Equação 14, assim, o ganho no MCCr é formulado na Equação 30.

$$G_{MCCr} = \frac{n_T \pm \sqrt{n_T^2 - 16\overline{I_{el}} \cdot n_T}}{2} \quad (30)$$

A Figura 29 apresenta o ganho estático crítico do conversor em função da corrente parametrizada, obtido a partir da Equação 30, para duas relações de transformação distintas. Observa-se que o comportamento do ganho varia conforme a corrente parametrizada, delimitando a região de transição entre os modos de condução.

Além disso, verifica-se que o aumento da relação de transformação amplia a região de operação em modo de condução descontínua, evidenciando a influência direta desse parâmetro nas condições de funcionamento do conversor.

Figura 29 – Ganho estático do conversor no MCCr.



Fonte: Elaborado pelo autor.

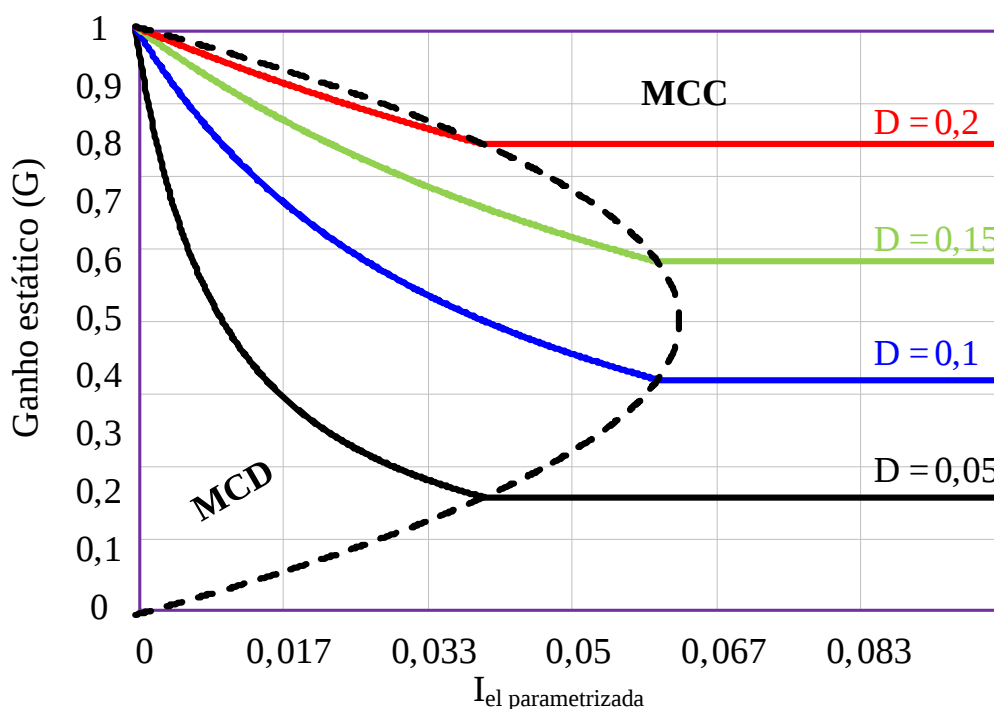
3.4 Característica estática da saída do conversor

A Figura 30 apresenta a característica de saída do conversor, obtida a partir das equações do ganho estático correspondentes aos modos MCC, MCD e MCCr, descritas pelas Equações 14, 25 e 30, respectivamente. Para essa análise, foi considerada uma relação de transformação unitária.

Observa-se que, na região de MCD, o ganho estático varia em função da razão cíclica e da corrente parametrizada da carga, evidenciando a dependência do comportamento do conversor em relação a essas duas variáveis. Por outro lado, na região de MCC, o ganho estático depende exclusivamente da razão cíclica, tornando-se independente da carga.

Além disso, essa figura pode ser interpretada como um “*datasheet*” do conversor, permitindo identificar a potência mínima necessária para que o sistema opere em MCC. Para aplicações com cargas como o eletrolisador, não é recomendável a operação em MCD, uma vez que esse tipo de carga exige baixa ondulação de corrente para garantir seu correto funcionamento e maior eficiência do processo.

Figura 30 – Característica estática de saída do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Logo, para o conversor proposto, observa-se na Figura 30 que a operação no MCC é desejável para aplicação de 8 kW devido à independência do ganho de tensão em relação à carga. Além disso, para atender os requisitos da ondulação mínima de corrente no Eletrolisador, o Indutor L_1 é dimensionado para o conversor operar no MCC em uma faixa de variação de

carga de até 90%. Assim, a permanência à direita do limite crítico de condução minimiza o valor eficaz da corrente (I_{rms}), reduzindo as perdas ôhmicas e o estresse térmico nos semicondutores e no transformador de alta frequência.

3.5 Considerações finais

Neste capítulo, foi realizada a análise detalhada do conversor proposto, contemplando sua operação nos MCC e MCD, bem como a caracterização de sua curva de saída. A partir dessas análises, foi possível compreender o comportamento do ganho estático em diferentes regimes de operação, evidenciando a influência da razão cíclica, da corrente de carga e dos parâmetros do conversor.

A abordagem qualitativa permitiu definir as etapas de comutação e estabelecer as formas de onda teóricas, essenciais para a compreensão da dinâmica de transferência de energia da topologia estudada.

Adicionalmente, a modelagem quantitativa viabilizou a formulação matemática do ganho estático e o mapeamento das fronteiras de operação, contemplando as particularidades do Modo de Condução Contínua (MCC) e do Modo de Condução Descontínua (MCD). A obtenção da curva teórica de saída evidenciou de forma analítica a influência da razão cíclica, da corrente do eletrolisador e dos parâmetros do circuito no comportamento global do conversor.

Conclui-se que o equacionamento realizado consolida o princípio de funcionamento da estrutura e fornece o embasamento matemático para o cálculo das indutâncias e capacitâncias. Este referencial teórico viabiliza a determinação das exigências elétricas impostas a cada componente do sistema.

4 ANÁLISE DOS ESFOÇOS ELÉTRICOS NO CONVERSOR

Neste capítulo, formulações matemáticas são realizadas para avaliar as grandezas elétricas nos componentes do conversor, fornecendo as informações necessárias para a correta seleção de cada elemento do circuito. As análises consideram apenas a operação do conversor em MCC, uma vez que esse regime garante baixa ondulação de corrente, sendo mais adequado para a alimentação do eletrolisador.

4.1 Esforços de tensão e da corrente nos diodos.

Ao analisar o comportamento do circuito, percebe-se que os diodos apresentam três comportamentos distintos. Em Δt_1 e Δt_3 a corrente que flui em D_1 e D_4 é a mesma que flui pelo indutor (i_{L1}). Já em Δt_2 , Δt_4 , Δt_6 , e Δt_8 a corrente flui por todos os diodos igualmente. Visto que existem dois braços com diodos, a corrente que flui por cada diodo é metade da corrente que flui pelo indutor, ou seja, $i_{L1}/2$. Por fim, em Δt_5 e Δt_7 , não flui corrente por D_1 e D_4 . Logo, a corrente média em D_1 pode ser obtida pela Equação 31. Vale ressaltar, que os valores que estão multiplicando cada integral, representam a quantidade de vezes que cada comportamento se repete em um período completo de chaveamento.

$$I_{D1med} = \frac{1}{T_S} \cdot \left(2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} I_{L1med} \cdot dt + 4 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{I_{L1med}}{2} \right) \cdot dt \right) \quad (31)$$

Sabe-se que a corrente média em L_1 é igual a I_{el} , logo, resolvendo as integrais da Equação 31, tem-se a Equação 32.

$$I_{D1med} = \frac{I_{el}}{2} \quad (32)$$

Para encontrar a corrente eficaz em D_1 , foi aplicada a fórmula para calcular o valor RMS na Equação 31, assim tem-se a Equação 33.

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} (I_{L1med})^2 \cdot dt + 4 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{I_{L1med}}{2} \right)^2 \cdot dt \right)} \quad (33)$$

Resolvendo as integrais da Equação 33, tem-se a corrente eficaz em D_1 detalhada na Equação 34.

$$I_{D1ef} = I_{el} \cdot \frac{\sqrt{4D + 1}}{2} \quad (34)$$

A tensão máxima nos diodos ocorre quando os mesmos não estão polarizados diretamente, ou seja, para D₁ e D₄, nas etapas 5 e 7. Logo, a tensão máxima será igual a V_{dc} refletido no lado secundário, como mostrado na Equação 35.

$$V_{D1max} = V_{dc} \cdot n_T \quad (35)$$

4.2 Esforços de tensão e da corrente nos interruptores.

A corrente que flui pelos interruptores é a mesma fornecida pela fonte de alimentação ao circuito. Cada interruptor conduz essa corrente em seu respectivo intervalo de condução. Tomando como exemplo os interruptores S₁ e Q₁, a corrente flui por eles durante Δt₁. Com base na Figura 22, é possível observar que S₁ e Q₁ conduzem, em média, um quarto da corrente da fonte. Assim, a corrente média em S₁ e Q₁ pode ser obtida pela Equação 36. Utilizando a relação do ganho estático no MCC (G_{MCC}) para expressar em função de i_{el}, obtém-se a Equação 37.

$$I_{Smed} = \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_1} \frac{I_{el}}{4D} \cdot dt \right) \quad (36)$$

$$I_{Smed} = \frac{I_{dc}}{4} = n_T \cdot I_{el} \cdot D \quad (37)$$

Para determinar a corrente eficaz em S₁ e Q₁, aplica-se a fórmula para o cálculo do valor RMS na Equação 36, resultando na Equação 38. Resolvendo a integral da Equação 38 e empregando a relação do G_{MCC} para expressar em função de i_{el}, obtém-se a Equação 39.

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_{el}}{4D} \right)^2 \cdot dt \right)} \quad (38)$$

$$I_{Sef} = n_T \cdot I_{el} \cdot \sqrt{D} \quad (39)$$

A tensão sobre os interruptores do conversor é dada pela Equação 40, sendo essa

expressão fundamental para o correto dimensionamento dos dispositivos semicondutores, uma vez que define os níveis de tensão aos quais estarão submetidos durante a operação.

$$V_{S1_{\max}} = V_{dc} \quad (40)$$

4.3 Esforços de corrente no indutor e capacitor.

No MCC, o indutor apresenta um comportamento cíclico de armazenar e descarregar sua energia, com uma frequência quatro vezes maior que a frequência de chaveamento dos interruptores. Assim, na Equação 41 tem-se a integral do valor médio na corrente do indutor.

$$I_{L1_{\text{med}}} = \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{T_S} I_{el} \, dt + \int_0^{T_S} I_{Cel} \, dt \right) \quad (41)$$

Resolvendo as integrais na Equação 41 e considerando que a corrente média no capacitor, ao longo de um período de chaveamento, é nula, obtém-se a Equação 42, na qual se verifica que a corrente média no indutor é igual à corrente no eletrolisador (I_{el}).

Adicionalmente, essa corrente média também pode ser determinada por meio da equação do ganho estático no MCC.

$$I_{L1_{\text{med}}} = I_{el} \quad (42)$$

Visto que o capacitor (C_{el}) está em paralelo com o eletrolisador, sabe-se que a tensão aplicada nele é V_{el} , assim como sua corrente média é nula. Logo, pode-se calcular diretamente a corrente eficaz em C_{el} pela Equação 43.

$$I_{C_{el_{\text{ef}}}} = \sqrt{\frac{4}{T_S} \cdot \left[\int_0^{\frac{\Delta t_1}{2} + \frac{\Delta t_2}{2}} \left(\frac{\Delta i_{L1}}{4} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{\Delta t_1}{2} + \frac{\Delta t_2}{2}} \left(-\frac{\Delta i_{L1}}{4} \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (43)$$

Resolvendo a Equação 43 com suas devidas simplificações, obtém-se a Equação 44.

$$I_{C_{ef}} = \frac{\Delta i_{L1}}{4} = \frac{V_{el}}{16 \cdot f_s \cdot L_1} \cdot (1 - 4D) \quad (44)$$

4.4 Análise teórica do dimensionamento do transformador

Esta seção apresenta as correntes eficazes, as tensões e a potência aparente nos enrolamentos primário e secundário do transformador. Além disso, é desenvolvida a análise teórica de seu dimensionamento, incluindo o cálculo do produto das áreas ($A_e A_w$), considerando o conversor operando no regime permanente e em condução contínua.

4.4.1 Determinação das tensões e correntes eficazes nos enrolamentos do transformador.

O equacionamento a seguir estabelece as expressões da tensão e da corrente eficaz, bem como da potência aparente processada nos enrolamentos do transformador. Essas grandezas são posteriormente utilizadas no procedimento de dimensionamento do transformador. Com base na Figura 22, as expressões integrais para o cálculo da tensão eficaz nos enrolamentos primário e secundário são apresentadas nas Equações 45 e 46.

$$V_{P_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (V_{dc})^2 dt + 2 \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (-V_{dc})^2 dt \right]} \quad (45)$$

$$V_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (V_{dc} \cdot n_T)^2 dt + 2 \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (-V_{dc} \cdot n_T)^2 dt \right]} \quad (46)$$

Ao resolver as integrais das Equações 45 e 46, obtêm-se as expressões apresentadas nas Equações 47 e 48.

$$V_{P_{ef}} = 2 \cdot V_{dc} \cdot \sqrt{D} \quad (47)$$

$$V_{S_{ef}} = 2 \cdot V_{dc} \cdot n_T \cdot \sqrt{D} \quad (48)$$

A partir da equação do ganho estático, tem-se que a tensão V_{dc} é dada por $V_{el}/(4 \cdot n_T \cdot D)$. Substituindo essa relação nas Equações 47 e 48, obtêm-se diretamente as expressões finais descritas nas Equações 49 e 50.

$$V_{P_{ef}} = \frac{V_{el}}{2 \cdot n_T \cdot \sqrt{D}} \quad (49)$$

$$V_{Sef} = \frac{V_{el}}{2 \cdot \sqrt{D}} \quad (50)$$

Seguindo o mesmo procedimento empregado na determinação das tensões eficazes, e tomando como referência a Figura 22, derivam-se as expressões integrais para o cálculo da corrente eficaz nos enrolamentos primário e secundário, conforme as Equações 51 e 52.

$$I_{Pef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{I_{dc}}{4D} \right)^2 dt + 2 \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(-\frac{I_{dc}}{4D} \right)^2 dt \right]} \quad (51)$$

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (I_{el})^2 dt + 2 \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (-I_{el})^2 dt \right]} \quad (52)$$

Resolvendo-se as integrais das Equações 51 e 52 e, com base na equação do ganho estático, verifica-se que a corrente I_{dc} é dada por $4 \cdot I_{el} \cdot n_T \cdot D$. Ao substituir essa relação nas Equações 49 e 50, obtêm-se diretamente as expressões finais da corrente eficaz nos enrolamentos primário e secundário, conforme as Equações 53 e 54.

$$I_{Pef} = 2 \cdot n_T \cdot I_{el} \cdot \sqrt{D} \quad (53)$$

$$I_{Sef} = 2 \cdot I_{el} \cdot \sqrt{D} \quad (54)$$

4.4.2 Obtenção da potência aparente nos enrolamentos primário e secundário

Com base nas Equações 47 e 53, obtém-se a expressão que permite determinar a potência aparente associada ao enrolamento primário. Dessa forma, define-se a potência aparente idealmente processada por esse enrolamento no transformador, conforme expressa na Equação 55.

$$S_P = V_{Pef} \cdot I_{Pef} = \frac{V_{el}}{2 \cdot n_T \cdot \sqrt{D}} \cdot (2 \cdot n_T \cdot I_{el} \cdot \sqrt{D}) = V_{el} \cdot I_{el} \quad (55)$$

A partir das Equações 48 e 54, formula-se a expressão correspondente à potência aparente vinculada ao enrolamento secundário. Assim, caracteriza-se a potência aparente idealmente transferida por esse enrolamento, conforme apresentada na Equação 56.

$$S_S = V_{S_{ef}} \cdot I_{S_{ef}} = \frac{V_{el}}{2 \cdot \sqrt{D}} \cdot (2 \cdot I_{el} \cdot \sqrt{D}) = V_{el} \cdot I_{el} \quad (56)$$

A partir das expressões obtidas para as potências aparentes nos enrolamentos primário e secundário, observa-se que, no modelo idealizado do conversor, ambas assumem o mesmo valor. Esse resultado é consequência direta das hipóteses de idealidade adotadas na análise, nas quais são desprezadas as perdas no núcleo magnético, as perdas ôhmicas nos enrolamentos e os efeitos de dispersão de fluxo. Nessas condições, a potência aparente processada no enrolamento primário é integralmente transferida ao enrolamento secundário, garantindo a conservação da potência aparente entre os dois lados do transformador. Essa igualdade deixa de ser estritamente válida quando se consideram os efeitos não ideais do sistema, os quais serão discutidos na sequência.

4.4.3 Determinação do produto das áreas

A determinação do produto de áreas baseia-se em duas leis fundamentais do eletromagnetismo: as Leis de Faraday e de Ampère (Barbi, 2001). Além disso, o produto de áreas expressa a capacidade do elemento magnético em processar energia, indicando o nível de potência que o núcleo deve suportar. Essa capacidade é influenciada principalmente pelo material magnético empregado, pelas características geométricas do núcleo e pelos aspectos construtivos do transformador. Tais características são incorporadas ao modelo por meio de fatores adimensionais, como o fator de utilização da janela e o fator de ocupação dos enrolamentos, entre outros.

4.4.3.1 Tensão Magnetizante

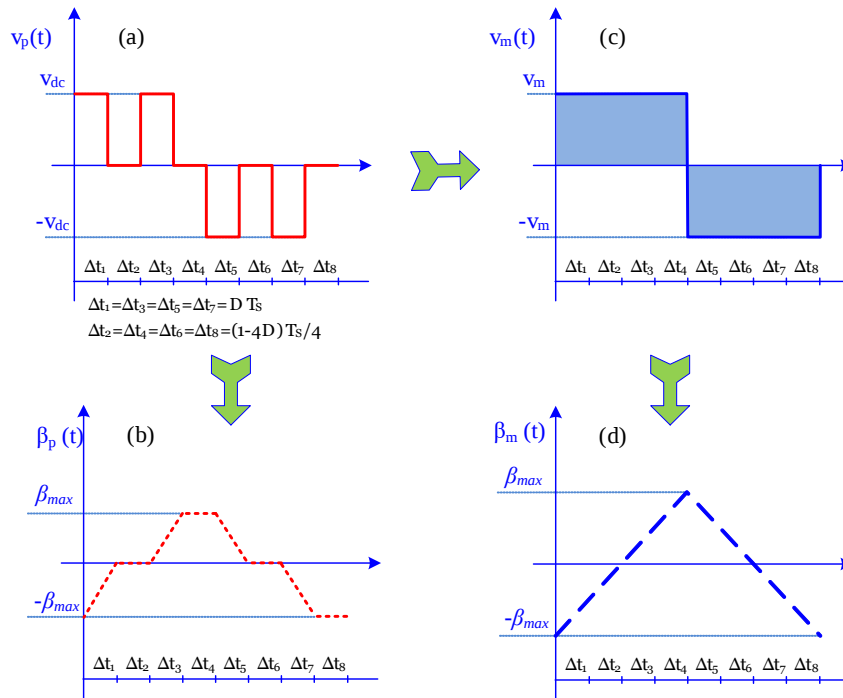
Em um elemento magnético, a tensão magnetizante determina a excursão do fluxo magnético, a qual é definida pelo valor médio da tensão instantânea ao longo de um semiciclo. A Equação 57 expressa a tensão magnetizante para o conversor operando em modo de condução contínua. Figura 31(a) e Figura 31(b) ilustram a relação entre a tensão aplicada e a excursão do fluxo magnético, enquanto a Figura 31(c) e Figura 31(d) apresentam, respectivamente, a forma idealizada da tensão magnetizante e a correspondente variação do fluxo magnético para a onda de tensão considerada.

$$V_{Mp} = \frac{2}{T_S} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_1} V_{dc} \, dt + \int_0^{\Delta t_3} V_{dc} \, dt \right) = \frac{4}{T_S} \cdot \int_0^{D \cdot T_S} V_{dc} \, dt \quad (57)$$

Ao resolver a integral apresentada na Equação 55, obtém-se a Equação 56.

$$V_{Mp} = 4 \cdot D \cdot V_{dc} = \frac{V_{el}}{n_T} \quad (56)$$

Figura 31 – Formas de onda idealizadas no transformador: (a) tensão instantânea no primário; (b) excursão do fluxo magnético no primário; (c) tensão magnetizante; e (d) excursão do fluxo magnético em um elemento magnético.



Fonte. Elaborado pelo autor.

4.4.3.2 Excursão do fluxo magnético

As Equações 59 e 60 descrevem, respectivamente, o fluxo magnético (Φ) e a diferença de potencial aplicada ao enrolamento primário do transformador.

$$\Phi(t) = \int \vec{B} \, ds = B(t) \cdot A_e \quad (59)$$

$$V(t) = \int \vec{E} \, dl \quad (60)$$

Para o dimensionamento do transformador, utiliza-se como base a Lei de Faraday. Em sua forma integral, ela estabelece a relação entre o campo elétrico induzido e a variação temporal do fluxo magnético. Essa forma pode ser expressa pela Equação 61.

$$\int \vec{E} dl = -\frac{d}{dt} \cdot \int \vec{B} ds \quad (61)$$

Onde E representa o vetor campo elétrico e B a densidade de fluxo magnético. Nessa expressão, o lado associado à circulação do campo elétrico está ligado à tensão induzida no enrolamento, enquanto o outro lado descreve a variação do fluxo magnético que atravessa a superfície vinculada ao núcleo

Na prática, para análise e projeto de transformadores, é mais comum empregar a forma simplificada da Lei de Faraday, que relaciona diretamente a tensão induzida com a variação do fluxo concatenado no enrolamento, como demonstrado na Equação 62.

$$V_P(t) = N_P \cdot \frac{d}{dt} \Phi(t) \quad (62)$$

A substituição da Equação 59 na Equação 62 conduz à Equação 63.

$$V_P(t) = N_P \cdot A_e \cdot \frac{d}{dt} B(t) \quad (63)$$

A partir da Equação 63, a tensão magnetizante pode ser reescrita pela Equação 64, que estabelece a relação entre a variação da densidade do fluxo magnético no núcleo e a tensão magnetizante aplicada ao enrolamento primário do transformador.

$$V_{MP} = \frac{4}{T_S} \cdot \int_0^{D \cdot T_S} V_P(t) dt = \frac{N_P \cdot A_e}{D \cdot T_S} \cdot \int_{-B_M}^{B_M} dB = \frac{f_S \cdot N_P \cdot A_e \cdot \Delta B}{D} \quad (64)$$

Ao igualar as Equações 58 e 64, obtém-se a Equação 65, a qual define a variação de densidade de fluxo magnético no núcleo do elemento magnético para o conversor proposto.

$$4 \cdot D \cdot V_{dc} = \frac{f_S \cdot N_P \cdot A_e \cdot \Delta B}{D} \therefore \Delta B = \frac{4 \cdot D^2 \cdot V_{dc}}{A_e \cdot N_P \cdot f_S} \quad (65)$$

De outra forma, a variação da densidade de fluxo magnético no núcleo, em função da tensão do eletrolisador, é dada pela Equação 66.

$$\Delta B = \frac{D \cdot V_{el}}{A_e \cdot N_P \cdot f_S \cdot n_T} \quad (66)$$

4.4.3.3 Área efetiva do núcleo

A área efetiva do núcleo magnético, A_e , é definida como o parâmetro necessário para a condução do fluxo magnético, sendo determinada pela Equação 67.

$$A_e = \frac{4 \cdot D^2 \cdot V_{dc}}{N_P \cdot f_S \cdot \Delta B} \quad (65)$$

De forma equivalente, também é possível definir a área efetiva do núcleo magnético em função da tensão do eletrolisador, conforme apresentado na Equação 68.

$$A_e = \frac{D \cdot V_{el}}{N_P \cdot f_S \cdot n_T \cdot \Delta B} \quad (68)$$

4.4.3.4 Área da janela

Com base na Lei de Ampère e na variação da corrente, chega-se à Equação 69, em que: k_c é o fator de ocupação da janela do núcleo pelo enrolamento; A_w é a área da janela; A_c é a área de cobre dos enrolamentos; e J_{tr} é a densidade de corrente.

$$A_{WC} = k_c \cdot A_w = \frac{N_P \cdot I_{P_{ef}} + N_S \cdot I_{S_{ef}}}{J_{tr}} \quad (69)$$

Ao substituir as Equações 53 e 54 na Equação 69, obtém-se a Equação 70.

$$A_w = \frac{2 \cdot \sqrt{D} \cdot I_{el} \cdot (N_S + N_P \cdot n_T)}{J_{tr} \cdot k_c} \quad (70)$$

Define-se, por fim, o produto das áreas A_e e A_w como critério para o dimensionamento do transformador, conforme a Equação 71.

$$A_e A_w = \frac{4 \cdot D^2 \cdot V_{dc}}{N_P \cdot f_S \cdot \Delta B} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{D} \cdot I_{el} \cdot (N_S + N_P \cdot n_T)}{J_{tr} \cdot k_c} = \frac{16 \cdot \sqrt{D^5} \cdot I_{el} \cdot V_{dc} \cdot n_T}{J_{tr} \cdot f_S \cdot k_c \cdot \Delta B} \quad (71)$$

De modo equivalente, o produto das áreas A_e e A_w também pode ser determinado

em função da tensão do eletrolisador, conforme apresentado na Equação 72.

$$A_e A_w = \frac{D \cdot V_{el}}{N_P \cdot f_S \cdot n_T \cdot \Delta B} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{D} \cdot I_{el} \cdot (N_S + N_P \cdot n_T)}{J_{tr} \cdot k_c} = \frac{4 \cdot \sqrt{D^3} \cdot I_{el} \cdot V_{el}}{J_{tr} \cdot f_S \cdot k_c \cdot \Delta B} \quad (72)$$

4.5 Considerações finais

Neste capítulo, realizou-se o levantamento dos esforços elétricos de tensão e de corrente incidentes sobre todos os componentes que integram a topologia proposta. A determinação destas grandezas fundamentou-se estritamente no Modo de Condução Contínua (MCC), regime operacional definido para o projeto do conversor.

A partir das expressões analíticas obtidas, quantificou-se o estresse suportado pelos dispositivos semicondutores dispostos em paralelo no estágio primário e pelos retificadores no secundário, confirmando matematicamente a divisão física do esforço térmico inerente à arquitetura.

Adicionalmente, a investigação englobou os esforços elétricos aos elementos passivos de filtragem e ao transformador de alta frequência, parâmetros que ditam a eficiência e a densidade de potência do equipamento.

O mapeamento destas variáveis encerra a etapa de modelagem analítica do estudo. Os resultados e as equações fornecem os limites operacionais e as margens de segurança para embasar o projeto físico, orientar a seleção adequada dos componentes comerciais e sustentar a posterior validação do conversor através de simulações e ensaios experimentais.

5 PROJETO DO CONVERSOR

Nesta seção estão apresentados os cálculos utilizados para o dimensionamento dos componentes do conversor. Além disso, são realizadas as estimativas de perdas para cada componente, e por fim, é apresentado o rendimento teórico da topologia.

A Tabela 1 apresenta as principais especificações elétricas do conversor, com esses dados, foi possível realizar o dimensionamento adequado do indutor, transformador, capacitor, interruptores e diodos. Após o projeto desses componentes, utilizando especificações técnicas de fabricantes, foi possível calcular as perdas teóricas para cada.

Tabela 1 – Especificações de projeto do conversor.

Parâmetros	Valores
Potência de saída (P_o)	8 kW
Tensão de entrada (V_{dc})	450 V
Tensão de saída (V_{el})	250 V
Frequência de chaveamento (f_s)	20 kHz
Ondulação da tensão no capacitor ($\Delta V_{C_{el}}$)	1% V_{el}
Ondulação da corrente no indutor (Δi_{L1})	21% i_{L1}
Relação de transformação (n_T)	1

Fonte: Elaborado pelo autor.

A definição das especificações nominais do sistema é uma etapa determinante para garantir que o conversor proposto atenda às exigências operacionais da produção de hidrogênio verde. Os valores adotados para o dimensionamento do protótipo buscam equilibrar a viabilidade experimental com a representatividade técnica frente às aplicações industriais.

A potência nominal de 8 kW foi selecionada para permitir a validação da topologia em uma escala laboratorial, viabilizando a análise da distribuição do estresse térmico entre os braços em paralelo. A tensão de entrada de 400 V justifica-se por ser um padrão em barramentos CC industriais, tipicamente derivados de arranjos fotovoltaicos ou retificadores trifásicos. No lado da carga, a tensão de saída de 250 V apresenta compatibilidade com a janela de operação de *stacks* de eletrolisadores PEM de média potência [GUANGDONG CAWOLO HYDROGEN TECHNOLOGY, [s.d.]]. A adoção deste nível de tensão permite emular o comportamento dinâmico de um barramento industrial, adequando as exigências de potência à infraestrutura elétrica disponível no laboratório.

Para os parâmetros dinâmicos, a frequência de chaveamento dos semicondutores foi estabelecida em 20 kHz. Devido ao paralelismo de quatro braços com modulação intercalada, a frequência equivalente de ondulação percebida pelo indutor de saída (L_1) alcança 80 kHz. Essa escolha otimiza a densidade de potência do equipamento, permitindo a redução

volumétrica dos componentes magnéticos e capacitivos sem comprometer a eficiência global por perdas de comutação excessivas.

Por fim, os critérios de qualidade de energia foram estabelecidos através de um compromisso técnico de projeto. A ondulação de corrente no indutor foi fixada em 21%. Embora este valor de *ripple* no elemento magnético seja mais permissivo do que as restrições convencionais encontradas na literatura (El Kattel et al., 2025), sua adoção visa otimizar o peso e o volume do indutor. Para garantir a integridade do processo eletroquímico e evitar a degradação acelerada da membrana, a ondulação efetiva entregue ao eletrolisador é rigorosamente suprimida através de um superdimensionamento do banco capacitivo, o qual restringe a ondulação da tensão de saída a 1%, assegurando a estabilidade e a segurança da eletrólise sob regime contínuo.

O projeto e dimensionamento do conversor são conduzidos assumindo sua operação no MCC. Com base na Tabela 1, é possível calcular as especificações necessárias para se iniciar o dimensionamento dos componentes do conversor, com a razão cíclica (D), a corrente de saída (I_{el}), a resistência que representa o eletrolisador como carga (R_{el}) e o período de chaveamento T_s . Esses valores são apresentados nas Equações 73, 74, 75 e 76, respectivamente.

$$D = \frac{V_{el}}{4 \cdot n_T \cdot V_{dc}} = \frac{250 \text{ V}}{4 \cdot 1 \cdot 450 \text{ V}} = 0,139 \quad (73)$$

$$I_{el} = \frac{P_o}{V_{el}} = \frac{6000 \text{ W}}{250 \text{ V}} = 32 \text{ A} \quad (74)$$

$$R_{el} = \frac{V_{el}}{I_{el}} = \frac{250 \text{ V}}{32 \text{ A}} = 7,813 \text{ } \Omega \quad (75)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{20 \text{ kHz}} = 50 \text{ } \mu\text{s} \quad (76)$$

5.1 Projeto do Indutor L_1

Nesta seção, apresentam-se o projeto do indutor L_1 e a especificação do componente. Com base nas equações de dimensionamento, foram calculados os esforços elétricos e magnéticos, bem como realizado o dimensionamento físico do indutor, incluindo a seleção do núcleo magnético, o dimensionamento dos condutores dos enrolamentos e a estimativa das perdas associadas, contemplando perdas no cobre e no núcleo. Os resultados obtidos permitem verificar a viabilidade do projeto e assegurar que o componente atenda às condições de operação

estabelecidas

Para cálculo da indutância de L_1 , foram utilizadas as equações apresentadas no Capítulo 3 com as especificações presentes na Tabela 1. Para encontrar o valor de L_1 , foi utilizada a Equação 17, e na Equação 77 é demonstrado sua resolução.

$$L_1 = \frac{V_{el}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta i_{L1}} \cdot (1 - 4D) \quad (77)$$

$$L_1 = \frac{250V}{4 \cdot 20kHz \cdot (21\% \cdot 32)A} \cdot (1 - 4 \cdot 0,139) \cong 206,68 \mu H$$

Vale ressaltar que pela Equação 42, sabe-se que a corrente média e eficaz no indutor (L_1) é igual a corrente no eletrolisador (I_{el}). Logo, as correntes máximas e mínimas são calculadas pelas Equações 78 e 79, respectivamente.

$$I_{L1_{m\acute{a}x}} = I_{L1_{m\acute{e}d}} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = 32A + \frac{6,72A}{2} = 35,36 A \quad (78)$$

$$I_{L1_{m\acute{i}n}} = I_{L1_{m\acute{e}d}} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = 32A - \frac{6,72A}{2} = 28,64 A \quad (79)$$

5.1.1 Determinação do produto LI^2

Com base no produto entre a corrente eficaz do indutor e a indutância requerida pelo projeto, conforme a Equação 80, e utilizando o ábaco apresentado na Figura 32, foi selecionado o núcleo Kool Mμ 0077102A7, da família de núcleos Sendust, conforme especificações do fabricante Magnetics.

$$A_{proj_{L1}} = L_1 \cdot I_{L1_{m\acute{a}x}}^2 = 206,68\mu H \cdot (35,6A)^2 = 258,418 mH \cdot A^2 \quad (80)$$

5.1.2 Número de espiras do indutor L_1

Para montagem deste componente, foi utilizado o núcleo Kool Mμ 0077102A7 da fabricante Magnetics. A Tabela 2 apresenta as informações do fabricante que são utilizadas no dimensionamento da quantidade de espiras necessárias para alcançar a indutância desejada.

Figura 32 – Ábaco de seleção de núcleos toroidais Kool Mμ® em função do produto LI².

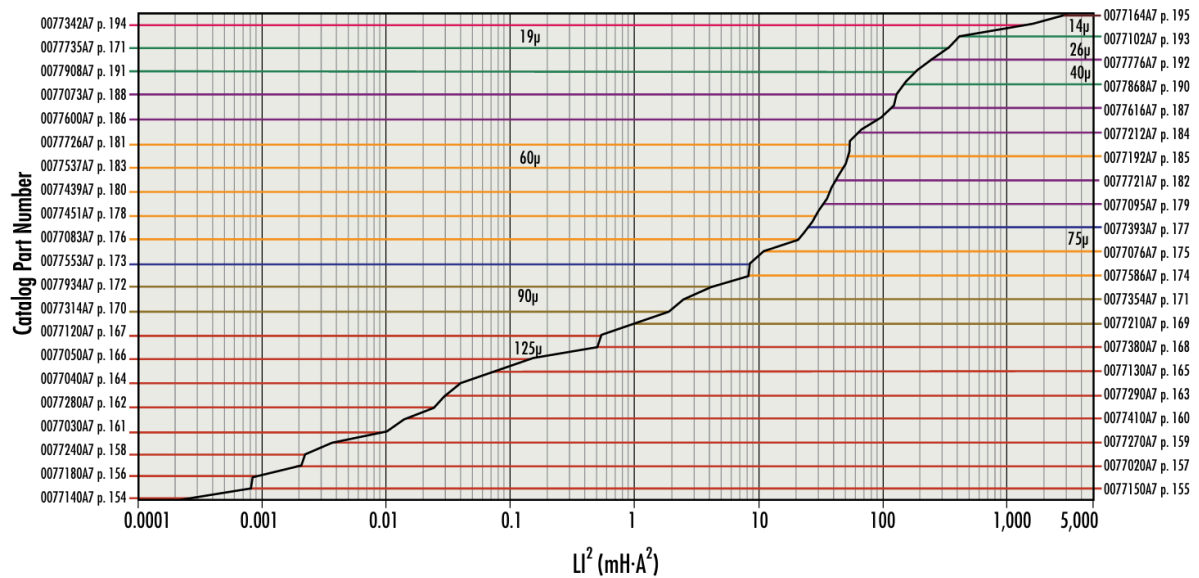
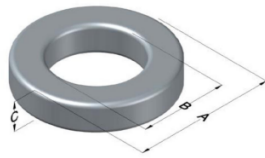


Tabela 2 – Especificações do núcleo do indutor L₁.



0077102A7

110 Delta Drive
Pittsburgh, PA 15238
NAFTA Sales: (1)800-245-3984
HK Sales: (852)3102-9337
magnetics@spang.com
www.mag-inc.com



Kool Mμ Permeability (μ)	A _L (nH/T²)	Core Marking			Coating Color
		Lot Number	Part Number	Inductance Grade	
26	48 ± 8%	XXXXXX	77102A7	N/A	Black

Dimensions	Uncoated		Coated Limits		Packaging
	(mm)	(in)	(mm)	(in)	
OD (A)	101.60	4.000	103.00	4.055	Cardboard cut-outs Box Qty= 25 pcs
ID (B)	57.15	2.250	55.75	2.195	
HT (C)	16.51	0.650	17.91	0.705	

Electrical Characteristics			Physical Characteristics						
Watt Loss @ 100 kHz, 100mT Max (mW/cm²)	DC Bias min (oersteds)		Voltage Breakdown wire to wire min (V _{AC})	Break Strength min (kg)	Window Area W _A (mm²)	Cross Section A _e (mm²)	Path Length L _e (mm)	Volume V _e (mm³)	Weight (g)
900	80%	50%	3000	181.0	2,470	358	243	86,900	470
	95.0	205							

Fonte: Magnetics (2025).

Após definir o valor da indutância e selecionar o núcleo adequado, o número de espiras (N) pode ser calculado utilizando a equação 81, considerando as especificações e as dimensões do núcleo apresentadas na Tabela 2.

$$N_{\text{esp}L_1} = \sqrt{\frac{L_1}{AL_{\min}}} = \sqrt{\frac{206,68 \mu\text{H}}{(48 \cdot 0,92)\text{nH/espiras}^2}} \cong 69 \text{ espiras} \quad (81)$$

5.1.3 Seleção do condutor de cobre para o indutor L₁

A seção do condutor de cobre a ser utilizada no enrolamento dos indutores de saída

é determinada a partir da escolha de uma densidade de corrente máxima admissível e do valor eficaz da corrente que circula nesses indutores. A Equação 82 apresenta a área necessária do condutor para suportar a corrente i_{L1} , onde considera-se uma densidade de corrente máxima ($J_{\text{máx}}$) de 300 A/cm².

$$S_{L_1} = \frac{I_{L1\text{ef}}}{J_{\text{máx}}} = \frac{32 \text{ A}}{300 \text{ A/cm}^2} = 10,667 \text{ mm}^2 \quad (82)$$

5.1.4 Profundidade de penetração da corrente (efeito skin)

Avalia-se a profundidade de penetração da corrente no condutor de cobre, uma vez que a frequência da ondulação da corrente no indutor L_1 é quatro vezes maior que a frequência de chaveamento (80 kHz), tornando relevante a análise do efeito pelicular e da redução da área efetiva de condução da corrente.

A profundidade de penetração da corrente elétrica no condutor do indutor (δ_{L_1}) é calculada por meio da Equação 83 (Sadiku, 2012). Onde μ representa a permeabilidade magnética do material e ρ a resistividade elétrica do condutor. A permeabilidade magnética é dada pela Equação 84, sendo $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m a permeabilidade do vácuo e $\mu_r = 1$ para o cobre.

A resistividade elétrica do cobre a 20 °C é dada por $\rho_C(20^\circ\text{C}) = 1,72 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$. Considerando que, na operação prática, a temperatura máxima do indutor é 70 °C, a resistividade do cobre será calculada para essa temperatura conforme a Equação 85.

$$\delta_{L_1} = \sqrt{\frac{\rho_C(70^\circ\text{C})}{\pi \cdot 4 \cdot f_S \cdot \mu}} \quad (83)$$

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \cdot 1 \text{ H/m} = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \quad (84)$$

$$\rho_C(70^\circ\text{C}) = \rho_C(20^\circ\text{C}) \cdot [1 + \alpha \cdot (70^\circ\text{C} - 20^\circ\text{C})] \quad (85)$$

$$\rho_C(70^\circ\text{C}) = 1,72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \cdot [1 + 0,00393 \cdot (70 - 20)] = 2,058 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$$

Substituindo o resultado das Equações 84 e 85 na Equação 83, obtém-se a Equação 86, que apresenta a profundidade de penetração da corrente no condutor do indutor. Com base nesse valor, foi escolhido o fio 26AWG para o enrolamento. As especificações do fio 26AWG estão apresentadas na Tabela 3, fornecida pelo fabricante Cordial GmbH, incluindo informações sobre diâmetro, resistência e seção transversal.

$$\delta_{L_1} = \sqrt{\frac{\rho_C(70^\circ\text{C})}{\pi \cdot 4 \cdot f_s \cdot \mu}} = \sqrt{\frac{2,058 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}}{\pi \cdot 4 \cdot 20\text{kHz} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}}} = 0,255 \text{ mm} \quad (86)$$

Tabela 3 – Especificações elétricas do condutor 26AWG, conforme dados do fabricante Cordial GmbH.

composition of conductors		conductor area	conductor diameter Ø	conductor resistance	conductor weight	common in the metric system
n x AWG	n x cond.-Ø	mm ²	mm	Ohm/km	kg/km	mm ²
26						
solid	solid	0,128	0,409	143,0	1,14	
10/36	10x0,127	0,127	0,533	137,0	1,13	0.14 mm²
19/38	19x0,102	0,155	0,508	113,0	1,38	0.15 mm²
7/34	7x0,160	0,141	0,483	122,0	1,25	

Fonte: Cordial (2021).

5.1.5 Escolha do número de fios em paralelo para o indutor L_1

O fio utilizado no indutor L_1 foi selecionado levando em consideração o efeito *skin*, que afeta a distribuição da corrente ao longo do condutor em altas frequências. A seção do fio, 26AWG, está apresentada na Tabela 3 e, por meio da Equação 82, foi calculada a área efetiva de cobre do condutor. Com base nessas informações, o número de condutores em paralelo necessário para o indutor L_1 foi determinado utilizando a Equação 87, garantindo que o projeto atenda de forma eficiente aos requisitos elétricos e térmicos do circuito.

$$N_{\text{cond}L_1} = \frac{S_{L_1}}{S_{\text{AWG}26}} = \frac{10,667 \text{ mm}^2}{0,128 \text{ mm}^2} = 84 \text{ condutores} \quad (87)$$

5.1.6 Fator de ocupação pelo enrolamento do indutor L_1

Para determinar o fator de ocupação do enrolamento, inicialmente calcula-se a área disponível para o cobre dentro do núcleo, conforme apresentado na Equação 88, onde D_i é o diâmetro interno do núcleo.

$$A_{\text{janela}L_1} = \pi \cdot \frac{D_i^2}{4} = \pi \cdot \frac{(57,15\text{mm})^2}{4} = 25,652\text{cm}^2 \quad (88)$$

Também se faz necessário calcular a área de cobre ocupada pelo enrolamento, a qual é determinada a partir do número de espiras, do número de condutores em paralelo e da seção do fio utilizado, conforme apresentado pela Equação 89.

$$A_{\text{cobre}_{L_1}} = N_{\text{esp}_{L_1}} \cdot N_{\text{cond}_{L_1}} \cdot A_{\text{AWG26}} = 84 \cdot 69 \cdot 0,128\text{mm}^2 = 7,419\text{cm}^2 \quad (89)$$

A partir do resultado obtido, o fator de ocupação é calculado como a relação entre a área total de cobre do enrolamento e a área disponível no núcleo, conforme descrito na Equação 90.

$$F_{\text{ocup}_{L_1}} = \frac{A_{\text{cobre}_{L_1}}}{A_{\text{janela}_{L_1}}} = \frac{10,752\text{cm}^2}{25,652\text{cm}^2} = 0,289 \quad (90)$$

O fator de ocupação obtido é considerado adequado para o enrolamento do núcleo toroidal, pois está dentro da faixa típica de valores para esse tipo de projeto. Esse resultado indica que aproximadamente 28,9% da área da janela do núcleo está efetivamente ocupada pelo cobre, enquanto o restante é reservado para isolamento entre os condutores, pequenas folgas e circulação de ar, o que é necessário para garantir a segurança elétrica e o controle térmico do indutor. Portanto, o valor obtido confirma que o dimensionamento do enrolamento foi realizado de forma correta e consistente com as práticas usuais de projeto de indutores.

5.1.7 Comprimento total do enrolamento do indutor L_1

Considerando o núcleo toroidal selecionado, o comprimento médio de uma espira (*Mean Turn Length* – MTL) é calculado a partir da relação apresentada na Equação 91, sendo esse parâmetro fundamental para a determinação do comprimento total do enrolamento do indutor (McLyman, 2004). Nessa expressão, o termo d_{total} corresponde ao diâmetro equivalente do arranjo de condutores em paralelo, cujo valor é obtido a partir da área total (A_{total}) ocupada pelos 84 condutores 26AWG utilizados no enrolamento, conforme a Equação 92. Essa área é calculada como o produto entre o número de condutores em paralelo e a área da seção transversal de um condutor, de acordo com a Equação 93.

$$MLT_{L_1} = 2 \cdot (A - B) + 2 \cdot C + 4 \cdot d_{\text{total}} \quad (91)$$

$$d_{\text{total}} = \sqrt{\frac{4 \cdot A_{\text{total}}}{\pi}} \quad (92)$$

$$A_{\text{total}} = N_{\text{cond}_{L_1}} \cdot A_{\text{AWG26}} \quad (93)$$

Substituindo a Equação 93 na Equação 92 e, em seguida, substituindo o resultado da Equação 92 na Equação 91, chega-se à Equação 94, a qual determina o valor médio do comprimento de uma espira.

$$\begin{aligned}
 MLT_{L_1} &= 2 \cdot (A - B) + 2 \cdot C + 4 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot N_{condL_1} \cdot A_{AWG26}}{\pi}} \\
 MLT_{L_1} &= 2 \cdot (101,6\text{mm} - 57,15\text{mm}) + 2 \cdot 16,51\text{mm} + 4 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot 84 \cdot 0,128\text{mm}^2}{\pi}} \\
 MLT_{L_1} &= 13,672 \text{ cm}
 \end{aligned} \tag{94}$$

O comprimento do chicote composto por 84 fios 26AWG e o comprimento total do encordoamento dos fios 26AWG do enrolamento do indutor são calculados pelas Equações 95 e 96, respectivamente.

$$\begin{aligned}
 l_{chicoteL_1} &= MTL_{L_1} \cdot N_{espirasL_1} \\
 l_{chicoteL_1} &= MTL_{L_1} \cdot N_{espirasL_1} = 13,672\text{cm} \cdot 69 = 9,434\text{m}
 \end{aligned} \tag{95}$$

$$\begin{aligned}
 l_{totalL_1} &= l_{chicote} \cdot N_{condL_1} \\
 l_{totalL_1(6kW)} &= l_{chicote} \cdot N_{condL_1} = 9,434\text{m} \cdot 84 = 792,429\text{m}
 \end{aligned} \tag{96}$$

A Figura 33 apresenta a fotografia do indutor L_1 após sua montagem, a qual foi realizada em conformidade com o projeto físico previamente desenvolvido.

5.1.2 Perdas no indutor

As perdas no indutor L_1 são decompostas em duas parcelas principais: as perdas associadas ao núcleo magnético e as perdas no enrolamento de cobre. Inicialmente, são determinadas as perdas no enrolamento de cobre do indutor, sendo a resistência elétrica do enrolamento calculada por meio da Equação 97.

$$R_{L_1} = \rho_C(70^\circ\text{C}) \cdot \frac{l_{chicoteL_1}}{N_{condL_1} \cdot A_{AWG26}} \tag{97}$$

$$R_{L_1} = 2,058 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m \cdot \frac{9,434m}{84 \cdot 0,128mm^2} = 0,018\Omega$$

Figura 33 – Indutor L_1 projetado com 69 espiras e 84 condutores AWG26 em paralelo.



Fonte. Elaborado pelo autor.

As perdas no cobre podem agora ser calculadas pelo produto entre a resistência elétrica do enrolamento e o quadrado da corrente eficaz que circula pelo indutor, conforme expresso na Equação 98.

$$P_{\text{cobre}_{L_1}} = R_{L_1} \cdot I_{L_{1ef}}^2 = 0,018\Omega \cdot (32A)^2 = 18,49W \quad (98)$$

As perdas associadas ao núcleo magnético, também conhecidas como perdas no ferro, decorrem das variações do fluxo magnético no interior do material. A densidade de perdas no núcleo (P_{Ve}) depende da componente alternada do fluxo magnético e da frequência de operação, podendo ser estimada de forma aproximada por meio da Equação 99, onde B_{pk} é expresso em tesla (T) e f_s em kHz. Essa expressão é fornecida pelo fabricante do núcleo magnético (Magnetics, 2025), sendo os parâmetros empíricos definidos na Tabela 4.

$$P_{Ve_{L_1}} = k \cdot B_{pk}^\alpha \cdot f_s^\beta \quad (99)$$

Inicialmente, os valores máximo e mínimo da intensidade de campo magnético H são determinados por meio das Equações 100 e 101. Esses valores dependem do número de espiras do enrolamento, da corrente que o percorre e do comprimento magnético médio do

material do núcleo.

Tabela 4 – Parâmetros empíricos do núcleo Kool Mμ 0077102A7.

Parâmetros	Valores
k	52,36
α	1,988
β	1,541
a	$3,763 \cdot 10^{-2}$
b	$1,712 \cdot 10^{-2}$
c	$5,155 \cdot 10^{-4}$
d	$9,190 \cdot 10^{-2}$
e	$4,909 \cdot 10^{-4}$
x	1,812

Fonte: Adaptado de Magnetics (2025).

$$H_{\text{máx}_{L_1}} = 4 \cdot \pi \cdot \frac{N_{\text{esp}_{L_1}}}{l_e} \cdot \left(I_{L_1 \text{ med}} + \frac{\Delta i_{L_1}}{2} \right) \quad (100)$$

$$H_{\text{máx}_{L_1}} = 4 \cdot \pi \cdot \frac{69}{0,243\text{m}} \cdot \left(32\text{A} + \frac{6,72\text{A}}{2} \right) = 126,173 \frac{\text{A}}{\text{mm}}$$

$$H_{\text{min}_{L_1}} = 4 \cdot \pi \cdot \frac{N_{\text{esp}_{L_1}}}{l_e} \cdot \left(I_{L_1 \text{ med}} - \frac{\Delta i_{L_1}}{2} \right) \quad (101)$$

$$H_{\text{min}_{L_1}} = 4 \cdot \pi \cdot \frac{69}{0,243\text{m}} \cdot \left(32\text{A} - \frac{6,72\text{A}}{2} \right) = 102,194 \frac{\text{A}}{\text{mm}}$$

Os valores máximo e mínimo da densidade de fluxo magnético B são, então, determinados por meio das Equações 102 e 103, fornecidas pelo catálogo do fabricante (Magnetics, 2025). Nessa formulação, os parâmetros a, b, c, d, e e x assumem os valores especificados na Tabela 4.

$$B_{\text{máx}_{L_1}} = \left(\frac{a + b \cdot H_{\text{máx}_{L_1}} + c \cdot H_{\text{máx}_{L_1}}^2}{1 + d \cdot H_{\text{máx}_{L_1}} + e \cdot H_{\text{máx}_{L_1}}^2} \right)^x \quad (102)$$

$$= \left(\frac{3,763 \cdot 10^{-2} + 1,712 \cdot 10^{-2} \cdot 126,173 + 5,155 \cdot 10^{-4} \cdot (126,173)^2}{1 + 9,19 \cdot 10^{-2} \cdot 126,173 + 4,909 \cdot 10^{-4} \cdot (126,173)^2} \right)^{1,812}$$

$$= 0,295\text{T}$$

$$B_{\text{min}_{L_1}} = \left(\frac{a + b \cdot H_{\text{min}_{L_1}} + c \cdot H_{\text{min}_{L_1}}^2}{1 + d \cdot H_{\text{min}_{L_1}} + e \cdot H_{\text{min}_{L_1}}^2} \right)^x \quad (103)$$

$$= \left(\frac{3,763 \cdot 10^{-2} + 1,712 \cdot 10^{-2} \cdot 102,194 + 5,155 \cdot 10^{-4} \cdot (102,194)^2}{1 + 9,19 \cdot 10^{-2} \cdot 102,194 + 4,909 \cdot 10^{-4} \cdot (102,194)^2} \right)^{1,812}$$

$$= 0,247T$$

O valor de B_{pk} , correspondente à densidade de fluxo magnético de pico, é obtido por meio da Equação 104.

$$B_{pk_{L_1}} = \frac{B_{máx_{L_1}} - B_{min_{L_1}}}{2} = \frac{0,295T - 0,247T}{2} = 0,024T \quad (104)$$

Para a determinação da densidade de perdas no núcleo, substitui-se o resultado da Equação 104 na Equação 99, chegando-se, assim, à Equação 105.

$$P_{V_{e_{L_1}}} = k \cdot B_{pk}^\alpha \cdot f_s^\beta = 52,36 \cdot 0,024^{1,988} \cdot (4 \cdot 20)^{1,541} = 27,086 \frac{mW}{cm^3} \quad (105)$$

Por fim, a perda no núcleo magnético do indutor L_1 é determinada por meio da Equação 106.

$$P_{núcleo_{L_1}} = P_{V_{e_{L_1}}} \cdot V_{e_{L_1}} = 27,086 \frac{mW}{cm^3} \cdot 86,9cm^3 = 2,354W \quad (106)$$

A perda total associada ao indutor L_1 corresponde à soma das perdas no enrolamento de cobre e das perdas no núcleo magnético, conforme expresso na Equação 107.

$$P_{L_1} = P_{cobre_{L_1}} + P_{núcleo_{L_1}} = 18,49W + 2,354W = 20,844W \quad (107)$$

5.2 Projeto do Transformador Tr

Nesta seção são apresentadas as principais especificações do transformador, incluindo a densidade máxima de fluxo magnético, a densidade máxima de corrente nos condutores e a relação de transformação adotada. O procedimento de projeto descrito nas seções seguintes refere-se ao dimensionamento do transformador, composto por um primário e um secundário. São apresentados os cálculos, bem como as equações e os parâmetros necessários ao projeto físico do transformador, considerando sua operação em modo de condução contínua (MCC). O núcleo magnético utilizado é de ferrite TSF 7070, fornecido pela TSC International

(TSC INTERNATIONAL, 2007).

5.2.1 Relação de transformação e densidade máxima de corrente

O transformador será projetado com relação de transformação (n_T) unitária, isto é, igual a 1. O dimensionamento dos enrolamentos é realizado considerando uma densidade máxima de corrente de $J_{tr}=300 \text{ A/cm}^2$, valor adotado de modo a garantir operação segura, limitar perdas por efeito Joule e evitar o superaquecimento dos condutores.

5.2.2 Máxima excursão do fluxo magnético

A Figura 34 apresenta as características de perdas volumétricas no núcleo do material TSF-7070, pertencente à série TSF e fornecido pela fabricante (TSC INTERNATIONAL, 2007). A Figura 34(a) mostra a variação das perdas no núcleo em função da temperatura, evidenciando que o material TSF-7070 apresenta um comportamento favorável na faixa intermediária, com perdas relativamente reduzidas em torno de 70°C , para a frequência de 25 kHz, valor mais próximo da frequência de operação adotada no projeto (20 kHz). A Figura 34(b) apresenta as perdas volumétricas em função da densidade de fluxo magnético para diferentes frequências, destacando-se novamente a curva de 25 kHz, utilizada como referência para o dimensionamento. Com base nessas curvas, adotou-se um limite de perdas de 70 mW/cm^3 , a partir do qual foi definida a densidade máxima de fluxo magnético de 2000 Gauss (0,2 T), garantindo uma operação térmica segura e adequada do núcleo.

A Figura 35 apresenta a variação da densidade de fluxo magnético de saturação do material TSF-7070 em função da temperatura, para um campo magnético aplicado de 15 Oe ($1 \text{ Oe} \approx 79,6 \text{ A/m}$). Observa-se que a densidade de saturação diminui com o aumento da temperatura, passando de aproximadamente 0,55 T em baixas temperaturas para cerca de 0,36 T a 120°C . Considerando a temperatura de operação do projeto em torno de $70\text{--}80^\circ\text{C}$, o material ainda apresenta um limite de saturação superior a 0,4 T, valor significativamente acima da densidade de fluxo magnético adotada no projeto (0,2 T). Dessa forma, a escolha de $B = 2000 \text{ Gauss}$ garante ampla margem de segurança contra a saturação do núcleo, assegurando operação estável mesmo sob variações térmicas.

5.2.3 Escolha do núcleo

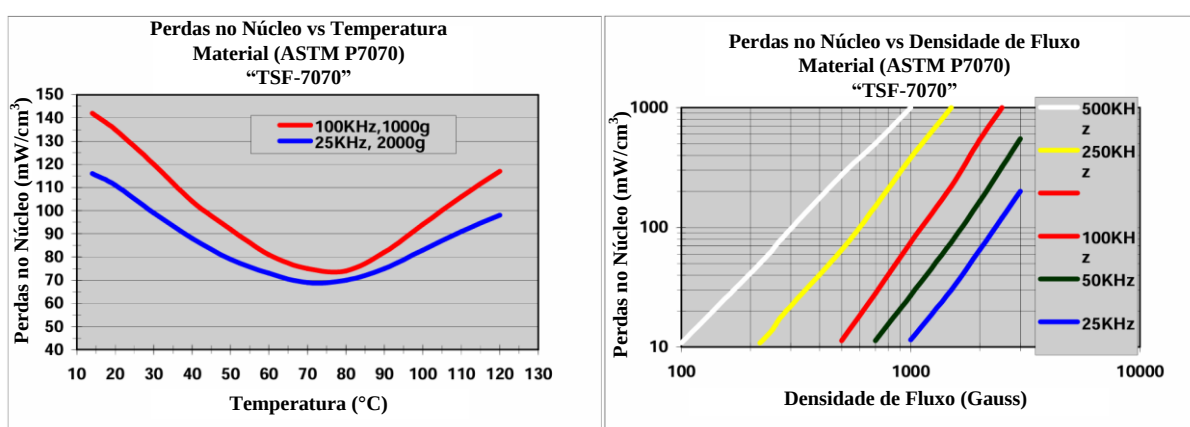
O fator de ocupação teórico da janela do núcleo ($k_c Tr$) adotado neste projeto é igual a 0,4, valor amplamente utilizado no dimensionamento de transformadores, pois permite um bom compromisso entre o aproveitamento do espaço disponível e a viabilidade construtiva dos

enrolamentos.

A Equação 108 determina o produto de áreas do núcleo de ferrite a ser adotado no projeto.

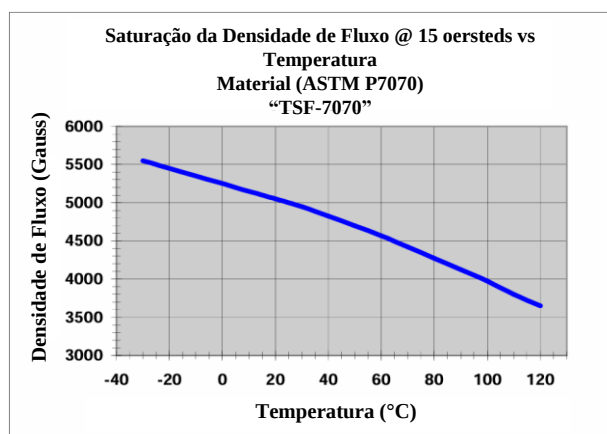
$$A_e A_w = \frac{4 \cdot \sqrt{D^3} \cdot I_{el} \cdot V_{el}}{J_{tr} \cdot f_s \cdot k_c \cdot \Delta B} = \frac{4 \cdot \sqrt{0,139^3} \cdot 32A \cdot 250V}{300 \frac{A}{cm^2} \cdot 20kHz \cdot 0,4 \cdot 0,2T} = 34,507 cm^4 \quad (108)$$

Figura 34 – (a) Perdas no núcleo em função da temperatura; (b) perdas no núcleo em função da densidade de fluxo magnético para o material TSF-7070, do fabricante TSC Ferrite International.



Fonte: TSC INTERNATIONAL (2007).

Figura 35 – Densidade de fluxo magnético de saturação em função da temperatura para o material TSF-7070, sob campo magnetizante constante de 15 Oe.



Fonte: TSC INTERNATIONAL (2007).

Com base nesse parâmetro, foi selecionado o núcleo 80-38-20, fabricado em ferrite TSF-7070 pela TSC, disponível em laboratório. Para atender às exigências de potência do projeto, foram utilizados dois núcleos idênticos em paralelo, mantendo-se os critérios de densidade de fluxo magnético previamente definidos. As principais características do conjunto

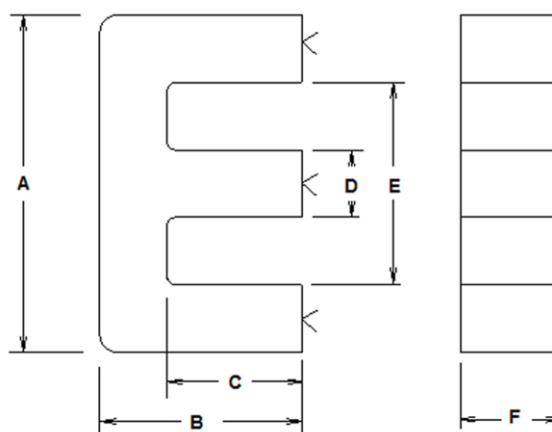
de núcleos são apresentadas na Tabela 5 e desenho técnico do núcleo é apresentado na Figura 36.

Tabela 5 – Especificações do núcleo 80-38-20, fabricado em material TSF 7070 pela TSC.

Parâmetros	Valores
A	80,01 mm
B	38,10 mm
C	28,19 mm
D	19,81 mm
E	60,20 mm
F	19,81 mm
L_e	18,428 cm
A_e	3,925 cm ²
V_e	72,334 cm ³
A_w	11,386 cm ²
$A_e A_w$	44,693 cm ⁴

Fonte: Adaptado de TSC INTERNATIONAL (2007).

Figura 36 – Desenho técnico do núcleo 80-38-20, fabricado em material TSF 7070 pela TSC.



Fonte: TSC INTERNATIONAL (2007).

5.2.4 Número de espiras

Após a definição do núcleo e a análise de suas características geométricas e construtivas, considerando que o transformador utiliza dois núcleos em paralelo, resultando em uma área efetiva total é $2 \cdot A_e$. As Equações 109 e 110 são empregadas para determinar o número de espiras dos enrolamentos do transformador.

$$N_{\text{espTrp}} = \frac{D \cdot V_{el}}{N_{\text{núcleo}} \cdot A_e \cdot f_s \cdot \Delta B \cdot n_T} = \frac{0,139 \cdot 250V}{2 \cdot 3,925\text{cm}^2 \cdot 20\text{kHz} \cdot 0,2T \cdot 1} = 12 \quad (109)$$

$$N_{\text{espTrs}} = N_{\text{espTrp}} \cdot n_T = 12 \cdot 1 = 12 \quad (110)$$

5.2.5 Dimensionamento dos condutores dos enrolamentos do transformador

Nesta subsecção é apresentado o dimensionamento dos condutores dos enrolamentos do transformador. Nos enrolamentos primário e secundário são adotados arranjos formados por fios 22AWG. O transformador opera a uma frequência de chaveamento de 20 kHz, sendo avaliada a profundidade de penetração da corrente em condutores de cobre.

A profundidade de penetração da corrente elétrica no condutor (δ_{Tr}) é calculada por meio da Equação 111. Onde μ representa a permeabilidade magnética do material e ρ a resistividade elétrica do condutor. A permeabilidade magnética é dada pela Equação 112, sendo $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ a permeabilidade do vácuo e $\mu_r = 1$ para o cobre.

A resistividade elétrica do cobre a 20 °C é dada por $\rho_C(20^\circ\text{C}) = 1,72 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$. Para uma temperatura de operação do transformador de 80 °C, a resistividade elétrica é corrigida de acordo com a Equação 113.

$$\delta_{Tr} = \sqrt{\frac{\rho_C(80^\circ\text{C})}{\pi \cdot f_s \cdot \mu}} \quad (111)$$

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}} \cdot 1 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}} \quad (112)$$

$$\begin{aligned} \rho_C(80^\circ\text{C}) &= \rho_C(20^\circ\text{C}) \cdot [1 + \alpha \cdot (T_{80} - T_{20})] \\ \rho_C(80^\circ\text{C}) &= 1,72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \cdot [1 + 0,00393 \cdot (80^\circ\text{C} - 20^\circ\text{C})] = 2,126 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \end{aligned} \quad (113)$$

Substituindo os valores obtidos pelas Equações 112 e 113 na Equação 111, o valor da profundidade de penetração da corrente nos enrolamentos do transformador é obtido pela Equação 114.

$$\delta_{Tr} = \sqrt{\frac{\rho_C(80^\circ\text{C})}{\pi \cdot f_s \cdot \mu}} = \sqrt{\frac{2,126 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}}{\pi \cdot 20\text{kHz} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}}} = 0,519\text{mm} \quad (114)$$

A Tabela 6 apresenta as especificações do condutor 22AWG sólido, conforme dados fornecidos pelo fabricante Cordial GmbH. Esse fio possui diâmetro aproximado de 0,643 mm, correspondendo a um raio de cerca de 0,3215 mm. Considerando que a profundidade de

penetração da corrente é superior ao raio do condutor para a frequência de operação analisada, conclui-se que o efeito pelicular é pouco significativo nessas condições. Assim, o uso do fio 22AWG sólido mostra-se adequado para os enrolamentos do transformador.

Tabela 6 – Especificações do condutor 22AWG.

composition of conductors		conductor area	conductor diameter Ø	conductor resistance	conductor weight	common in the metric system
n x AWG	n x cond.-Ø	mm ²	mm	Ohm/km	kg/km	mm ²
22						
solid	solid	0,324	0,643	55,3	2,88	0.34 mm²
7/30	7x0,254	0,355	0,762	48,4	3,16	
19/34	19x0,160	0,382	0,787	45,1	3,4	
26/36	26x0,127	0,330	0,762	52,3	2,94	

Fonte: Cordial (2021).

A determinação das correntes eficazes nos enrolamentos primário e secundário é realizada com base nas Equações 115 e 116, respectivamente.

$$I_{p_{ef}} = 2 \cdot n_T \cdot I_{el} \cdot \sqrt{D} = 2 \cdot 1 \cdot 32A \cdot \sqrt{0,139} = 23,851A \quad (115)$$

$$I_{s_{ef}} = 2 \cdot I_{el} \cdot \sqrt{D} = 2 \cdot 32A \cdot \sqrt{0,139} = 23,851A \quad (116)$$

A seção transversal dos condutores de cobre utilizada nos enrolamentos primário e secundário é determinada pelas Equações 117 e 118, respectivamente.

$$S_{p_{cob}} = \frac{I_{p_{ef}}}{J_{Tr}} = \frac{23,851A}{300 \frac{A}{cm^2}} = 7,95mm^2 \quad (117)$$

$$S_{s_{cob}} = \frac{I_{s_{ef}}}{J_{Tr}} = \frac{23,851A}{300 \frac{A}{cm^2}} = 7,95mm^2 \quad (118)$$

A quantidade de condutores ligados em paralelo nos enrolamentos primário e secundário do transformador é determinada pelas Equações 119 e 120, respectivamente.

$$N_{cond_p} = \frac{S_{p_{cob}}}{S_{AWG22}} = \frac{7,95mm^2}{0,324mm^2} = 25 \quad (119)$$

$$N_{cond_s} = \frac{S_{s_{cob}}}{S_{AWG22}} = \frac{7,95mm^2}{0,324mm^2} = 25 \quad (120)$$

5.2.6 Fator de ocupação do transformador

Como a área da janela do núcleo é reduzida com a utilização do carretel, torna-se necessário recalcular essa área, considerando uma espessura total de 0,2 cm, a qual já inclui a folga entre a perna central do núcleo e o carretel. Assim, a Equação 121 representa a área efetiva da janela disponível para ser preenchida pelo cobre dos enrolamentos.

$$A_{w_{dispTr}} = (2 \cdot C - 2 \cdot e_{carretel}) \cdot \left[\left(\frac{E - D}{2} \right) - e_{carretel} \right] \quad (121)$$

$$= (2 \cdot 28,19\text{mm} - 2 \cdot 0,2\text{cm}) \cdot \left[\left(\frac{60,2\text{mm} - 19,81\text{mm}}{2} \right) - 0,2\text{cm} \right] = 9,531\text{cm}^2$$

A área efetivamente ocupada pelos enrolamentos do transformador é obtida a partir da Equação 122.

$$A_{w_{ocupTr}} = N_{espTrp} \cdot N_{condTrp} \cdot S_{AWG22} + N_{espTrs} \cdot N_{condTrs} \cdot S_{AWG22} \quad (122)$$

$$= 12 \cdot 25 \cdot 0,324\text{mm}^2 + 12 \cdot 25 \cdot 0,324\text{mm}^2 = 1,944\text{cm}^2$$

A viabilidade de construção do transformador proposto é avaliada por meio da determinação do fator de ocupação da janela do núcleo pelos enrolamentos. Esse parâmetro quantifica a fração da área disponível que será preenchida pelos condutores e pode ser expresso pela Equação 123.

$$F_{ocupTr} = \frac{A_{w_{ocupTr}}}{A_{w_{dispTr}}} = \frac{1,944\text{cm}^2}{9,531\text{cm}^2} = 0,204 \quad (123)$$

O fator de ocupação por cobre obtido para os enrolamentos do transformador é igual a 0,204 (20,4%). Esse valor relativamente reduzido está associado, principalmente, à utilização de múltiplos condutores em paralelo, trançados entre si, bem como à adoção da configuração de enrolamento do tipo “sanduiche”. Essas soluções construtivas requerem a introdução de camadas adicionais de isolamento e espaçamentos entre os condutores, o que reduz a fração efetiva de cobre em relação à área total da janela do transformador.

Entretanto, a organização geométrica dos fios em paralelo e a disposição em camadas intercaladas proporcionadas pelo enrolamento “sanduiche” favorecem um elevado aproveitamento físico da janela, podendo resultar em um preenchimento global próximo de

90%, apesar do menor fator de ocupação por cobre.

5.2.7 Comprimento total dos enrolamentos do transformador

A determinação do comprimento médio de uma espira, conhecido como MLT, é um passo fundamental no projeto do transformador, pois permite estimar com maior precisão o comprimento total do fio 22AWG necessário para a confecção dos enrolamentos. A partir desse parâmetro, torna-se possível calcular a quantidade de condutor empregada. O valor do MLT pode ser obtido por meio da Equação 124 (McLyman, 2004).

$$\begin{aligned} \text{MTL}_{\text{Tr}} &= 2 \cdot D + 4 \cdot F + 2 \cdot (E - D) \\ \text{MTL}_{\text{Tr}} &= 2 \cdot 19,81\text{mm} + 4 \cdot 19,81\text{mm} + 2 \cdot (60,2\text{mm} - 19,81\text{mm}) = 19,964\text{cm} \end{aligned} \quad (124)$$

O comprimento do chicote, formado por 25 condutores 22AWG, utilizado nos enrolamentos primário e secundário, é determinado pelas Equações 125 e 126, respectivamente.

$$l_{\text{chicote}_{\text{Tr}_p}} = \text{MTL}_{\text{Tr}} \cdot N_{\text{esp}_{\text{Tr}_p}} = 19,964\text{cm} \cdot 12 = 2,396\text{m} \quad (125)$$

$$l_{\text{chicote}_{\text{Tr}_s}} = \text{MTL}_{\text{Tr}} \cdot N_{\text{esp}_{\text{Tr}_s}} = 19,964\text{cm} \cdot 12 = 2,396\text{m} \quad (126)$$

O comprimento total do encordoamento dos condutores 22AWG empregados nos enrolamentos primário e secundário do transformador é obtido a partir da Equação 127.

$$\begin{aligned} l_{\text{total}_{\text{AWG}22}} &= l_{\text{chicote}_{\text{Tr}_p}} \cdot N_{\text{cond}_{\text{Tr}_p}} + l_{\text{chicote}_{\text{Tr}_s}} \cdot N_{\text{cond}_{\text{Tr}_s}} \\ l_{\text{total}_{\text{AWG}22}} &= 2,396\text{m} \cdot 25 + 2,396 \cdot 25 = 119,784\text{m} \end{aligned} \quad (127)$$

A Figura 37 mostra o transformador após o processo de montagem, executado em conformidade com o projeto físico previamente estabelecido.

5.2.8 Perdas no transformador

As perdas em um transformador podem ser divididas em dois componentes principais: as perdas no núcleo magnético e as perdas nos enrolamentos de cobre. Primeiramente, avaliam-se as perdas nos enrolamentos de cobre do transformador, sendo a resistência desses enrolamentos determinada com base nas Equações 128 e 129.

$$R_{Tr_p} = \rho_C(80^\circ\text{C}) \cdot \frac{l_{chicote_{Tr_p}}}{N_{cond_{Tr_p}} \cdot A_{AWG22}} = 2,126 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \cdot \frac{2,396}{25 \cdot 0,324 \text{mm}^2} = 0,006 \Omega \quad (128)$$

$$R_{Tr_s} = \rho_C(80^\circ\text{C}) \cdot \frac{l_{chicote_{Tr_s}}}{N_{cond_{Tr_s}} \cdot A_{AWG22}} = 2,126 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \cdot \frac{2,396}{25 \cdot 0,324 \text{mm}^2} = 0,006 \Omega \quad (129)$$

Figura 37 – Transformador projetado com 12 espiras e 25 condutores 22AWG em paralelo, no primário e secundário.



Fonte. Elaborado pelo autor.

A partir das Equações 128 e 129, as perdas no cobre podem ser determinadas pelo produto da resistência elétrica do enrolamento pelo quadrado da corrente eficaz que percorre o transformador, conforme indicado na Equação 130.

$$P_{cobre_{Tr}} = R_{Tr_p} \cdot I_{p_{ef}}^2 + R_{Tr_s} \cdot I_{s_{ef}}^2 \quad (130)$$

$$P_{cobre_{Tr}} = 0,006 \Omega \cdot (23,861 \text{A})^2 + 0,006 \Omega \cdot (23,861 \text{A})^2 = 7,153 \text{W}$$

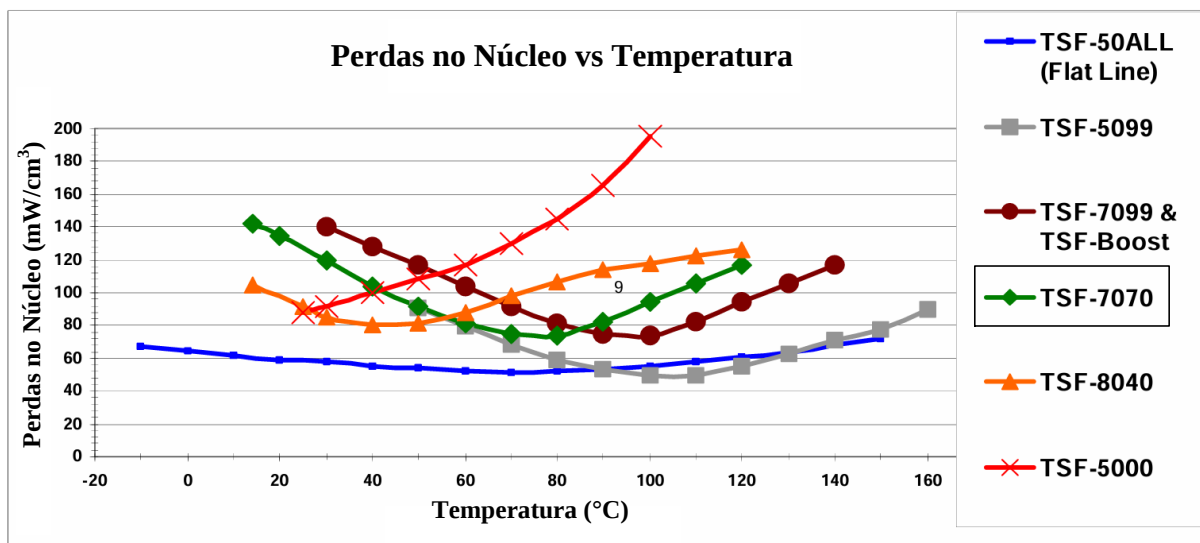
A densidade das perdas que ocorrem no núcleo magnético, frequentemente designadas como perdas no ferro, estão associadas às variações temporais do fluxo magnético no interior do material ferromagnético. A densidade de perdas no núcleo (P_{veTr}) depende da componente alternada do fluxo magnético e da frequência de operação. Essas perdas podem ser estimadas de forma aproximada (para 25 kHz) a partir da Figura 38, fornecida pelo fabricante TSC (TSC INTERNATIONAL, 2007), sendo expressas pela Equação 131.

$$P_{veTr} = 75 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \quad (131)$$

A equação das perdas no núcleo magnético é obtida a partir da Equação 131, resultando na formulação expressa na Equação 132.

$$P_{\text{núcleoTr}} = P_{V_{eTr}} \cdot V_{eTr} \cdot N_{\text{núcleoTr}} = 75 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \cdot 72,334 \text{cm}^3 \cdot 2 = 10,85 \text{W} \quad (132)$$

Figura 38 – Perdas no núcleo volumétricas (mW/cm³) em função da temperatura (°C) para diferentes materiais magnéticos da série TSF.



Fonte: TSC INTERNATIONAL (2007).

A perda total no transformador é obtida pela soma das perdas associadas aos enrolamentos, decorrentes do efeito Joule, e às perdas no núcleo magnético, conforme a Equação 133.

$$P_{Tr} = P_{\text{cobreTr}} + P_{\text{núcleoTr}} = 7,153 \text{W} + 10,85 \text{W} = 18,003 \text{W} \quad (133)$$

5.3 Projeto do capacitor

Nesta seção, são determinados os valores de corrente eficaz, tensão máxima e capacitância necessários para a correta seleção do capacitor de saída, além do cálculo das perdas associadas a esse componente.

5.3.1 Corrente eficaz, capacitância e tensão no capacitor C_{el}

O dimensionamento do capacitor de saída C_{el} é realizado a partir dos esforços de

tensão e de corrente, bem como do valor de capacitância, determinados pelas Equações 134, 135 e 136, respectivamente. Na prática, devido à disponibilidade comercial dos componentes, torna-se necessário adotar um capacitor com valor de capacitância superior ao obtido no cálculo teórico. Assim, para esta aplicação, foi selecionado um capacitor modelo MKP1848C62580JP do tipo *Metallized Polypropylene*, de 25 μF / 800 Vcc, do fabricante Vishay Roederstein (VISHAY, 2026), cujas principais especificações são apresentadas na Tabela 7.

$$V_{C_{el}} = V_{el} = 250\text{V} \quad (134)$$

$$I_{C_{el_{ef}}} = \frac{V_{el} \cdot (1 - 4D)}{16 \cdot L_1 \cdot f_s} = \frac{250\text{V} \cdot (1 - 4 \cdot 0,139)}{16 \cdot 206,68\mu\text{H} \cdot 20\text{kHz}} = 1,68\text{A} \quad (135)$$

$$C_{el} = \frac{V_{el}}{\Delta V_{el} \cdot f_s^2 \cdot L_1} \cdot \frac{(1 - 2D) \cdot (1 - 4D)}{64} \quad (136)$$

$$= \frac{250\text{V}}{2,5\text{V} \cdot (20\text{kHz})^2 \cdot 206,68\mu\text{H}} \cdot \frac{(1 - 2 \cdot 0,139) \cdot (1 - 4 \cdot 0,139)}{64} = 6,067\mu\text{F}$$

5.3.2 Perdas no capacitor C_{el}

As perdas associadas ao capacitor decorrem de sua resistência série equivalente, sendo determinadas conforme a Equação 137.

$$P_{C_{el}} = R_{SE} \cdot I_{C_{el_{ef}}}^2 = 6\text{m}\Omega \cdot (1,68\text{A})^2 = 0,017\text{W} \quad (137)$$

Tabela 7 – Especificações do capacitor modelo MKP1848C62580JP da fabricante Vishay Roederstein.

Especificações do capacitor				
Modelo	Características			
MKP1848C62580JP	Capacitância	Tensão	Corrente eficaz	R_{se}
	25 μF	800V	13 A	6m Ω

Fonte. Adaptado de VISHAY (2026).

5.4 Projeto dos interruptores S e Q

Nesta seção, determinam-se os valores das correntes e da tensão de bloqueio necessários para a adequada seleção dos interruptores, além da estimativa das perdas associadas aos mesmos.

5.4.1 Corrente e tensão nos interruptores

Com base no equacionamento apresentado nos Capítulos 3 e 4 e nas especificações do conversor, procede-se à seleção dos interruptores por meio da determinação das correntes média, eficaz e de pico, obtidas a partir das Equações 138, 139 e 140, respectivamente. Já a tensão máxima de bloqueio aplicada aos seus terminais é definida pela Equação 141.

$$I_{S_{med}} = n_T \cdot I_{el} \cdot D = 1 \cdot 32A \cdot 0,139 = 4,444A \quad (138)$$

$$I_{S_{ef}} = n_T \cdot I_{el} \cdot \sqrt{D} = 1 \cdot 32A \cdot \sqrt{0,139} = 11,926A \quad (139)$$

$$I_{S_{máx}} = I_{L_{1máx}} \cdot n_T = 35,36A \cdot 1 = 35,36A \quad (140)$$

$$V_{S_{máx}} = V_{dc} = 450V \quad (141)$$

Para a implementação do interruptor, foi selecionado o módulo MOSFET CCS020M12CM2 de carbeto de silício (SiC) da Wolfspeed, do tipo *Six-Pack* (trifásico). No projeto foram empregados dois módulos, sendo utilizados apenas dois braços. Os principais parâmetros elétricos desse MOSFET encontram-se apresentados na Tabela 8, os quais foram extraídos do *datasheet* fornecido pelo fabricante (Wolfspeed, 2020).

Tabela 8 – Parâmetros do MOSFET CCS020M12CM de carbeto de silício (SiC) da Wolfspeed.

Especificações dos MOSFETs CCS020M12CM2		
Modelo	Características	
MOSFET CCS020M12CM2	Estáticas (100 °C)	Dinâmicas (100 °C)
	$I_{DS} = 23 A @ 90 ^\circ C$ $V_{DS} = 1200 V$ $R_{DS(on)} = 145 m\Omega @ 100 ^\circ C$	$t_{d(on)} = 9 ns$; $t_{d(off)} = 21 ns$ $t_r = 3.5 ns$; $t_f = 10 ns$ $E_{on} = 58 uJ$; $E_{off} = 81 uJ$

Fonte. Adaptado de Wolfspeed (2020).

5.4.2 Perdas nos interruptores

As perdas associadas aos interruptores de potência são predominantemente constituídas pelas perdas por condução e por comutação. A Equação 142 é empregada para a determinação das perdas de condução nos interruptores “S” e “Q”.

$$P_{S_{cond}} = R_{DS} \cdot I_{S_{ef}}^2 = 80m\Omega \cdot (11,926A)^2 = 11,378W \quad (142)$$

As perdas por comutação manifestam-se durante os instantes de acionamento e desligamento dos MOSFETs. Com base nas informações fornecidas pelo fabricante (Wolfspeed, 2020), as perdas de comutação referentes aos interruptores "S" e "Q" são determinadas por meio da Equação 143.

$$P_{S_{com}} = f_s \cdot (E_{on} + E_{off}) = 20kHz \cdot (62\mu J + 58\mu J) = 2,4W \quad (143)$$

Dessa forma, a perda total aproximada nos interruptores é obtida pela soma das perdas por condução e por comutação, conforme expresso na Equação 144.

$$P_{S_{com}} = 8 \cdot (P_{S_{cond}} + P_{S_{com}}) = 8 \cdot (11,378W + 2,4W) = 110,222W \quad (144)$$

5.5 Projeto dos diodos

Nesta seção, são obtidos os valores das correntes e da tensão de bloqueio utilizados na seleção dos diodos, assim como na avaliação das perdas correspondentes.

5.5.1 Corrente e tensão nos diodos

A partir do equacionamento desenvolvido nos Capítulos 3 e 4, em conjunto com as especificações do conversor, realiza-se a seleção dos diodos com base no cálculo das correntes média, eficaz e de pico, determinadas pelas Equações 145, 146 e 147, respectivamente. Assim como da tensão máxima de bloqueio suportada pelos seus terminais, conforme a Equação 148.

$$I_{D_{med}} = \frac{I_{el}}{2} = \frac{32A}{2} = 16 A \quad (145)$$

$$I_{D_{ef}} = I_{el} \cdot \frac{\sqrt{4D + 1}}{2} = 32A \cdot \frac{\sqrt{4 \cdot 0,139 + 1}}{2} = 19,956A \quad (146)$$

$$I_{D_{max}} = I_{L1_{max}} \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{2} = 32A \cdot \frac{6,72A}{2} = 35,36A \quad (147)$$

$$V_{D_{\max}} = V_{dc} \cdot n_T = 450V \cdot 1 = 450V \quad (148)$$

Para a implementação do estágio de diodos, foi selecionado o dispositivo GD30MPS₁2H, um diodo Schottky de carbeto de silício (SiC) fabricado pela GeneSiC (Genesis Semiconductor, 2021). No projeto, foram utilizados quatro diodos desse modelo. Os principais parâmetros elétricos desses dispositivos são apresentados na Tabela 9, sendo tais informações extraídas do *datasheet* disponibilizado pelo fabricante.

Tabela 9 – Parâmetros do diodo Shottky GD30MPS₁2H de carbeto de silício (SiC) da GeneSiC.

Especificações dos diodos GD30MPS ₁ 2H		
Modelo	Características	
GD30MPS ₁ 2H	Estáticas	Térmicas
	$I_F=30A @ 148^\circ C$ $V_F=1,9V @175^\circ C$ $V_{RRM}=1200V$ $I_R = 20 \mu A @175^\circ C$	$R_{thJC} = 0,48^\circ C/W$

Fonte. Adaptado de Genesis Semiconductor (2021).

5.5.2 Perdas nos diodos

As perdas nos diodos SiC Schottky são predominantemente associadas às perdas de condução, uma vez que esses dispositivos apresentam recuperação reversa praticamente desprezível. A Equação 149 é utilizada para calcular as perdas nos diodos D, onde R_{DIFF} e V_{BI} representam, respectivamente, a resistência diferencial e a tensão de barreira da junção do diodo, conforme as Equações 150 e 151, fornecidas pelo fabricante.

$$P_{D_{\text{cond}}} = V_{BI} \cdot I_{D_{\text{med}}} + R_{DIFF} \cdot I_{D_{\text{ef}}}^2 \quad (149)$$

$$R_{DIFF} = a \cdot T_j^2 + b \cdot T_j + c \quad (150)$$

$$V_{BI} = m \cdot T_j + n \quad (151)$$

As constantes a, b, c, m e n são fornecidos pelo fabricante e são apresentadas na Tabela 10.

Tabela 10 – Constantes fornecidas pelo fabricante GeneSiC e temperatura de junção adotada (75°C).

Parâmetros	Valores
a	$3,97 \cdot 10^{-7} \Omega/(\text{°C})^2$
b	$5,5 \cdot 10^{-5} \Omega/\text{°C}$
c	$0,0163 \Omega$
m	$-0,00119 \text{ V}/\text{°C}$
n	$1,01 \text{ V}$
T _j	75°C

Fonte. Adaptado de Genesic Semiconductor (2021).

Substituindo os valores das constantes a, b, c, m e n na Equações 150 e 151, obtém-se as Equações 152 e 153.

$$R_{\text{DIFF}} = 3,97 \cdot 10^{-7} \frac{\Omega}{(\text{°C})^2} \cdot (75\text{°C})^2 + 5,5 \cdot 10^{-5} \frac{\Omega}{\text{°C}} \cdot 75\text{°C} + 0,0163\Omega = 0,016\Omega \quad (152)$$

$$V_{\text{BI}} = -0,00119 \frac{\text{V}}{1\text{°C}} \cdot 75\text{°C} + 1,01\text{V} = 1,008\text{V} \quad (153)$$

Substituindo os valores obtidos nas Equações 142 e 153 na Equação 149, obtém-se a Equação 154, considerando as perdas totais nos quatro diodos do circuito.

$$P_{\text{Dtotal}} = 4 \cdot [1,008\text{V} \cdot 16\text{A} + 0,016\Omega \cdot (19,956\text{A})^2] = 90,62\text{W} \quad (154)$$

5.6 Eficiência teórica do conversor

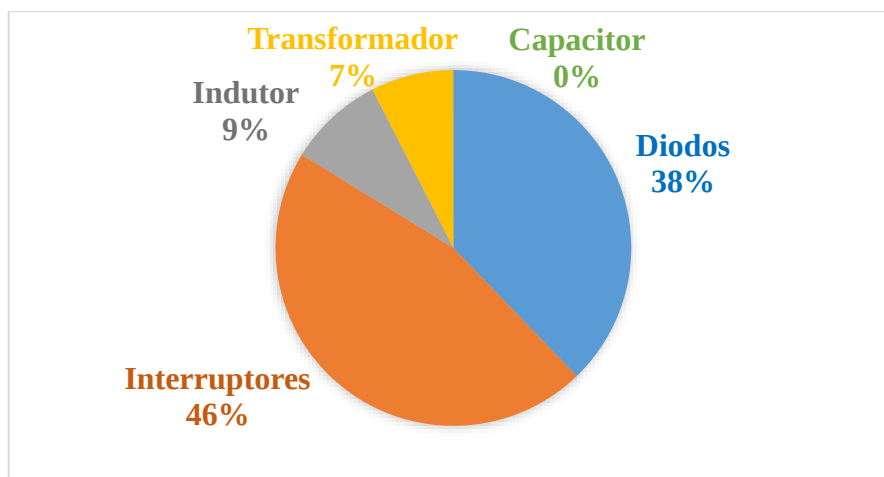
A eficiência teórica do conversor é estimada a partir da razão entre a potência de saída e a soma da potência de saída com todas as perdas presentes no circuito. Essas perdas incluem as perdas nos diodos, nos interruptores, nos indutores, no transformador e no capacitor. Assim, a eficiência teórica do conversor pode ser determinada conforme apresentado na Equação 155. A distribuição de perdas do conversor está representada na Figura 39.

$$\eta_{\text{teórica}} = \frac{P_{\text{el}}}{P_{\text{el}} + P_{\text{Dtotal}} + P_{\text{Stotal}} + P_{L_1} + P_{\text{Tr}} + P_{\text{Cel}}} \quad (155)$$

$$\eta_{\text{teórica}} = \frac{8\text{kW}}{8\text{kW} + 90,62\text{W} + 110,222\text{W} + 20,844\text{W} + 18,003\text{W} + 0,017\text{W}}$$

$$\eta_{\text{teórica}} = \frac{8\text{kW}}{8,24\text{kW}} \cong 97,1\%$$

Figura 39 – Distribuição das perdas do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.7 Considerações finais

Neste capítulo, foi realizado o dimensionamento completo do conversor proposto, a partir dos esforços elétricos previamente determinados. Foram calculados e selecionados os principais componentes do circuito, incluindo interruptores, diodos, capacitores, indutores e o transformador, garantindo sua operação dentro dos limites seguros de tensão e corrente.

Além disso, foi apresentado o procedimento de projeto dos elementos magnéticos, com destaque para o indutor e o transformador, incluindo critérios de escolha dos materiais, dimensionamento geométrico e orientações para sua implementação prática. Esses aspectos são fundamentais para assegurar o desempenho e a confiabilidade da operação do conversor.

Adicionalmente, foram estimadas as perdas nos principais componentes, permitindo a avaliação do rendimento teórico do conversor, que apresentou um valor de 97,1%.

Por fim, com o conversor devidamente dimensionado, sua validação será realizada no capítulo seguinte, por meio de resultados de simulação e ensaios experimentais.

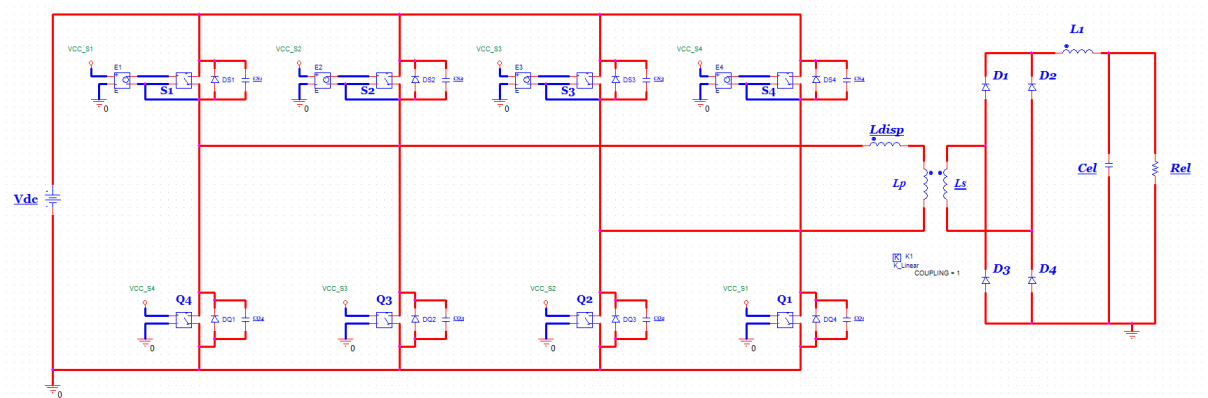
6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, são apresentados os resultados de simulação e os resultados experimentais do conversor proposto, com o objetivo de validar o seu desempenho e demonstrar sua viabilidade prática.

6.1 Resultados de simulação

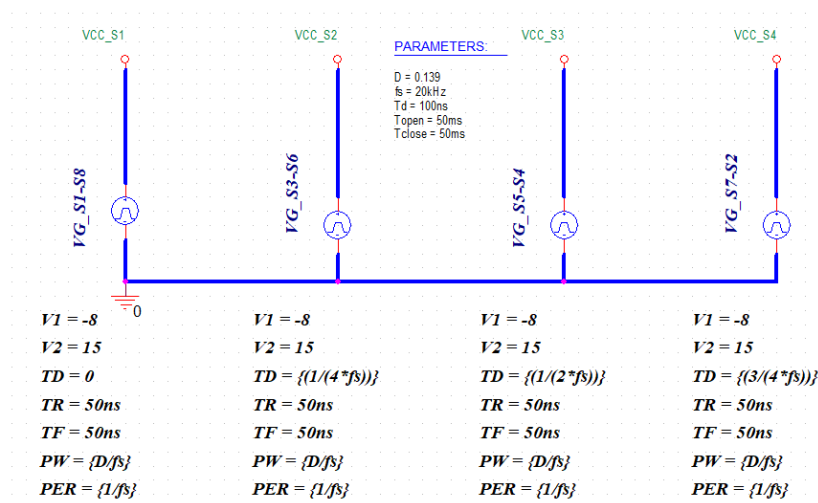
Nesta seção, são apresentadas as simulações do sistema, desenvolvidas no software ORCAD (versão 17.2), considerando condições ideais para todos os elementos do circuito. O circuito implementado na simulação é ilustrado na Figura 40, sendo parametrizado de acordo com as especificações descritas na Tabela 11. Por sua vez, a Figura 41 apresenta a sequência de comutação adotada, em conformidade com a estratégia previamente estabelecida no Capítulo 3.

Figura 40 – Circuito de simulação do conversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 41 – Circuito de comutação do conversor proposto.



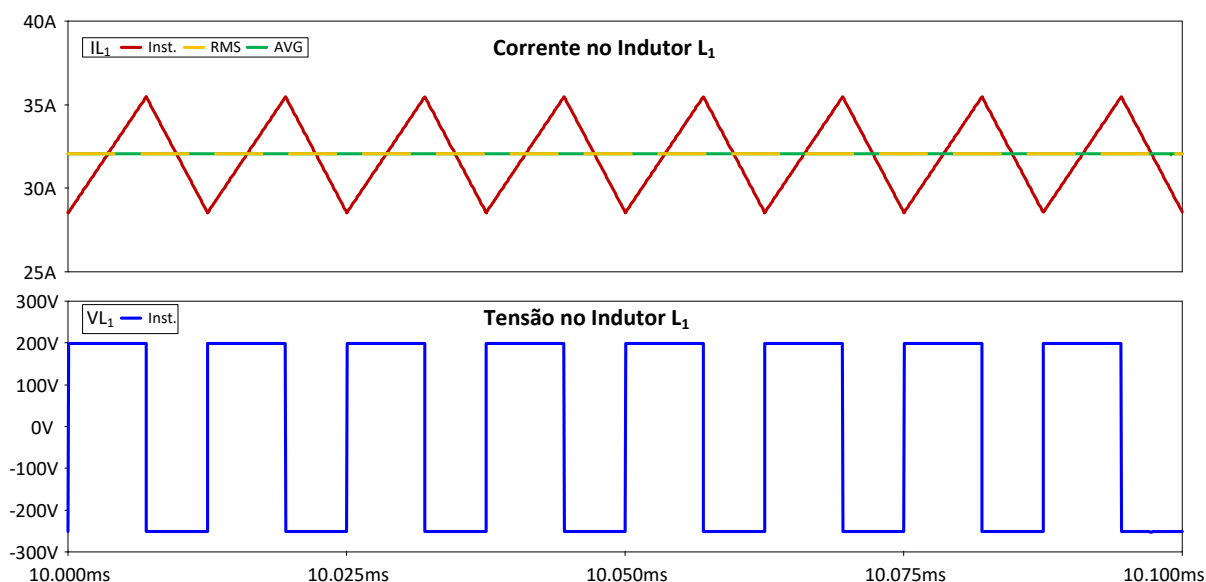
Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 11 – Especificações do conversor proposto.

Parâmetros	Valores
Potência de saída (P_o)	8 kW
Tensão de entrada (V_{dc})	450 V
Tensão de saída (V_{el})	250 V
Razão Cíclica (D)	0,139
Ondulação de corrente no indutor (Δi_{L1})	21%
Ondulação de tensão no eletrolisador (ΔV_{el})	1%
Relação de transformação (n_T)	1
Frequência de comutação (f_s)	20 kHz
Indutância de L_1	200 μ H
Capacitância de C_{el}	25 μ F
Resistência do eletrolisador (R_{el})	8 Ω

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 42 são apresentadas as formas de onda de corrente, corrente média, corrente eficaz e tensão no indutor L_1 mostrando um período de comutação completo. Já na Tabela 12 é apresentada uma comparação entre os valores teóricos calculados e encontrados via simulação.

Figura 42 – Ondas de tensão e corrente no indutor L_1 .

Fonte: Elaborado pelo autor.

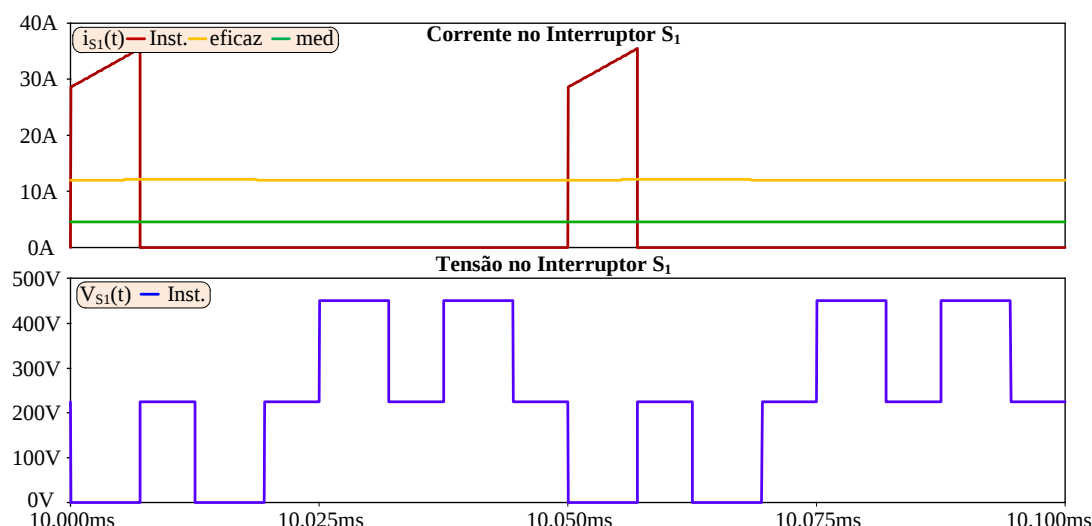
Tabela 12 – Validação do indutor L_1 .

Esforços de L_1	Teórico	Simulado	Erro
Corrente médio	32 A	31,98 A	0,05%
Corrente eficaz	32 A	32,05 A	0,14%
Ondulação Δi_{L1}	6,72 A	6,87 A	2,31%

Fonte: Elaborado pelo autor.

A análise das formas de ondas presentes na Figura 42 mostra que a corrente no indutor em nenhum momento é zerada, confirmando que o conversor opera no MCC. Também é possível observar o indutor L_1 operando com uma frequência quatro vezes maior que a frequência de chaveamento, mantendo a ondulação de corrente definida no projeto do conversor.

Figura 43 – Ondas de tensão e corrente no interruptor S_1 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para análise dos interruptores, foram utilizadas as formas de onda de corrente, corrente média, corrente eficaz e tensão no interruptor S_1 . A Figura 43 apresenta essas formas de onda durante dois períodos de comutação e os valores obtidos estão apresentados na Tabela 13, onde é realizada a comparação com os valores teóricos. Com base na Figura 43, é possível observar que cada interruptor conduz apenas em um intervalo de tempo, equivalente a $D \cdot T_s$, e sua corrente média é igual a um quarto da corrente média da fonte

Tabela 13 – Validação do interruptor S_1 .

Esforços de S_1	Teórico	Simulado	Erro
Tensão (V_{S1})	450	449,97 V	0,01%
Corrente média	4,44 A	4,55 A	2,43%
Corrente eficaz	11,93 A	12,08 A	1,33%
Corrente máxima	35,36 A	35,40 A	0,11%

Fonte: Elaborado pelo autor.

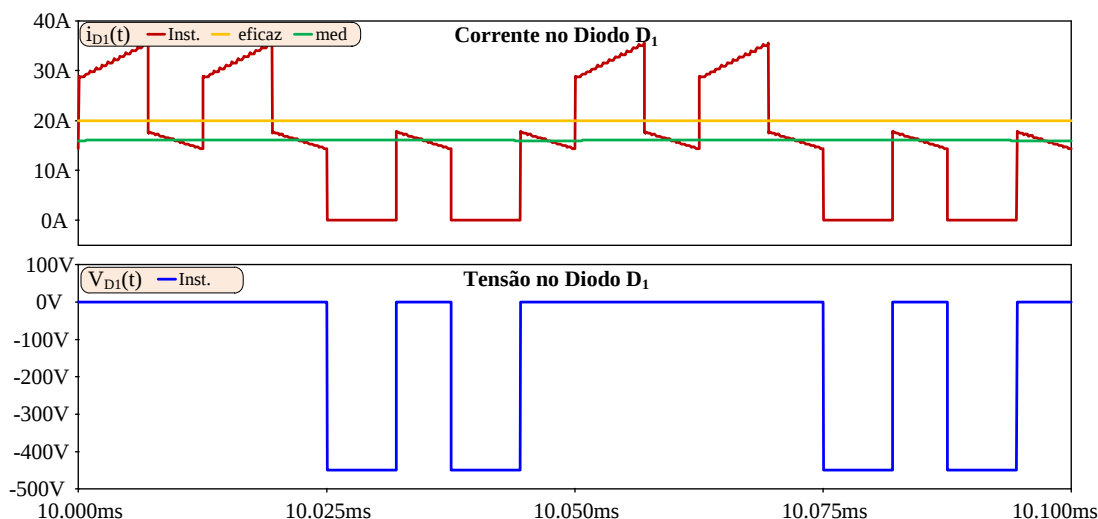
A Figura 44 apresenta as formas de onda da corrente, corrente média, corrente eficaz e tensão no diodo D_1 , com um intervalo de um período de comutação. Assim como a Tabela 14, apresenta os valores medidos na simulação em comparação com os valores teóricos.

É possível observar que D_1 conduz em dois momentos distintos que se repetem durante um período de comutação, e não conduz quando o transformador está inversamente polarizado, visto que nessas etapas, os diodos D_2 e D_3 que estão polarizados. Quando o indutor está armazenando energia, a corrente no diodo é igual a corrente em L_1 , e na etapa que o indutor

transfere energia para carga, a corrente em D_1 é metade da corrente em L_1 .

Quanto ao comportamento da tensão nos diodos, é visto que quando D_1 não conduz, a tensão reversa sobre ele é igual a tensão da fonte refletida no lado secundário.

Figura 44 – Ondas de tensão e corrente no diodo D_1 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

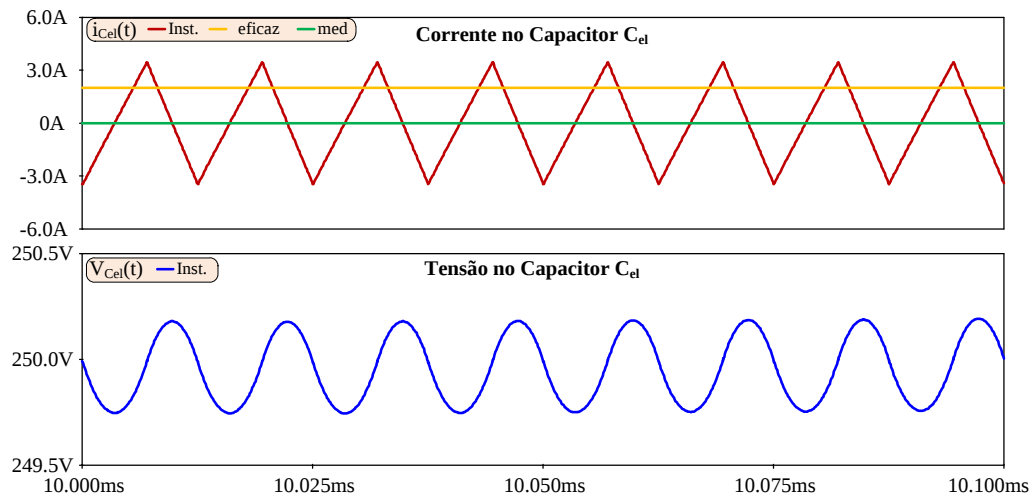
Tabela 14 – Validação do diodo D_1 .

Esforços de D_1	Teórico	Simulado	Erro
Tensão (V_{D1})	-450 V	-447,02 V	0,66%
Corrente média	16 A	16,01 A	0,08 %
Corrente eficaz	19,96 A	20,10 A	0,73 %
Corrente máxima	35,36 A	35,80 A	1,16 %

Fonte: Elaborado pelo autor.

Dando continuidade à análise da simulação do conversor, a Figura 45 apresenta as formas de onda da corrente, corrente média, corrente eficaz e tensão no capacitor C_{el} . Os valores obtidos por simulação são comparados aos valores nominais na Tabela 15. Sabe-se que a corrente média no capacitor é nula, o que é confirmado pelos resultados de simulação. No entanto, a corrente eficaz apresentou um valor superior ao teórico. Essa diferença pode ser atribuída às simplificações adotadas no modelo de simulação, bem como à baixa magnitude da corrente, que torna os resultados mais sensíveis ao método de cálculo utilizado no processo passo a passo da simulação.

Com base na Figura 45, é possível observar o capacitor armazenando e transferindo energia, com sua corrente defasada da corrente, o que é esperado do comportamento desse componente.

Figura 45 – Ondas de tensão e corrente no capacitor C_{el} .

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 15 – Validação do capacitor C_{el} .

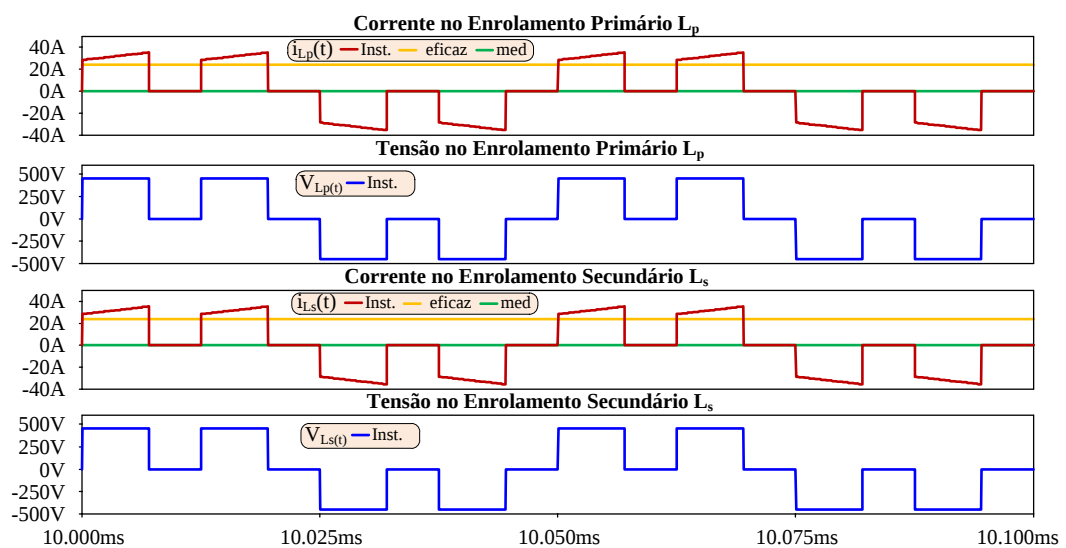
Esforços de C_{el}	Teórico	Simulado	Erro
Tensão ($V_{C_{el}}$)	250 V	249,8 V	0,08 %
Corrente média	0 A	0 A	0 %
Corrente eficaz	1,68 A	1,99 A	18,53 %

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 46 apresenta as formas de onda da corrente, corrente eficaz e tensão no enrolamento primário. Visto que a relação de transformação é unitária, as formas de onda são idênticas no enrolamento secundário. A

Tabela 16 faz a comparação dos valores teóricos com os valores simulados.

Figura 46 – Ondas de tensão e corrente no transformador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

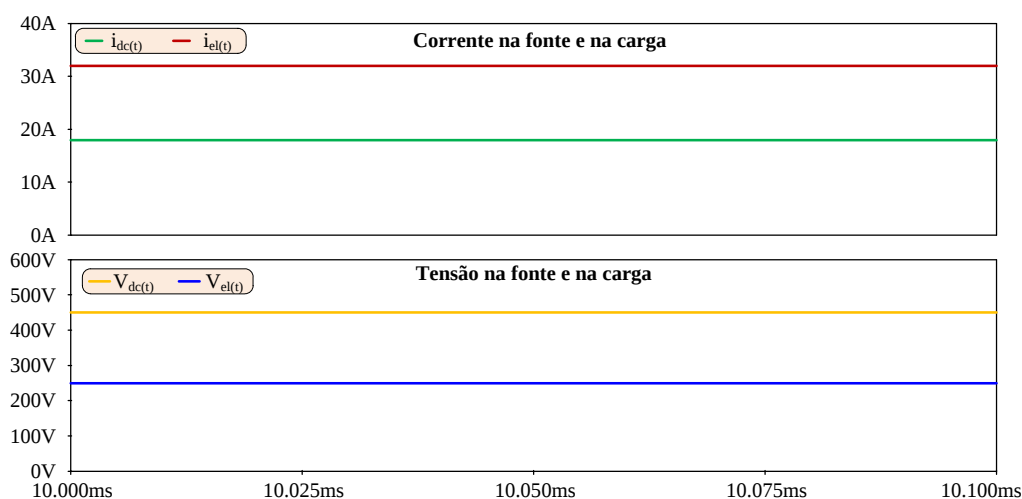
Tabela 16 – Validação do transformador.

Esforços de L_p	Teórico	Simulado	Erro
Tensão eficaz	335,28 V	335,52 V	0,07%
Corrente eficaz	23,861 A	24,25 A	1,64%

Fonte: Elaborado pelo autor.

Agora com uma visão mais ampla do conversor, a Figura 47 apresenta a tensão e corrente média na fonte e no eletrolisador, assim como a Tabela 17 compara os valores teóricos com aqueles obtidos por simulação. Os valores de tensão e corrente estão de acordo com os valores teóricos, confirmando o ganho estático do conversor. Com a simulação do conversor realizada, é possível validar as deduções e o dimensionamento de seus componentes. Diante disso, o conversor está pronto para ser montado e testado em bancada, permitindo a realização da validação final do sistema.

Figura 47 – Ondas de tensão e corrente na fonte e no eletrolisador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 17 – Validação do conversor proposto.

Esforços	Teórico	Simulado	Erro
Tensão V_{dc}	450 V	450 V	0%
Corrente I_{dc}	17,78 A	17,92 A	0,8%
Tensão V_{el}	250 V	249,8 V	0,08%
Corrente I_{el}	32 A	32,01A	0,04%
Potência P_o	8 kW	7,99 kW	0,13%

Fonte: Elaborado pelo autor.

6.2 Resultados experimentais

Esta seção apresenta a validação experimental do protótipo. Para validar a topologia proposta, as formas de onda medidas são comparadas com os resultados simulados (Seção 6.1) e com a análise teórica ideal (Capítulo 3). Inicialmente, descrevem-se a montagem física do

protótipo e a bancada de medição. Em seguida, analisam-se as tensões e correntes nos componentes e, por fim, avalia-se o rendimento do conversor.

6.2.1 Aparato experimental

A montagem do protótipo laboratorial foi realizada a partir de uma seleção criteriosa de componentes, escolhidos de forma a garantir elevada eficiência e alta densidade de potência, além de confiabilidade durante a operação. A disposição física dos elementos também foi cuidadosamente planejada, visando minimizar perdas, reduzir interferências eletromagnéticas e facilitar a dissipação térmica dos dispositivos de potência.

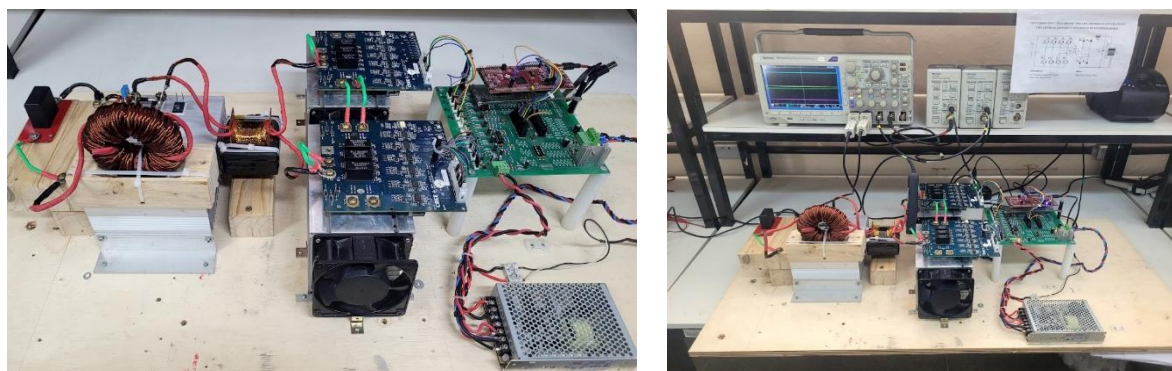
A Figura 48(a) e Figura 48(b) ilustram o protótipo finalizado e devidamente estruturado para os ensaios em bancada, evidenciando a organização dos principais blocos do conversor, bem como a integração entre os estágios de potência e controle. O protótipo foi desenvolvido com base nos valores obtidos no Capítulo 5, os quais estão apresentados na Tabela 18. Esses parâmetros serviram como referência para o dimensionamento dos componentes e para a implementação prática do sistema, garantindo coerência entre o modelo teórico, os resultados de simulação e a validação experimental.

Adicionalmente, foram considerados aspectos práticos de montagem, como a escolha adequada de condutores, conexões e dispositivos de proteção, assegurando a segurança operacional e a repetibilidade dos ensaios realizados.

A obtenção das formas de onda experimentais foi realizada por meio de um osciloscópio digital Tektronix DPO3014. Para as medições de tensão, foram utilizadas duas ponteiros diferenciais isoladas Tektronix P5210, configuradas com fator de atenuação de 1000x.

As medições de corrente em alta frequência, por sua vez, foram realizadas com três módulos de corrente Tektronix TCP300, ajustados com fator de atenuação de 10x.

Figura 48 – (a) Protótipo do conversor e (b) *Setup* de medição para obtenção das formas de onda do conversor.



Fonte. Elaborado pelo autor.

Tabela 18 – Especificações do protótipo.

Especificações/Parâmetros	Valores
Potência	8 kW
Tensão da fonte	450 V
Tensão no eletrolisador	250 V
Frequência de comutação	20 kHz
Indutância (L_1)	200 μ H
Capacitor (C_{el})	25 μ F, 800 V
Interruptores	CCS020M12CM2
Diodos	GD30MPS12H
Módulo DSP (Para modulação PWM)	TMS320F28379D (<i>Dual-Core</i>)

Fonte. Elaborado pelo autor.

6.2.2 Formas de onda experimentais da tensão e da corrente no indutor L_1

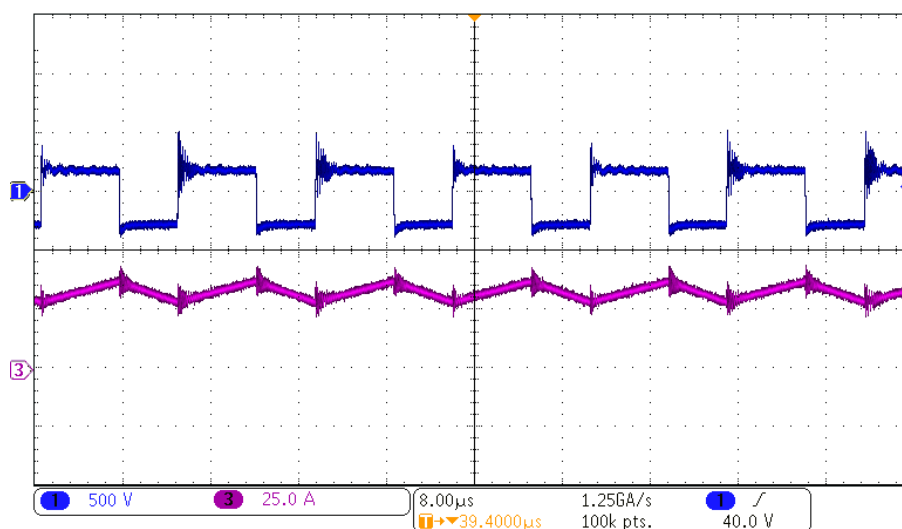
A Figura 49 apresenta as formas de onda de tensão (Canal 1) e de corrente (Canal 3) no indutor L_1 . A frequência de comutação dos interruptores é de 20 kHz, o que corresponde a um período de chaveamento de 50 μ s.

As formas de onda apresentadas na Figura 49 ilustram o comportamento de L_1 em uma janela de tempo de 80 μ s. Observa-se que a frequência da ondulação da corrente em L_1 é quatro vezes superior à frequência de chaveamento, resultando em 80 kHz. Esse efeito multiplicativo é uma consequência direta da estratégia de modulação intercalada, aplicada aos interruptores associados em paralelo.

A elevada frequência de ondulação permite a redução volumétrica do indutor projetado, aumentando a densidade de potência do conversor. Consequentemente, obtém-se uma redução significativa da ondulação da corrente fornecida ao eletrolisador, condição favorável e essencial para a otimização da eficiência na produção de H_2V .

Por fim, os resultados experimentais confirmam a análise teórica desenvolvida no Capítulo 3, validando a transição da tensão no indutor entre os patamares de 200 V e -250 V, bem como o perfil da ondulação de corrente esperado.

Figura 49 – Formas de onda experimentais: (Canal 1) tensão no indutor e (Canal 3) corrente no indutor.



Fonte. Elaborado pelo autor.

6.2.3 Formas de onda experimentais da tensão e da corrente nos interruptores *S* e *Q*

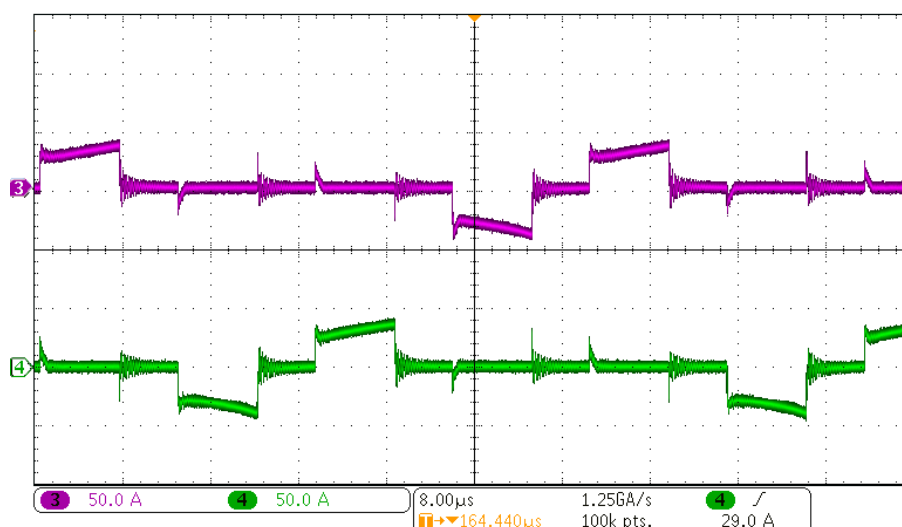
A Figura 50 apresenta as formas de onda de corrente referentes aos interruptores S_1 e Q_4 (Canal 3) e aos interruptores S_3 e Q_2 (Canal 4). Analisando o Canal 3 como exemplo, observa-se que o pulso positivo corresponde à corrente de condução em S_1 , enquanto o pulso negativo reflete a corrente circulando por Q_4 . Um comportamento análogo ocorre no Canal 4 para o par dos interruptores S_3 e Q_2 .

A medição das correntes com polaridades opostas em um mesmo canal, tem-se devido ao ponto físico de medição. Como os interruptores estão encapsulados em um módulo integrado, o acesso individual aos terminais de cada semicondutor é restrito. Consequentemente, a medição com a ponta de corrente é realizada entre dois braços do módulo. Dessa forma, o osciloscópio (Canal 3) registra a corrente de S_1 fluindo no sentido direto e, posteriormente, a corrente de retorno passando por Q_4 .

Por essa questão, o perfil dinâmico da corrente difere visualmente da representação teórica apresentada no Capítulo 3, que ilustra a corrente de cada interruptor de forma isolada. Contudo, os valores medidos estão de acordo com os valores dimensionados e esperados no projeto.

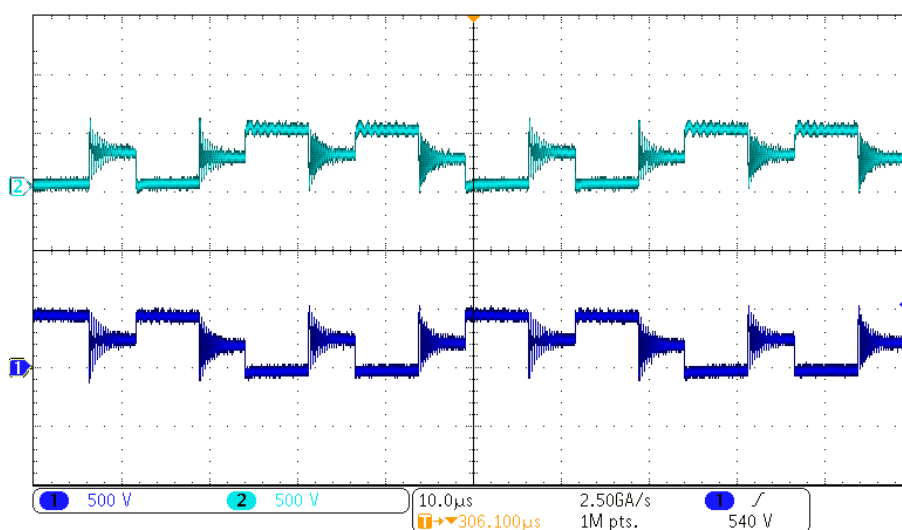
Dando continuidade à análise do comportamento dos semicondutores, a Figura 51 apresenta as formas de onda de tensão sobre os interruptores S_1 (Canal 1) e S_3 (Canal 2). A tensão foi analisada em uma janela de tempo de 100 μ s, o que corresponde a exatamente dois períodos completos de chaveamento.

Figura 50 – Formas de onda experimentais: (Canal 3) corrente em S_1 e Q_4 ; (Canal 4) corrente em S_3 e Q_2 .



Fonte. Elaborado pelo autor.

Figura 51 – Formas de onda experimentais: (Canal 1) tensão em S_1 ; (Canal 2) tensão em S_3 .



Fonte. Elaborado pelo autor.

Analisando a forma de onda do Canal 1 em conjunto com o perfil de corrente demonstrado na Figura 50, constata-se que a tensão em S_1 segue as etapas de operação ideais modeladas no Capítulo 3. Durante o intervalo em que S_1 está em condução, a tensão em seus terminais é nula, condição que se repete na etapa subsequente, durante a condução de S_2 .

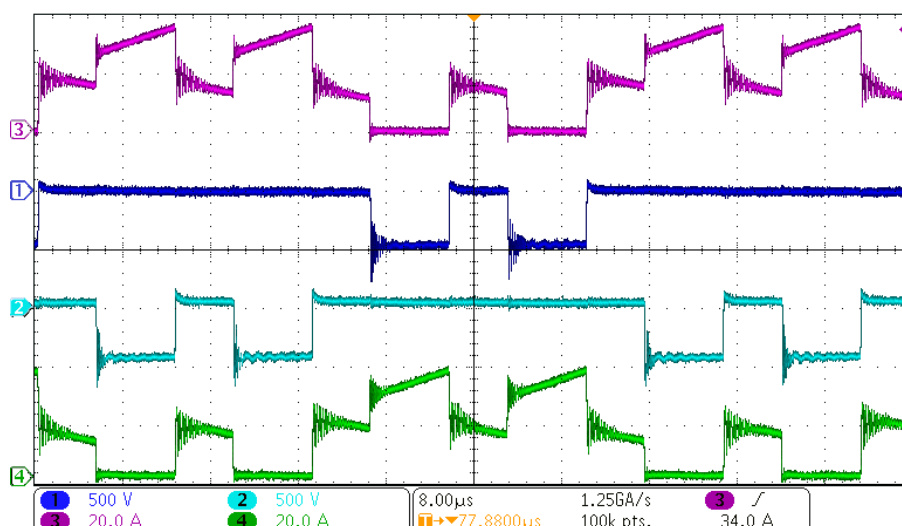
Nos intervalos de roda livre, em que nenhum interruptor se encontra em condução, a tensão no barramento se divide pelos interruptores de cada braço, submetendo S_1 à metade da tensão de entrada (225 V). Por fim, durante as etapas em que S_3 ou S_4 assumem a condução, o interruptor S_1 entra em estado de bloqueio reverso, suportando o estresse de tensão máximo do circuito, que é igual ao valor total do barramento (450 V).

6.2.4 Formas de onda experimentais da tensão e da corrente nos diodos

A Figura 52 apresenta as formas de onda experimentais de tensão (Canais 1 e 2) e de corrente (Canais 3 e 4) referentes aos diodos D_1 e D_2 , respectivamente. Analisando o comportamento do diodo D_1 (Canais 1 e 3) em uma janela de tempo de $80\ \mu\text{s}$, observa-se que, durante o seu período de condução, a queda de tensão em seus terminais é nula. Em contrapartida, quando D_1 encontra-se inversamente polarizado, o semiconductor suporta uma tensão reversa máxima de $450\ \text{V}$.

O diodo D_2 (Canais 2 e 4) exibe um comportamento análogo, porém defasado no tempo. Essa operação complementar está de acordo com a modelagem teórica do Capítulo 3, que é responsável por garantir a retificação em onda completa, mantendo o fluxo unidirecional de corrente para o eletrolisador.

Figura 52 – Formas de onda experimentais: (Canal 1) tensão em D_1 ; (Canal 2) tensão em D_2 ; (Canal 3) corrente em D_1 ; (Canal 4) corrente em D_2 .



Fonte. Elaborado pelo autor.

Adicionalmente, o perfil dinâmico da corrente nos semicondutores reflete com precisão as formas de onda ideais. Durante a etapa de transferência de potência ativa, a corrente no diodo em condução apresenta uma rampa de subida linear, assumindo o valor da corrente do indutor L_1 . Por outro lado, durante a etapa de roda livre, a corrente do indutor se divide igualmente entre os braços do retificador. Consequentemente, nesse intervalo, a corrente em cada diodo decresce linearmente com uma amplitude correspondente à metade da corrente de L_1 .

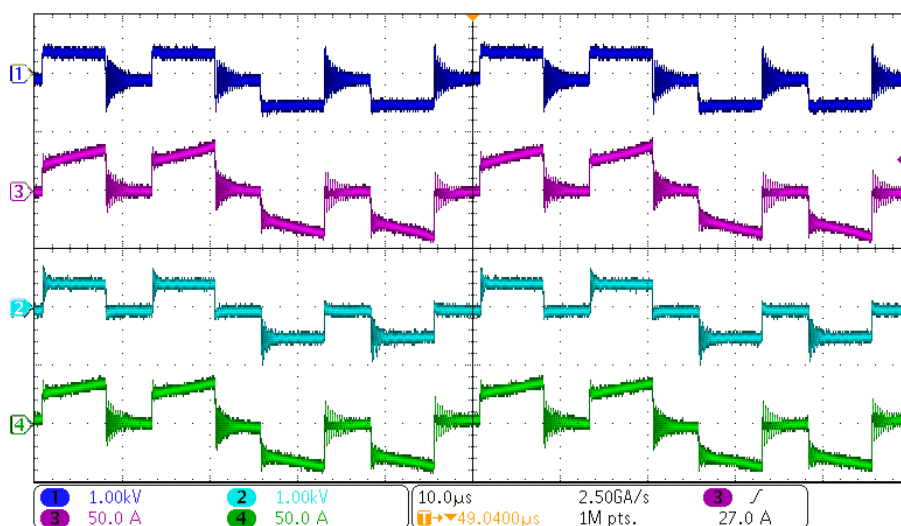
6.2.5 Formas de onda experimentais da tensão e da corrente no transformador

A Figura 53 apresenta as formas de onda experimentais de tensão (Canais 1 e 2) e

de corrente (Canais 3 e 4) referentes aos enrolamentos primário (L_p) e secundário (L_s) do transformador de alta frequência, respectivamente.

Analisando o comportamento de ambos os enrolamentos em uma janela de tempo de 100 μ s, constata-se que as grandezas no primário (Canais 1 e 3) refletem as do secundário (Canais 2 e 4). Essa simetria valida a análise das formas de onda ideais apresentadas no Capítulo 3 e é justificada pela relação de transformação unitária ($n_T = 1$) adotada no dimensionamento magnético.

Figura 53 – Formas de onda experimentais: (Canal 1) tensão no enrolamento primário (L_p); (Canal 2) tensão no enrolamento secundário (L_s); (Canal 3) corrente no enrolamento primário (L_p); (Canal 4) corrente no enrolamento secundário (L_s).



Fonte. Elaborado pelo autor.

Observa-se que a tensão no transformador exibe um perfil com 8 patamares distintos por ciclo (dois positivos, dois negativos e oito nulos). Esse comportamento em degraus é uma consequência direta da estratégia de modulação PWM intercalada, que impõe a magnetização e desmagnetização do núcleo de forma simétrica. Conforme observado nos Canais 1 e 2, a excursão de tensão alterna entre os valores de pico de 450 V e -450 V.

Em relação ao comportamento da corrente (Canais 3 e 4), nota-se que a dinâmica nos enrolamentos do transformador acompanha a mesma amplitude e ondulação da corrente no indutor L_1 , validando a correta transferência de energia do barramento primário para o circuito secundário do conversor.

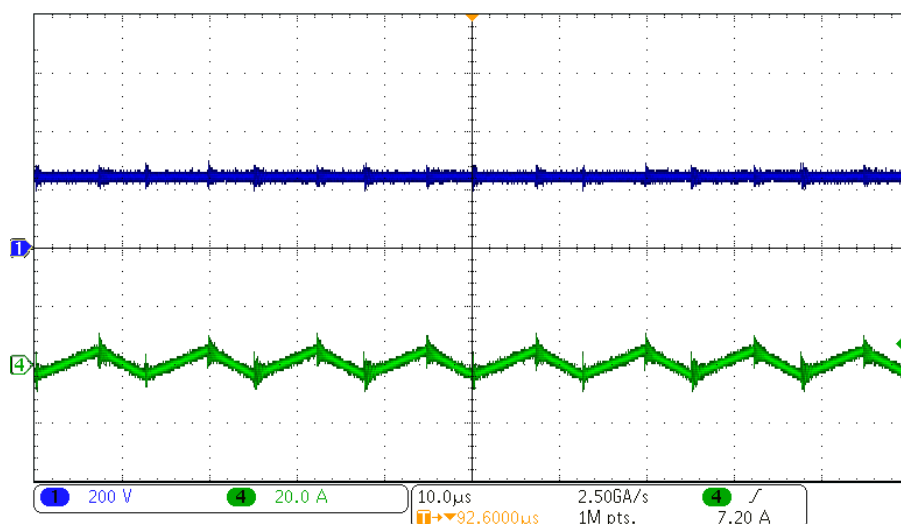
6.2.6. Formas de onda experimentais da tensão e da corrente no capacitor C_{el}

A Figura 54 apresenta as formas de onda experimentais de tensão (Canal 1) e de corrente (Canal 4) no capacitor C_{el} . Analisando o comportamento do componente em uma janela

de tempo de 100 μs , observa-se que a tensão se mantém estável e devidamente regulada no patamar nominal especificado para a operação do eletrolisador (250 V), apresentando uma ondulação praticamente nula.

Por sua vez, o Canal 4 ilustra a corrente no capacitor oscilando em torno de zero, evidenciando o seu valor médio nulo. Esse perfil dinâmico reflete os ciclos de carga e descarga do componente, que atua absorvendo a componente alternada de alta frequência proveniente do indutor L_1 . Dessa forma, garante-se que o eletrolisador seja alimentado por uma corrente contínua de alta qualidade, um comportamento prático que está em conformidade com modelagem exposta no Capítulo 3.

Figura 54 – Formas de onda experimentais: (Canal 1) tensão no capacitor C_{el} ; (Canal 4) corrente no capacitor C_{el} .



Fonte. Elaborado pelo autor.

6.2.7 Formas de onda experimentais da tensão e da corrente na fonte e no eletrolisador

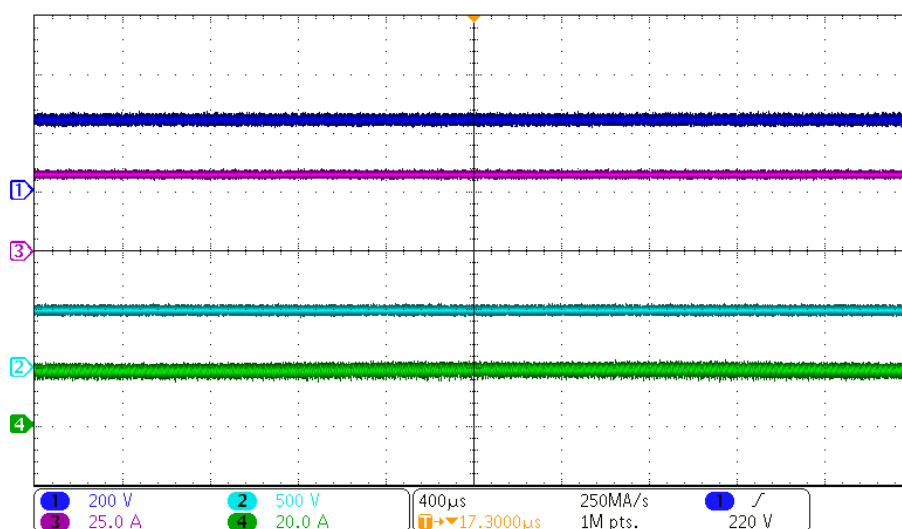
A Figura 55 apresenta as formas de onda experimentais de tensão (Canal 1) e de corrente (Canal 3) aplicadas ao eletrolisador, em conjunto com a tensão (Canal 2) e a corrente (Canal 4) provenientes da fonte de alimentação primária.

Em uma janela de observação de 4 ms, constata-se que a tensão na carga permanece estável no patamar nominal de 250 V. Simultaneamente, a corrente entregue ao eletrolisador atinge o valor médio de 32 A, apresentando uma ondulação mínima. Esse comportamento é o resultado direto da elevada frequência aparente proporcionada pela modulação PWM intercalada aliada ao correto dimensionamento do filtro de saída.

A respeito das grandezas de entrada, fez-se necessária a utilização de um capacitor de filtro para atenuar os ruídos provenientes da fonte de alimentação de bancada. Contudo,

mesmo com a presença de uma ondulação residual observada na tensão de entrada (Canal 2), o conversor evidenciou uma excelente capacidade de rejeição a distúrbios. A topologia cumpriu com o seu papel de desacoplar as oscilações da fonte e processar a energia adequadamente, fornecendo ao eletrolisador um perfil de tensão estável e uma corrente contínua de alta qualidade, condição essencial para maximizar a vida útil e a eficiência na produção de H_2V .

Figura 55 – Formas de onda experimentais: (Canal 1) tensão no eletrolisador; (Canal 2) corrente no eletrolisador; (Canal 3) tensão na fonte de alimentação; (Canal 4) corrente na fonte de alimentação.



Fonte. Elaborado pelo autor.

6.2.8 Eficiência experimental do conversor

A Figura 56 apresenta as curvas experimentais de eficiência do conversor em função da potência fornecida à carga. Observa-se que o conversor mantém um rendimento superior a 96% em uma ampla faixa de potência, entre 3 kW e 8 kW. No ponto de potência para o qual o conversor foi dimensionado, a eficiência medida foi de aproximadamente 96,3%. Esse valor encontra-se abaixo do rendimento teórico calculado (97,1%), o que representa uma divergência esperada em protótipos experimentais. Essa diferença pode ser justificada por perdas não contabilizadas na modelagem do conversor, tais como resistências dos cabos e conexões, efeitos de layout, perdas parasitas no circuito, bem como a impedância adicional introduzida pelos equipamentos de medição no circuito de potência.

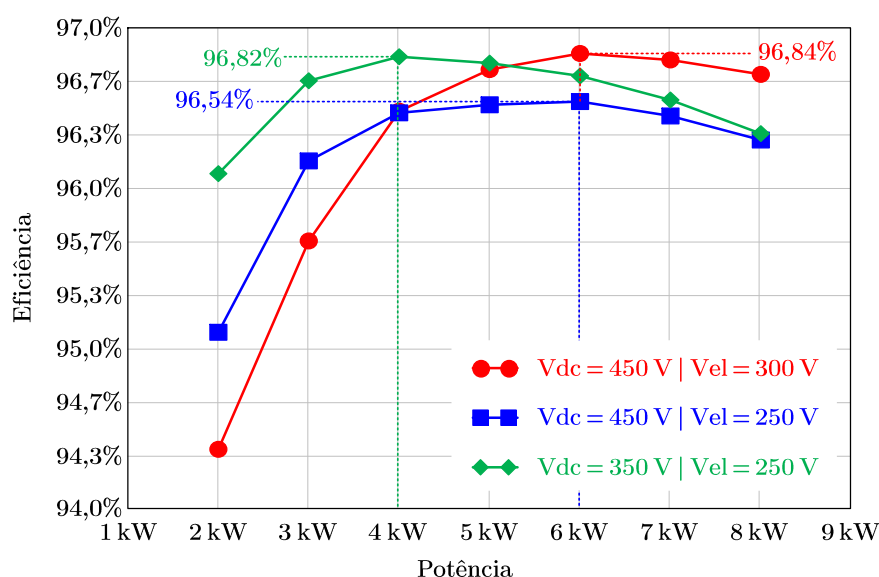
A análise apresentada na Figura 56 contempla três condições de ensaio, nas quais o conversor foi submetido a diferentes níveis de tensão de entrada e saída. Observa-se que, para a condição de 450 V / 300 V, o conversor atingiu o maior valor de eficiência, aproximadamente 96,84%, na faixa de potência em torno de 6 kW.

Para a condição de 350 V / 250 V, verifica-se que o rendimento máximo foi de aproximadamente 96,82%, ocorrendo em uma potência próxima de 4 kW, com leve redução para níveis mais elevados de potência.

Já para a condição de 450 V / 250 V, correspondente à tensão nominal de projeto, o conversor apresentou um comportamento mais uniforme, com eficiência máxima de aproximadamente 96,54%, também na faixa de potência em torno de 6 kW.

De forma geral, observa-se que o conversor mantém elevada eficiência em toda a faixa analisada, com pequenas variações em função das condições de operação. Ressalta-se ainda que, em todos os cenários avaliados, o conversor operou em MCC.

Figura 56 – Curva experimental de eficiência em função da potência fornecida ao eletrolisador.



Fonte. Elaborado pelo autor.

6.3 Considerações finais

Neste capítulo, foram apresentados e analisados os resultados de simulação e experimentais do conversor CC-CC isolado *Full-Bridge* com braços em paralelo e modulação PWM intercalada proposto neste trabalho.

Inicialmente, os resultados de simulação evidenciaram que a topologia é capaz de operar conforme previsto pela análise teórica desenvolvida nos capítulos anteriores. As formas de onda obtidas demonstraram comportamento consistente com o modo de condução contínuo, destacando o correto funcionamento das etapas de operação, bem como a adequada transferência de energia entre os estágios do conversor. Observou-se, ainda, que a estratégia de intercalação contribui significativamente para o aumento da frequência de ondulação da

corrente, resultando na redução do *ripple* na corrente de saída.

No âmbito experimental, os resultados obtidos a partir do protótipo construído confirmaram a viabilidade prática da topologia proposta. As medições de tensão e corrente nos principais componentes apresentaram forte concordância com os resultados de simulação, validando as análises teóricas. Além disso, verificou-se uma adequada distribuição de corrente entre os braços paralelos, o que contribui para a redução dos esforços elétricos nos semicondutores.

Por fim, ressalta-se que a eficiência do conversor também foi medida experimentalmente, apresentando resultados coerentes com as expectativas teóricas.

7 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento, modelagem, projeto e validação experimental de um conversor CC-CC *Full-Bridge* isolado, estruturado com braços em paralelo e modulação PWM intercalada, destinado ao acionamento de eletrolisadores na produção de hidrogênio verde (H_2V).

A partir da análise do estado da arte, destacou-se a crescente demanda por conversores de alta eficiência, elevada densidade de potência e baixa ondulação de corrente, características essenciais para garantir o desempenho e a durabilidade dos eletrolisadores. Nesse contexto, a topologia proposta foi concebida com o objetivo de atender a esses requisitos, explorando os benefícios do paralelismo de braços e da técnica de intercalação.

Do ponto de vista teórico, foram desenvolvidas análises qualitativas e quantitativas do conversor, permitindo a obtenção das expressões que descrevem o ganho estático, os esforços elétricos nos componentes e o comportamento das principais grandezas elétricas, tais como a corrente no indutor e a tensão de saída. Essas análises forneceram uma base sólida para o correto dimensionamento dos elementos do circuito, conforme apresentado no projeto.

Os resultados obtidos por meio de simulações e validação experimental demonstraram que a topologia opera conforme previsto, apresentando formas de onda consistentes com o modo de condução contínuo. Destaca-se a redução significativa da ondulação da corrente do indutor e da corrente de saída, bem como a adequada distribuição de corrente entre os braços paralelos, contribuindo para a redução dos esforços nos dispositivos semicondutores.

Adicionalmente, os ensaios experimentais evidenciaram que o conversor apresenta elevado desempenho, operando com eficiência superior a 96% em uma ampla faixa de potência, o que reforça sua aplicabilidade em sistemas de produção de hidrogênio verde.

Como principais contribuições deste trabalho, destacam-se: o desenvolvimento de uma topologia com braços em paralelo aplicada ao acionamento de eletrolisadores, a validação experimental do seu funcionamento e a demonstração da redução da ondulação de corrente associada à técnica de intercalação.

Assim, conclui-se que a topologia proposta se apresenta como uma solução eficiente, robusta e promissora para aplicações em sistemas de produção de hidrogênio verde, contribuindo para o avanço das tecnologias de conversão de energia associadas à transição energética.

Como perspectivas para o desenvolvimento contínuo desta pesquisa, destaca-se a necessidade de investigar o cascadeamento do conversor proposto para o atendimento de níveis

de potência industriais. Trabalhos futuros podem focar na otimização de sistemas multiestágios, buscando integrar o conversor *Full-Bridge* intercalado a estágios pré-reguladores ou conversores ressonantes que mitiguem as perdas por condução e chaveamento. Esta investigação é fundamental para viabilizar a transição do protótipo laboratorial para plantas de larga escala, onde a conexão com redes de média tensão exige arquiteturas capazes de gerenciar fluxos de potência com alta densidade.

No âmbito da modelagem e do controle, recomenda-se a derivação do modelo dinâmico do sistema e o desenvolvimento de estratégias de controle avançadas. Tais estratégias permitirão garantir a regulação da corrente e a estabilidade do sistema sob variações de carga, além de adaptar a operação do conversor à curva de envelhecimento e degradação característica das células eletrolíticas ao longo do tempo.

Do ponto de vista da aplicação prática, sugere-se a integração física do conversor a um eletrolisador PEM comercial. Esta etapa permitirá avaliar experimentalmente o impacto da ondulação de corrente residual sobre o rendimento eletroquímico e a pureza do gás produzido em condições reais de operação. Recomenda-se a realização de ensaios de longa duração para quantificar a influência da topologia na extensão da vida útil das membranas poliméricas, validando a eficácia da modulação intercalada e da isolamento galvânica na proteção da carga.

Por fim, visando a robustez exigida pelo setor industrial, propõe-se o estudo do comportamento do conversor frente a condições de operação anormais e o desenvolvimento de técnicas de tolerância a falhas. Dada a modularidade da topologia, a formulação de estratégias que permitam o isolamento de componentes defeituosos e a reconfiguração dinâmica do sistema garantirá a continuidade da produção de hidrogênio. Esta capacidade operacional é um requisito fundamental para alinhar o sistema aos rigorosos padrões de confiabilidade e disponibilidade exigidos pelas plantas industriais de hidrogênio verde.

APOIO FINANCEIRO E INSTITUCIONAL

O presente trabalho foi realizado com o apoio da FUNCAP – Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico e da ECITECE – Secretaria da Ciência, Tecnologia e Educação Superior, no âmbito da Rede de Pesquisa e Inovação em Energias Renováveis (Rede VERDES), por meio do processo nº 07548003/2023.

Agradeço também à Universidade Federal do Ceará pelo apoio institucional e pela contratação do Professor Visitante Dr. Menaouar Berrehil El Kattel, orientador deste trabalho, cuja contribuição foi fundamental para o desenvolvimento desta pesquisa.

REFERÊNCIAS

- ABDULAAL, A. M.; ALTHONAYAN, A.; KUMAR, N. S.; IBRAHIM, A. A.; PADMANABHAN, S.; GANESAN, S.; MAHALINGAM, S.; SARAVANAN, T. V. P.; GUGANATHAN, L.; TAMIZHDURAI, P. Green hydrogen in the renewable energy transition exploiting: A systematic review. **Molecular Catalysis**, v. 586, p. 115396, 2025. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.mcat.2025.115396>. Acesso em: 06 abr. 2026.
- ALVES, J. V. T.; BARRETO, L. H. S. C.; EL KATTEL, M. B.; OLIVEIRA JÚNIOR, D. S. de; PRAÇA, P. P. Isolated Full-Bridge DC-DC Converter Using Parallel Switches and Interleaved PWM for Electrolyzers in Green Hydrogen Production. In: 2025 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). Vitória, Brasil: **IEEE**, 2025. p. 1-6. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/COBEP66423.2025.11231684>. Acesso em: 06 abr. 2026.
- ASHRAF, H.; MAE, M.; MATSUHASHI, R. Advancements in Green Hydrogen Production: A Comprehensive Review of System Integration, Power Grid Applications, and Cost Optimization. **International Journal of Energy Research**, v. 2025, p. 5321698, mar. 2025.
- BADE, S. O.; TOMOMEWO, O. S.; MEENAKSHISUNDARAM, A.; FERRON, P.; ONI, B. A Economic, social and regulatory challenges of green hydrogen production and utilization in the US: A review. **International Journal of Hydrogen Energy**, v. 49, p. 314-335, ago. 2024. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2023.08.157>. Acesso em: 06 abr. 2026.
- BARBI, I. **Projeto de Componentes Magnéticos para Fontes Chaveadas**. 1. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2001.
- BUI, V.-C.; NGUYEN, M.-K.; DUONG, T.-D.; VO, D.-V.; LIM, Y.-C.; CHOI, J.-H. A Novel Isolated DC-DC Converter for High Step-Down Applications. **IEEE Access**, v. 11, p. 81562-81575, jul. 2023. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3298022>. Acesso em: 06 abr. 2026.
- BUITENDACH, H. P. C.; GOUWS, R.; MARTINSON, C. A.; MINNAAR, C.; BESSARABOV, D. Effect of a ripple current on the efficiency of a PEM electrolyser. **Results in Engineering**, v. 10, p. 100216, jun. 2021.
- CAO, Z.; WALLMEIER, P. High-Power Rectifier Technologies for Hydrogen Electrolysis. In: 2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe). Aalborg, Dinamarca: **IEEE**, 2023. p. 1-9.
- CORDIAL. **Catálogo de Fios Esmaltados**. São Bernardo do Campo: Cordial Indústria e Comércio de Fios, [s.d.]. Disponível em: <http://www.cordialfios.com.br>. Acesso em: 27 abr. 2026.
- DAVARI, S. A.; FLORES-BAHAMONDE, F.; MOUSAVI, M. S.; AZADI, S.; KOURO, S.; GARCIA, C.; RAHMANI, M.; RODRÍGUEZ, J. Predictive Control of Dual Active Bridge Converter for Efficient Supplying of the Electrolyzer in Green Hydrogen Technology. In: 2025 16th Annual Power Electronics & Drives: Systems and Technologies Conference (PEDSTC). Tabriz, Irã: **IEEE**, 2025. p. 1-6.

ELBAKLY, A. M.; ABDELSALAM, I.; MAREI, M. I. Interleaved Multi-Port Non-Isolated DC/DC Converter for Green Hydrogen production with PV/PEM electrolyzer system. In: 2025 7th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE). Cairo, Egito: **IEEE**, 2025. p. 1-6.

EL KATTEL, M. B.; CAVALCANTE, K. D. N.; PRAÇA, P. P.; OLIVEIRA JUNIOR, D. S.; BARRETO, L. H. S. C.; ANTUNES, F. L. M. High-Efficiency Multi-Arm Interleaved DC-DC Converter Featuring Reduced Magnetic Components for High Power Density in Water Electrolysis Applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 13, n. 2, p. 1993-2002, abr. 2025. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2025.3542501>. Acesso em: 06 abr. 2026.

EL KATTEL, M. B.; CAVALCANTE, K. D. N.; PRAÇA, P. P.; OLIVEIRA JUNIOR, D. S.; ANTUNES, F. L. M. Interleaved bidirectional DC-DC converter with single-phase high-frequency isolation for the wide range of industrial applications. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, p. 1-27, fev. 2024. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/cta.4019>. Acesso em: 06 abr. 2026.

EL KATTEL, M. B.; PRAÇA, P. P.; MAYER, R.; BERREHIL EL KATTEL, C. C. L.; CARDOSO FILHO, B. J.; BASCOPÉ, R. P. T.; ANTUNES, F. L. M. Overview of Main Electrolyzer Technologies and Power Electronic Converter Topologies for Enabling Hydrogen Production Through Water Electrolysis. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, p. 1-28, ago. 2024.

EL KATTEL, M. B.; PINHEIRO, G. J. O.; MAYER, R.; SÁ JUNIOR, E. M.; OLIVEIRA JUNIOR, D. S. de; BARRETO, L. H. S. C. Scalable Architecture of a 15 kW Multicell Interleaved M-Arm DC-DC Converter for High-Efficiency Power Processing in Green Hydrogen Electrolyzers. **IEEE Access**, v. 13, p. 1-15, out. 2025.

ENDREJAT, F.; KOC, C.; NARIYEV, I.; CIOPONEA, T. Green Hydrogen Power Distribution Topologies. In: 2025 PCIC Energy Europe. [S. l.]: **IEEE**, 2025. p. 1-9.

FU, X.; FENG, L.; XU, Z.; ZHANG, Z.; GUO, X. Soft Switching Research of Dual-Active Bridge Converter Based Partial Power Processing for Electrolysis Application. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND APPLICATION SYMPOSIUM (PEAS). Tianjin: **IEEE**, 2023. p. 1-6. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/PEAS58692.2023.10394706>. Acesso em: 06 abr. 2026.

GAUTAM, Deepak S.; BHAT, Ashoka. K. S. A Comparison of Soft-Switched DC-to-DC Converters for Electrolyzer Application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 28, n. 1, p. 54-63, jan. 2013. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2195048>. Acesso em: 06 abr. 2026.

GENESIC SEMICONDUCTOR. **GD30MPS12H: 1200V 30A SiC Schottky MPS Diode**. Data Sheet. Dulles, VA, USA: GeneSiC Semiconductor, [2021].

GESKE, M.; HILDEBRANDT, H. S.; JALILI, K.; KELLER, C. High-power converter systems for hydrogen production. In: GE Energy Power Conversion GmbH / Conference Proceedings. Berlin: **GE Energy**, 2020.

GUANGDONG CAWOLO HYDROGEN TECHNOLOGY. **PEM Electrolytic Water Hydrogen Production**. Foshan, China: Cawolo, [s.d.]. Catálogo técnico.

HASSAN, A.; ABDEL-RAHIM, O.; BAJAJ, M.; ZAITSEV, I. Power electronics for green hydrogen generation with focus on methods, topologies, and comparative analysis. **Scientific Reports**, v. 14, n. 24767, p. 1-37, out. 2024. Disponível em: <https://doi.org/10.1038/s41598-024-76191-6>. Acesso em: 06 abr. 2026.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **Global Hydrogen Review 2025**. Paris: IEA, 2025.

L. Palma. Analysis and Selection of Step-Down Converter for PEM Electrolyzer Applications. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVERS, AUTOMATION AND MOTION, 2024, Chile. **Proceedings [...]**. IEEE, 2024. p. 1-6. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/PEDCA60100.2024.10515152>. Acesso em: 06 abr. 2026.

LEI, J.; MA, H.; QIN, G.; GUO, Z.; XIA, P.; HAO, C. A Comprehensive Review on the Power Supply System of Hydrogen Production Electrolyzers for Future Integrated Energy Systems. **Energies**, v. 17, n. 935, p. 1-38, fev. 2024.

MAGNETICS. **2025 Magnetics Powder Cores Catalog**. Pittsburgh, PA, USA: Magnetics / Spang & Company, 2025.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 3. ed. Nova York: Marcel Dekker, 2004.

PANCHENKO, V. A.; DAUS, Y. V.; KOVALEV, A. A.; YUDAEV, I. V.; LITTI, Y. V. Prospects for the production of green hydrogen: Review of countries with high potential. **International Journal of Hydrogen Energy**, v. 48, p. 4551-4571, out. 2023. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2022.10.084>. Acesso em: 06 abr. 2026.

PARACHE, F.; SCHNEIDER, H.; TURPIN, C.; RICHET, N.; DEBELLEMANIÈRE, O.; BRU, É.; THIEU, A. T.; BERTAIL, C.; MAROT, C. Impact of Power Converter Current Ripple on the Degradation of PEM Electrolyzer Performances. **Membranes**, v. 12, n. 2, p. 109, jan. 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/membranes12020109>. Acesso em: 06 abr. 2026.

PELLITTERI, F.; CAMPAGNA, N. Application of a multiphase interleaved DC-DC converter for power-to-hydrogen systems. In: 2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG). Tallinn, Estônia: IEEE, 2023. p. 1-6. Disponível em <https://doi.org/10.1109/CPE-POWERENG58103.2023.10227382>. Acesso em: 06 abr. 2026.

PUTEANUS, S.; WETTENGEL, S.; MEIßNER, M.; BERNET, S. Multipulse Rectifiers for Large Scale Water-Electrolysis - Reactive Power and Harmonics. In: 2024 Energy Conversion Congress & Expo Europe (ECCE Europe). Darmstadt, Alemanha: IEEE, 2024. p. 1-6.

ROSPIRSKI, A.; ZANCANARO, L. G.; MAI, L. S.; OLIVEIRA, F. M. de; SILVA JR., R. L. da; CARNEIRO, F. T.; HERNÁNDEZ, S. G.; JAHN, T. G.; ARAÚJO, P. G. de. Enhanced three-phase interleaving phase-shifted full bridge converter with active clamp using GaNFET for green hydrogen production. In: IEEE SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (SPEC/COBEP), 2023, Florianopolis, Brasil. **Proceedings [...]**. [S. l.]: IEEE, 2023. p. 1-6.

SADIKU, M. N. O. **Elementos de Eletromagnetismo**. 5. ed. Porto Alegre: Bookman, 2012.

SÁNCHEZ, L.; REIGOSA, D.; BILBAO, A.; PEÑA-GONZALEZ, I.; BRIZ, F. Comparative Analysis of Power Converter Topologies for Hydrogen Electrolyzers. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 12, n. 5, p. 4325-4338, out. 2024.

SOUSA, J. M.; SÁ JR., E. M.; MAZZA, L. C. S.; ARAÚJO, J. W. M. de; PRAÇA, P. P.; RODRIGUES, R. O.; BARBOSA, S. G.; OLIVEIRA JR., D. S. de. Six-pulse rectifier with partial power processing via isolated DC-DC converter for electrolyzer applications. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP), 2025, Fortaleza, Brasil. **Proceedings [...]**. [S. l.]: IEEE, 2025. p. 1-6.

TSC INTERNATIONAL. **Soft Ferrite Cores**. Wadsworth, IL, USA: TSC Ferrite International, [2007].

VISHAY. **MKP1848C DC-Link: Metallized Polypropylene DC-Link Film Capacitor**. Document Number: 91000. Malvern, PA, USA: Vishay Intertechnology, 2026.

WANG, H.; YANG, G.; KANG, W.; ZHANG, X.; FAN, X.; XIAO, F. Minimum-Output-Current-Ripple Control of Current-Fed Three-Level Phase-Shift Full-Bridge Converter. **Energies**, v. 15, n. 17, p. 6444, set. 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en15176444>. Acesso em: 06 abr. 2026.

WOLFSPEED. **CCS020M12CM2: 1200 V, 20 A All-Silicon Carbide Six-Pack (Three Phase) Module**. DataSheet, Rev. 2. Durham, NC, USA: Cree, Inc., 2020.

ZONG, C.; WANG, D.; ZHANG, M.; ZHAO, Q.; GUO, X. A Two-stage DCX-based High Step-down Converter for Green Hydrogen Production. In: **IEEE Conference Proceedings**. Qinhuangdao, China: Yanshan University, 2023.