



UNIVERSIDADE
FEDERAL
DE PERNAMBUCO

**Universidade Federal de Pernambuco
Centro de Tecnologia e Geociências
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

EDUARDO AUGUSTO OLIVEIRA BARBOSA

**CONVERSOR SEPIC DE ALTO GANHO E ALTO RENDIMENTO COM
TRANSFORMADOR DE TRÊS ENROLAMENTOS COM CARACTERÍSTICA
INVERSA E COMPONENTES MAGNÉTICOS OTIMIZADOS**

**Recife
2024**

EDUARDO AUGUSTO OLIVEIRA BARBOSA

**CONVERSOR SEPIC DE ALTO GANHO E ALTO RENDIMENTO COM
TRANSFORMADOR DE TRÊS ENROLAMENTOS COM CARACTERÍSTICA
INVERSA E COMPONENTES MAGNÉTICOS OTIMIZADOS**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Rodrigues Limogi

Coorientador: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins

Recife

2024

Catálogo na fonte
Bibliotecária: Luiza de Oliveira/CRB1316

B238c Barbosa, Eduardo Augusto Oliveira.

Conversor Sepic de alto ganho e alto rendimento com transformador de três enrolamentos com característica inversa e componentes magnéticos otimizados / Eduardo Augusto Oliveira Barbosa Silva.– 2024.

198 f.: il.

Orientador: Leonardo Rodrigues Limongi.

Coorientador: Mário Lúcio da Silva Martins.

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. Centro de Tecnologia e Geociências, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Recife, 2024.

Inclui referências .

1. Conversores CC-CC. 2. Alto Ganho. 3. Energia fotovoltaica. I.Limongi, Leonardo Rodrigues. II. Martins, Mário Lúcio da Silva. III Título.

621.3

CDD (23. ed.)

UFPE - CTG 2024 – 03

EDUARDO AUGUSTO OLIVEIRA BARBOSA

**“CONVERTOR SEPIC DE ALTO GANHO E ALTO RENDIMENTO
COM TRANSFORMADOR DE TRÊS ENROLAMENTOS COM
CARACTERÍSTICA INVERSA E COMPONENTES MAGNÉTICOS
OTIMIZADOS”**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Processamento de Energia.

Aprovada em: 10/07/2024.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Fabrício Bradaschia
(Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Rafael Cavalcanti Neto
(Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Antônio Manuel Santos Spencer Andrade
(Examinador Externo)
Universidade Federal do Rio Grande do Sul

Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli
(Examinador Externo)
Universidade Federal de São João del-Rei

Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins
(Examinador Externo)
Universidade Federal de Santa Maria

AGRADECIMENTOS

Agradeço a meus pais, Zaqueu e Zélia, pelo apoio incondicional ao longo da vida. A minha tia Luiza e Austrino, pelo convívio diário e boa companhia. Aos meus orientadores Leonardo Limongi e Mário Lúcio pela presteza e diligência em ajudar. Aos professores Eduardo Barbosa e Rafael Neto pela amizade e ajuda constante e aos professores Fabrício Bradaschia, Marcelo Cabral e Gustavo Azevedo pela prestatividade. Aos amigos e pesquisadores do GEPAE Antônio Dutra, Camila Bandeira, Carolina Caldeira, Ericles Barbosa, Felipe José, Gustavo Teixeira, Renato Freitas, Ricardo Moura, Tiago Alves, Valdemar Cavalcante e alunos de iniciação científica Clarissa Gusmão, Igor Veloso e Nathan Pinheiro. Agradeço também ao CNPq pelo apoio financeiro.

RESUMO

Diversas aplicações industriais e comerciais demandam conversão um estágio de alta elevação de tensão elétrica contínua. Recentemente, o crescimento da potência elétrica instalada na forma de energia solar fotovoltaica fomenta o estudo e desenvolvimento de conversores CC-CC, responsáveis por elevar a tensão dos módulos fotovoltaicos e realizar o seguimento do ponto de máxima potência destes. Dentre os possíveis modos de conectar os módulos fotovoltaicos à rede elétrica, o uso de conversores CC-CC para cada módulo individual mostra-se atrativa por possibilitar maior aproveitamento da potência gerada pelos módulos fotovoltaicos em situações de sombreamento parcial dos módulos. Conversores CC-CC tradicionais, como o *Boost*, são incapazes de promover a elevação de tensão requerida com alta eficiência, de forma que são propostas na literatura que diversas topologias avançadas de conversores CC-CC capazes de atingir alto ganho de tensão com alta eficiência. Este trabalho apresenta um conversor CC-CC baseado no conversor SEPIC, utilizando um transformador de três enrolamentos e circuito de grampeamento da tensão sobre o interruptor para conseguir elevado ganho de tensão empregando baixo número de componentes ao de alto esforço de tensão sobre o transformador e os diodos. Ao utilizar capacitores para remover a componente contínua da corrente que circula nos enrolamentos, o projeto do transformador é otimizado, retirando a necessidade de entreferro e diminuindo a quantidade de espiras nos enrolamentos. O ganho estático tensão elevado proporcionado pela célula de multiplicação de tensão resulta em esforço de tensão reduzido no interruptor e permite o uso de interruptores com baixa resistência de condução. Esses fatores, somados ao baixo número de diodos, resultam em uma topologia de alto ganho de tensão, alto rendimento e baixa complexidade. São descritas as etapas de operação do conversor e são desenvolvidas as expressões dos esforços de corrente e dos esforços tensão sobre seus componentes, condições para comutação suave dos diodos e operação no modo de condução contínua. A partir destas expressões são discutidas as diretrizes de projeto e feita a análise de perdas do conversor. Também é desenvolvido o modelo do conversor no domínio da frequência e utilizado no projeto do controlador da tensão de entrada. Um protótipo de 300 W é montado, a partir do qual são obtidas as formas de onda de corrente e tensão, os resultados em malha fechada da tensão de entrada e os resultados de eficiência do conversor. É alcançada a eficiência máxima de 96,8%. Por fim, o conversor proposto é comparado a outros conversores recém publicados na literatura.

Palavras-chave: conversores CC-CC. alto ganho. energia fotovoltaica.

ABSTRACT

Many industrial and commercial applications demand a high dc voltage elevation stage. Recently, the growth of the installed electrical power in form of photovoltaic solar energy promotes the study and development of dc-dc converters, responsible for raising the voltage of the photovoltaic modules and to track their maximum power point. Among the possible means to connect the photovoltaic modules to the electrical grid, using a dc-dc converter each individual module seems attractive, as it enables better usage of the power generated by the modules in partial shading situations. Traditional dc-dc converters, i.e.: boost, are unable to achieve the needed high voltage gain with high efficiency, resulting in many advanced dc-dc converter topologies able to achieve high static voltage gain with high efficiency being proposed in the literature. This work presents a dc-dc converter based on the SEPIC converter, utilizing a three-winding transformer and a voltage clamping circuit on the switch to achieve high voltage gain with low component count at the cost of high voltage stress on the transformer and the diodes. By using capacitors to remove the dc component of the current circulating in its windings, the transformer design is optimized, removing the necessity of an air gap and reducing the amount of turns needed in its windings. The high static voltage gain provided by the voltage multiplier cell results in low voltage stress on the switch and enables the use of low voltage switches, which present low conduction resistance. These factors, combined to the low diode count, result in a high-gain, high-efficiency, low complexity and cost topology. The operation stages of the converter are described and the expressions for current and voltage stresses on the components, the conditions for soft switching on the diodes and operation in the continuous conduction mode are developed. From these expressions the converter design guidelines and loss analyses are discussed. The converter model in the frequency domain is also developed, which is used to design the input voltage controller. A 300 W prototype is assembled, from which the current and voltage waveforms, input voltage closed loop results and efficiency results are obtained. Maximum efficiency of 96,8% is achieved. Finally, the proposed converter is compared to other recently published converters in the literature.

Key-words: dc-dc converters. high-gain. photovoltaic energy.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Progressão anual da potência instalada da fonte solar fotovoltaica no Brasil.	28
Figura 2 – Curva P-V do módulo KC200GT da fabricante Kyocera: (a) efeito da irradiância sobre a potência gerada, (b) efeito da temperatura sobre a potência gerada.	30
Figura 3 – Sistema FV cujo bloco de processamento de energia consiste em apenas no estágio CC-CA.	31
Figura 4 – Curvas P-V de um <i>string</i> FV. Em vermelho, módulos sob irradiância igual; em azul, módulos sob irradiâncias distintas.	31
Figura 5 – Sistemas FVs centralizados: (a) empregando inversores <i>string</i> ; (b) empregando inversor <i>multistring</i>	32
Figura 6 – Sistemas FVs descentralizados: (a) empregando otimizadores solar; (b) empregando microinversores.	32
Figura 7 – Exemplos de conversores CC-CC isolados: (a) <i>flyback</i> , (b) <i>forward</i>	33
Figura 8 – Enrolamentos magneticamente acoplados.	33
Figura 9 – Enrolamentos magneticamente acoplados: (a) configuração aditiva, (b) configuração subtrativa.	35
Figura 10 – Conversores CC-CC clássicos: (a) <i>boost</i> , (b) SEPIC, (c) <i>buck-boost</i> , (d) <i>Ćuk</i>	38
Figura 11 – Efeito da resistência série do indutor sobre a operação do conversor <i>boost</i> : (a) circuito equivalente do conversor <i>boost</i> considerando a resistência do indutor, (b) curvas de rendimento (acima) e ganho de tensão (abaixo) sob diferentes valores de resistência parasita.	39
Figura 12 – Conversor <i>boost</i> cascata de n estágios.	40
Figura 13 – Conversor <i>boost</i> quadrático.	41
Figura 14 – Conversor <i>boost</i> de três níveis.	41
Figura 15 – Conversores <i>boost</i> utilizando células para aumento do ganho estático. Em destaque: (a) Célula SL, (b) Célula SC.	43
Figura 16 – Exemplo de VMC.	44
Figura 17 – Conversores que utilizam malhas de impedância para conseguir elevação de tensão: (a) Fonte Y, (b) Fonte Γ	45
Figura 18 – Conversor <i>boost</i> com VMC baseada em indutor chaveado e malha de impedância Fonte Y. A área em destaque indica a posição da VMC no circuito do conversor.	46
Figura 19 – Conversores generalizados baseados no conversor <i>boost</i> utilizando malhas de impedância: (a) malha de impedância Γ , (b) malha de impedância Y. A área em destaque representa a posição da VMC no circuito do conversor.	47

Figura 20 – Comparação entre formas de onda típicas de corrente de entrada para conversores que utilizam acoplamento magnético baseados na topologia <i>boost</i> e na topologia SEPIC com mesmo valor médio.	48
Figura 21 – Conversor baseado em topologia SEPIC com VMC.	49
Figura 22 – Comparação entre as curvas de densidade magnética B para os núcleos de um transformador (sem entreferro) e um indutor acoplado (com entreferro). A inserção do entreferro em um núcleo aumenta consideravelmente o nível de corrente necessário para saturação do núcleo (i_{sat}), mas diminui a permeabilidade magnética do núcleo.	50
Figura 23 – Diagrama generalizado de um conversor ressonante.	51
Figura 24 – Comparação entre formas de onda típicas durante operação com comutação forçada e comutação suave. A área hachurada representa o cruzamento entre as ondas de tensão e corrente durante a comutação forçada e indica a existência de perdas por comutação.	52
Figura 25 – Fluxograma ilustrando os conversores e técnicas usualmente empregados em aplicações que exigem alto ganho de tensão e alto rendimento, além das características de operação que se deseja obter a partir de seu uso.	53
Figura 26 – Diagrama do conversor proposto.	54
Figura 27 – Circuito equivalente do conversor proposto.	55
Figura 28 – Principais formas de onda do conversor utilizando transformador abaixador de tensão: (a) Modo BRF, (b) Modo ORF.	57
Figura 29 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa I.	58
Figura 30 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa II.	59
Figura 31 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa III.	60
Figura 32 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa IV.	61
Figura 33 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa V.	62
Figura 34 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa VI.	62
Figura 35 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa III.	63
Figura 36 – Relação entre as tensões nos enrolamentos do transformador.	64
Figura 37 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa I.	65
Figura 38 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa III.	65
Figura 39 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa I.	66
Figura 40 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa III.	67
Figura 41 – Variação do ganho estático em função da razão cíclica para diferentes valores de relação de transformação e fator de acoplamento.	68
Figura 42 – Variação do esforço de tensão normalizado pela tensão de saída em S e D_{cl} em função da razão cíclica para diferentes valores de relação de transformação e fator de acoplamento.	69

Figura 43 – Variação do esforço de tensão normalizado pela tensão de saída em D_r e D_o em função da razão cíclica para diferentes valores de relação de transformação e fator de acoplamento.	70
Figura 44 – Circuito do conversor proposto: as malhas em destaque apresentam corrente média não nula.	71
Figura 45 – Forma de onda da corrente no indutor de entrada para a operação com transformador abaixador no MCC.	73
Figura 46 – Forma de onda da corrente na indutância de magnetização para a operação com transformador abaixador do transformador no MCC.	74
Figura 47 – Formas de onda da corrente no diodo D_r para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	75
Figura 48 – Formas de onda da corrente no interruptor para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	77
Figura 49 – Formas de onda da corrente no diodo D_o para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	78
Figura 50 – Formas de onda da corrente no enrolamento terciário e no capacitor C_t para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	78
Figura 51 – Formas de onda da corrente no enrolamento secundário para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	79
Figura 52 – Formas de onda das correntes na indutância de dispersão do transformador e no capacitor C_p para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	80
Figura 53 – Circuito equivalente do conversor proposto evidenciando as correntes utilizadas na Equação (3.128).	81
Figura 54 – Formas de onda das correntes no diodo D_{cl} para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	81
Figura 55 – Formas de onda das correntes no diodo C_o para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	82
Figura 56 – Formas de onda da corrente no capacitor C_{cl} para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	83
Figura 57 – Formas de onda em D_r evidenciando a operação com ZCS.	83
Figura 58 – Circuito equivalente do conversor durante a etapa I no domínio da frequência.	84
Figura 59 – Formas de onda evidenciando a operação com ZCS em D_o	86
Figura 60 – Circuito equivalente do conversor durante a etapa V no domínio da frequência.	88

Figura 61 – Limite entre os modos de operação BRF e ORF para o conversor utilizando transformador abaixador de tensão em função das razões de transformação, em que $L_{lk} = 1\mu\text{H}$, $C_p = 10\mu\text{F}$ e $C_t = 0,82\mu\text{F}$. (a) Regiões delimitadas pelas superfícies descritas pelas Equações (3.148) e (3.168); (b) seção obtida para $N_{31} = 1$; (c) seção obtida para $N_{21} = 0,5$	89
Figura 62 – Formas de onda das correntes i_{Lin} e i_{Lm} durante operação no MCD.	93
Figura 63 – Circuito equivalente do conversor proposto durante etapa de operação exclusiva ao MCD.	94
Figura 64 – Circuito equivalente do conversor proposto durante etapa I com destaque para a malha analisada na Equação (3.196).	95
Figura 65 – Circuito equivalente do conversor proposto durante etapa I com destaque para a malha analisada na Equação (3.198).	95
Figura 66 – Circuito equivalente do conversor proposto durante etapa I com destaque para a malha analisada na Equação (3.199).	96
Figura 67 – Circuito equivalente do conversor proposto durante etapa I com destaque para a malha analisada na Equação (3.200).	96
Figura 68 – Ganho estático do conversor em função de τ/T_s (abaixo) e limite entre os modos de condução (acima) para $N_{21} = 0,5$ e $N_{31} = 1$	98
Figura 69 – Principais formas de onda do conversor utilizando transformador abaixador de tensão: (a) Modo BRF, (b) Modo ORF.	99
Figura 70 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa I.	99
Figura 71 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa II.	100
Figura 72 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa III.	101
Figura 73 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa IV.	102
Figura 74 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa V.	102
Figura 75 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa VI.	103
Figura 76 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa III com destaque para a malha analisada na Equação (3.248).	104
Figura 77 – Circuito equivalente do conversor proposto durante etapa I com destaque para a malha analisada na Equação (3.251).	105
Figura 78 – Variação do ganho estático em função do ciclo de trabalho para diferentes valores de relação de transformação e fator de acoplamento.	106
Figura 79 – Variação do esforço de tensão normalizado pela tensão de saída em S e D_{cl} em função da razão cíclica para diferentes valores de relação de transformação e fator de acoplamento.	107
Figura 80 – Variação do esforço de tensão normalizado pela tensão de saída em D_r e D_o em função da razão cíclica para diferentes valores de relação de transformação e fator de acoplamento.	108

Figura 81 – Forma de onda da corrente no indutor de entrada para a operação com transformador elevador no MCC.	108
Figura 82 – Forma de onda da corrente na indutância de magnetização para a operação com transformador abaixador do transformador no MCC.	109
Figura 83 – Forma de onda da corrente no diodo D_o para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF. .	110
Figura 84 – Formas de onda da corrente no interruptor para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF. .	111
Figura 85 – Formas de onda da corrente no diodo D_r para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF. .	112
Figura 86 – Formas de onda da corrente no enrolamento terciário e no capacitor C_t para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	112
Figura 87 – Formas de onda da corrente no enrolamento secundário para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	113
Figura 88 – Formas de onda das correntes na indutância de dispersão do transformador e no capacitor C_p para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	114
Figura 89 – Formas de onda das correntes no diodo D_{cl} para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	114
Figura 90 – Formas de onda das correntes no capacitor C_o para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	115
Figura 91 – Formas de onda das correntes no capacitor C_{cl} para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.	116
Figura 92 – Circuito equivalente do conversor durante a etapa I no domínio da frequência.	116
Figura 93 – Formas de onda evidenciando a operação com ZCS em D_r	117
Figura 94 – Limite entre os modos de operação BRF e ORF para o conversor utilizando transformador elevador de tensão em função das razões de transformação, em que $L_{lk} = 1\mu\text{H}$, $C_p = 10\mu\text{F}$ e $C_t = 0,82\mu\text{F}$. (a) Regiões delimitadas pelas superfícies descritas pelas Equações (3.281) e (3.288); (b) seção obtida para $N_{31} = 1$; (c) seção obtida para $N_{21} = 1,5$	119
Figura 95 – Ganho estático do conversor em função de τ/T_s (abaixo) e limite entre os modos de condução (acima) para $N_{21} = 1,5$ e $N_{31} = 1$	124
Figura 96 – Relação entre N_{21} e N_{31} para determinados valores de N	124

Figura 97 – Comportamento de $I_{Lin,RMS}$ normalizada pela corrente de saída em função da razão cíclica para determinados valores de N	126
Figura 98 – Comportamento de $I_{S,RMS}$ (acima) e comportamento de $I_{Dcl,RMS}$ (abaixo) normalizadas pela corrente de saída em função da razão cíclica para determinados valores de N	127
Figura 99 – Comportamento de $I_{Do,RMS}$ na operação com transformador abaixador e comportamento de $I_{Dr,RMS}$ na operação com transformador elevador normalizadas pela corrente de saída em função da razão cíclica para determinados valores de N	127
Figura 100 – Comportamento das correntes no enrolamentos do transformador normalizadas pela corrente de saída em função da razão cíclica para determinados valores de N	128
Figura 101 – Regiões de operação do conversor proposto em função de N para a operação com transformador abaixador (acima) e para a operação com transformador elevador (abaixo), em que $L_{lk} = 1 \mu H$, $C_p = 10 \mu F$ e $C_t = 0,82 \mu F$	129
Figura 102 – Fronteiras entre a operação no MCC e MCD.	129
Figura 103 – Fluxograma ilustrando a sequência de passos a ser tomada no projeto do conversor proposto.	130
Figura 104 – Relação entre o valor eficaz da corrente no diodo D_r normalizado pela corrente de saída ($I_{Dr,RMS}/\bar{I}_o$) e a razão entre a frequência de ressonância e a frequência de comutação ($\omega/(2\pi f_s)$) para $D = 0,5$	135
Figura 105 – Formas de onda de corrente dos capacitores C_{cl} e C_o na operação utilizando transformador abaixador. A área destacada representa o valor numérico da integral.	136
Figura 106 – Formas de onda de corrente dos capacitores C_{cl} e C_o na operação utilizando transformador elevador. A área destacada representa o valor numérico da integral.	137
Figura 107 – Comportamento da tensão e corrente de um diodo durante comutação forçada. A carga Q_{rr} é numericamente igual à área destacada.	140
Figura 108 – Circuito utilizado para modelagem.	142
Figura 109 – Circuito equivalente do conversor para baixas frequências.	143
Figura 110 – Circuito equivalente do conversor durante a etapa 1.	145
Figura 111 – Circuito equivalente do conversor durante a etapa 2.	146
Figura 112 – Comparação entre os diagramas de Bode da função de transferência $\frac{\hat{V}_{in}(s)}{\hat{D}(s)}$ teórica e obtida em simulação para o conversor proposto.	150
Figura 113 – Efeito da variação dos valores de L_m sobre a função de transferência $\frac{\hat{V}_{in}(s)}{\hat{D}(s)}$	150
Figura 114 – Efeito da variação dos valores de N_{21} sobre a função de transferência $\frac{\hat{V}_{in}(s)}{\hat{D}(s)}$	151

Figura 115–Comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada entre o conversor proposto utilizando transformador abaixador e o modelo médio obtido a partir da Equação (4.19).	151
Figura 116–Comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada entre o conversor proposto utilizando transformador elevador e o modelo médio obtido a partir da Equação (4.19).	152
Figura 117–Comparação entre os diagramas de Bode da função de transferência $\frac{\tilde{V}_{in}(s)}{\tilde{I}_{pv}(s)}$ teórica e obtida em simulação para o conversor proposto.	153
Figura 118–Comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada entre o conversor proposto utilizando transformador abaixador e o modelo médio obtido a partir da Equação (4.20).	153
Figura 119–Comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada entre o conversor proposto utilizando transformador abaixador e o modelo médio obtido a partir da Equação (4.20).	154
Figura 120–Comparação entre os diagramas de Bode da função de transferência $\frac{\tilde{V}_{in}(s)}{\tilde{V}_o(s)}$ teórica e obtida em simulação para o conversor proposto.	154
Figura 121–Comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada entre o conversor proposto utilizando transformador abaixador e o modelo médio obtido a partir da Equação (4.21).	155
Figura 122–Comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada entre o conversor proposto utilizando transformador elevador e o modelo médio obtido a partir da Equação (4.21).	155
Figura 123–Protótipo do conversor proposto utilizado na obtenção dos resultados experimentais.	163
Figura 124–Bancada utilizada na obtenção dos resultados experimentais.	163
Figura 125–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).	164
Figura 126–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e forma de onda da corrente no indutor de entrada (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).	165
Figura 127–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da corrente nos enrolamentos do transformador para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).	165
Figura 128–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e forma de onda da corrente de magnetização do transformador (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).	166

Figura 129–Forma de onda do sinal de acionamento da interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no interruptor (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).	166
Figura 130–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_{cl} (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).	167
Figura 131–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_r (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).	167
Figura 132–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_o (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).	168
Figura 133–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda de tensão nos capacitores C_p e C_{cl} (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).	168
Figura 134–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda das tensões nos capacitores C_t e C_o (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).	168
Figura 135–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda das correntes nos capacitores C_{cl} e C_o (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).	169
Figura 136–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).	170
Figura 137–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e forma de onda da corrente no indutor de entrada (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).	171
Figura 138–Forma de onda do sinal de acionamento da interruptor (acima) e formas de onda da corrente nos enrolamentos do transformador para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).	171
Figura 139–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e forma de onda da corrente de magnetização do transformador (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).	172
Figura 140–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no interruptor (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).	172
Figura 141–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_{cl} (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).	172

Figura 142–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_r (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).	173
Figura 143–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_o (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).	173
Figura 144–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda de tensão nos capacitores C_p e C_{cl} (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).	174
Figura 145–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda das tensões nos capacitores C_t e C_o (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).	174
Figura 146–Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda das correntes nos capacitores C_{cl} e C_o (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).	175
Figura 147–Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.	176
Figura 148–Diagrama de Bode e LGR do sistema em malha aberta utilizando um controlador puramente integral.	177
Figura 149–LGR e resposta ao degrau unitário do sistema com influência de atrasos utilizando um controlador integral com par de zeros complexos conjugados.	178
Figura 150–Diagrama de Bode do sistema em malha aberta utilizando o controlador mostrado na Equação (5.5).	179
Figura 151–Diagrama da montagem realizada para obtenção dos resultados experimentais em malha fechada.	179
Figura 152–Tensão de entrada do conversor após aplicação de degrau no valor de referência.	180
Figura 153–Tensão de entrada do conversor após variação em degrau na corrente de entrada.	181
Figura 154–Tensão de entrada do conversor após variação em degrau da tensão de saída.	181
Figura 155–Resultados da análise de rendimento do conversor utilizando transformador abaixador: (a) curva de rendimento do conversor em função da potência de entrada; (b) distribuição das perdas do conversor na potência nominal.	182
Figura 156–Resultados da análise de rendimento do conversor utilizando transformador elevador: (a) curva de rendimento do conversor em função da potência de entrada; (b) distribuição das perdas do conversor na potência nominal.	183
Figura 157–Comparação entre os ganhos dos conversores listados na Tabela 16 em função da razão cíclica.	185
Figura 158–Comparação entre os esforços de tensão normalizados em relação à tensão de saída sobre os interruptores dos conversores listados na Tabela 16 em função da razão cíclica.	186

Figura 159 – Comparação entre os esforços de tensão normalizados em relação à tensão de saída sobre os diodos dos conversores listados na Tabela 16 em função da razão cíclica.	186
---	-----

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Expressões para os esforços de tensão normalizados pela tensão de saída. . .	125
Tabela 2 – Expressões para os esforços de corrente em função de N	125
Tabela 3 – Parâmetros do circuito do conversor.	149
Tabela 4 – Parâmetros operacionais do conversor.	157
Tabela 5 – Parâmetros do transformador.	159
Tabela 6 – Parâmetros do indutor de entrada.	160
Tabela 7 – Valores de ondulação de tensão e frequência de ressonância buscados. . . .	160
Tabela 8 – Especificações dos capacitores utilizados.	161
Tabela 9 – Especificações do MOSFET IPP048N12N3	161
Tabela 10 – Especificações dos diodos MUR420 e UF5404.	162
Tabela 11 – Valores calculados e valores medidos das tensões nos componentes do con- versor proposto operando com transformador abaixador.	169
Tabela 12 – Valores calculados e valores medidos das correntes nos componentes do conversor proposto operando com transformador abaixador.	170
Tabela 13 – Valores calculados e valores medidos das tensões nos componentes do con- versor proposto operando com transformador elevador.	175
Tabela 14 – Valores calculados e valores medidos das correntes nos componentes do conversor proposto operando com transformador elevador.	175
Tabela 15 – Parâmetros do protótipo utilizados no projeto do controlador.	176
Tabela 16 – Comparação do conversor proposto com outros conversores recentemente publicados.	184

Lista de abreviaturas e siglas

UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
ABSOLAR	Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica
FV	Fotovoltaico
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
LMPP	<i>Local Maximum Power Point</i>
GMPP	<i>Global Maximum Power Point</i>
SEPIC	<i>Single-Ended Primary Inductance Converter</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
SL	<i>Switched Inductor</i>
SC	<i>Switched Capacitor</i>
VMC	<i>Voltage Multiplier Cell</i>
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i>
ZCS	<i>Zero-Current Switching</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
BRF	<i>Below Resonance Frequency</i>
ORF	<i>Over Resonance Frequency</i>
LKT	Lei de Kirchhoff das Tensões
LKC	Lei de Kirchhoff das Correntes

DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
LGR	Lugar Geométrico das Raizes

Lista de símbolos

D	Razão Cíclica
$R_{DS,on}$	Resistência parasita do interruptor
L_{in}	Indutor de entrada
L_{lk}	Indutância de dispersão
L_m	Indutância de magnetização
N_1	Quantidade de espiras do enrolamento primário do transformador
N_2	Quantidade de espiras do enrolamento secundário do transformador
N_3	Quantidade de espiras do enrolamento terciário do transformador
N_{21}	Relação de transformação entre os enrolamentos primário e secundário do transformador
N_{31}	Relação de transformação entre os enrolamentos primário e terciário do transformador
C_p	Capacitor do enrolamento primário
C_{cl}	Capacitor de grampeamento
C_t	Capacitor do enrolamento terciário
C_o	Capacitor de saída
S	Interruptor
D_{cl}	Diodo de grampeamento
D_r	Diodo retificador
D_o	Diodo de saída
R	Resistência da carga
f_s	Frequência de comutação
T_s	Período de comutação
v_{in}	Tensão de entrada
v_o	Tensão de saída

v_{Cp}	Tensão no capacitor do enrolamento primário
v_{Ccl}	Tensão no capacitor de grampeamento
v_{Ct}	Tensão no capacitor do enrolamento terciário
v_{Co}	Tensão no capacitor de saída
v_S	Tensão no interruptor
v_{Dcl}	Tensão no diodo de grampeamento
v_{Dr}	Tensão no diodo retificador
v_{Do}	Tensão no diodo de saída
i_{Lin}	Corrente no indutor de entrada
i_{lk}	Corrente na indutância de dispersão do transformador
i_m	Corrente na indutância de magnetização do transformador
i_{N1}	Corrente no enrolamento primário do transformador
i_{N2}	Corrente no enrolamento secundário do transformador
i_{N3}	Corrente no enrolamento terciário do transformador
i_S	Corrente no interruptor
i_{Dcl}	Corrente no diodo de grampeamento
i_{Dr}	Corrente no diodo retificador
i_{Do}	Corrente no diodo de saída
i_{Cp}	Corrente no capacitor do enrolamento primário
i_{Ccl}	Corrente no capacitor de grampeamento
i_{Ct}	Corrente no capacitor do enrolamento terciário
i_{Co}	Corrente no capacitor de saída
t_0	Instante do início da Etapa 1
t_1	Instante do término da Etapa 1 e início da Etapa 2
t_2	Instante do término da Etapa 2 e início da Etapa 3
t_3	Instante do término da Etapa 3 e início da Etapa 4

t_4	Instante do término da Etapa 4 e início da Etapa 5
t_5	Instante do termino da Etapa 5 e início da Etapa 6
t_6	Instante do termino da Etapa 6
ω_I	Frequência angular da onda ressonante durante a etapa I
ω_V	Frequência angular da onda ressonante durante a etapa V
V	Valor constante de tensão
$\bar{I}$	Valor médio da corrente i
$\hat{I}$	Valor de pico da corrente i
$\check{I}$	Valor mínimo da corrente i
ΔI	Variação pico a pico da corrente i
I_{RMS}	Valor eficaz da corrente i
K	Fator de acoplamento
G_v	Ganho estático de tensão
P_{in}	Potência de entrada
P_o	Potência de saída
Δt_3	Duração da Etapa 3
Δt_4	Duração da Etapa 4
Δt_5	Duração da Etapa 5
Δt_6	Duração da Etapa 6
D_2	Fração do período de comutação no qual há corrente no indutor de entrada no MCD
τ	Constante de tempo do indutor de entrada
N	Parte independente da razão cíclica do ganho de tensão
J	Densidade de corrente
i_{pv}	Corrente gerada pelo <i>string</i> fotovoltaico
s	Frequência complexa

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	28
1.1	CONEXÃO DOS MÓDULOS FOTOVOLTAICOS À REDE ELÉTRICA	29
1.1.1	Configurações de Sistemas Fotovoltaicos	29
1.2	CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO PARA SISTEMAS FV .	32
1.3	CONVERSORES GALVANICAMENTE ISOLADOS	33
1.3.1	Indutores Acoplados e Transformadores	34
1.4	OBJETIVO GERAL	35
1.5	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	35
1.6	ORGANIZAÇÃO TEXTUAL	36
2	ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO NÃO ISOLADOS	38
2.1	CONVERSOR <i>BOOST</i>	38
2.2	CONVERSORES <i>BOOST</i> CASCATA, QUADRÁTICO E TRÊS NÍVEIS	40
2.3	INDUTORES CHAVEADOS E CAPACITORES CHAVEADOS	42
2.4	CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO	43
2.5	MALHAS DE IMPEDÂNCIA	45
2.6	CONVERSORES BASEADOS EM TOPOLOGIA SEPIC	47
2.7	CONVERSORES COM COMUTAÇÃO SUAVE	50
2.7.1	Comutação Suave por Corrente	52
2.8	CONCLUSÕES PARCIAIS	53
3	APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR CC-CC PROPOSTO	55
3.1	ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO PROPOSTO UTILIZANDO TRANSFORMADOR ABAIXADOR DE TENSÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	56
3.1.1	Princípio de Operação	56
3.1.1.1	Etapa I: Intervalo $(t_0 - t_1)$	56
3.1.1.2	Etapa II: Intervalo $(t_1 - t_2)$	58
3.1.1.3	Etapa III: Intervalo $(t_2 - t_3)$	59
3.1.1.4	Etapa IV: Intervalo $(t_3 - t_4)$	60
3.1.1.5	Etapa V: Intervalo $(t_4 - t_5)$	61
3.1.1.6	Etapa VI: Intervalo $(t_5 - t_6)$	62
3.1.2	Análise Estática	62
3.1.2.1	Esforços de Tensão sobre os Capacitores	63
3.1.2.2	Ganho Estático	67

3.1.2.3	Esforços de Tensão nos Semicondutores	68
3.1.3	Corrente Média nos Componentes do Conversor	70
3.1.4	Correntes nos Componentes do Conversor em Função do Tempo	71
3.1.4.1	Indutor de Entrada (L_{in})	71
3.1.4.2	Indutância de Magnetização (L_m)	73
3.1.4.3	Diodo Retificador (D_r)	74
3.1.4.4	Interruptor (S)	75
3.1.4.5	Diodo de Saída (D_o)	76
3.1.4.6	Enrolamento Terciário (N_3) e Capacitor do Enrolamento Terciário (C_t)	78
3.1.4.7	Enrolamento Secundário do Transformador (N_2)	79
3.1.4.8	Indutância de Dispersão (L_{lk}) e Capacitor do Enrolamento Primário (C_p)	79
3.1.4.9	Diodo de Grampeamento (D_{cl})	80
3.1.4.10	Capacitor de Saída (C_o)	81
3.1.4.11	Capacitor de Grampeamento (C_{cl})	82
3.1.5	Condições para Comutação Suave dos Diodos	83
3.1.5.1	Diodo Retificador	83
3.1.5.2	Diodo de Saída	85
3.1.5.3	Limite entre os Modos de Operação BRF e ORF	89
3.1.6	Valor Eficaz das Correntes nos Elementos do Conversor	90
3.1.6.1	Indutor de Entrada (L_{in})	90
3.1.6.2	Diodo Retificador (D_r)	90
3.1.6.3	Interruptor (S)	91
3.1.6.4	Diodo de Saída (D_o)	91
3.1.6.5	Diodo de Grampeamento (D_{cl})	91
3.1.6.6	Enrolamento Terciário do Transformador (N_3) e Capacitor do Enrolamento Terciário (C_t)	91
3.1.6.7	Enrolamento Secundário do Transformador (N_2)	92
3.1.6.8	Indutância de Dispersão (L_{lk}) e Capacitor do Enrolamento Primário (C_p)	92
3.1.6.9	Capacitor de Saída (C_o)	92
3.1.6.10	Capacitor de Grampeamento (C_{cl})	92
3.1.7	Limite entre os Modos de Condução	93
3.2	ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO PROPOSTO UTILIZANDO TRANSFORMADOR ELEVADOR DE TENSÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	97
3.2.1	Princípio de Operação	98
3.2.1.1	Etapa I: Intervalo ($t_0 - t_1$)	98
3.2.1.2	Etapa II: Intervalo ($t_1 - t_2$)	100
3.2.1.3	Etapa III: Intervalo ($t_2 - t_3$)	100
3.2.1.4	Etapa IV: Intervalo ($t_3 - t_4$)	101

3.2.1.5	Etapa V: Intervalo ($t_4 - t_5$)	102
3.2.1.6	Etapa VI: Intervalo ($t_5 - t_6$)	103
3.2.2	Análise Estática	104
3.2.2.1	Esforços de Tensão sobre os Capacitores	104
3.2.2.2	Ganho Estático	105
3.2.2.3	Esforços de Tensão sobre os Semicondutores	106
3.2.3	Corrente Média nos Componentes do Conversor	107
3.2.4	Correntes nos Componentes do Conversor em Função do Tempo	108
3.2.4.1	Indutor de Entrada (L_{in})	108
3.2.4.2	Indutância de Magnetização (L_m)	109
3.2.4.3	Diodo de Saída (D_o)	109
3.2.4.4	Interruptor (S)	110
3.2.4.5	Diodo Retificador (D_r)	111
3.2.4.6	Enrolamento Terciário (N_3) e Capacitor do Enrolamento Terciário (C_t) . . .	111
3.2.4.7	Enrolamento Secundário (N_2)	112
3.2.4.8	Indutância de Dispersão (L_{lk}) e Capacitor do Enrolamento Primário (C_p) . .	113
3.2.4.9	Diodo de Grampeamento (D_{cl})	114
3.2.4.10	Capacitor de Saída (C_o)	115
3.2.4.11	Capacitor de Grampeamento (C_{cl})	115
3.2.5	Condições para o Comutação Suave dos Diodos	115
3.2.5.1	Diodo de saída	116
3.2.5.2	Diodo Retificador	117
3.2.5.3	Limite entre os Modos de Operação BRF e ORF	118
3.2.6	Valor Eficaz das Correntes nos Elementos do Conversor	119
3.2.6.1	Indutor de entrada (L_{in})	119
3.2.6.2	Diodo de Saída (D_o)	119
3.2.6.3	Interruptor (S)	120
3.2.6.4	Diodo Retificador (D_r)	120
3.2.6.5	Diodo de Grampeamento (D_{cl})	120
3.2.6.6	Enrolamento Terciário do Transformador (N_3) e Capacitor do Enrolamento Terciário (C_t)	121
3.2.6.7	Enrolamento Secundário do Transformador (N_2)	121
3.2.6.8	Indutância de Dispersão (L_{lk}) e Capacitor do Enrolamento Primário (C_p) . .	121
3.2.6.9	Capacitor de Saída (C_o)	121
3.2.6.10	Capacitor de Grampeamento (C_{cl})	122
3.2.7	Limite entre os Modos de Condução	122
3.3	ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS MODOS ABAIXADOR E ELEVADOR	123
3.3.1	Ganho Estático e Esforços de Tensão	123

3.3.2	Esforços de Corrente	125
3.3.3	Regiões de Operação	127
3.4	PROJETO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR	129
3.4.1	Transformador de Três Enrolamentos	131
3.4.1.1	Relações de Transformação e Ganho Estático	131
3.4.1.2	Dimensões do Núcleo e Quantidade de Voltas dos Enrolamentos	131
3.4.2	Indutor de Entrada	133
3.4.3	Capacitores	134
3.4.3.1	Capacitor do Enrolamento Primário e Capacitor do Enrolamento Terciário .	134
3.4.3.2	Capacitor de Grampeamento e Capacitor de Saída	135
3.4.4	Semicondutores	137
3.5	CÁLCULO DAS PERDAS DO CONVERSOR	138
3.5.1	Perdas no Transformador	138
3.5.2	Perdas no Indutor de Entrada	139
3.5.3	Perdas no Interruptor	139
3.5.4	Perdas nos Diodos	139
3.5.5	Perdas nos Capacitores	140
3.6	CONCLUSÕES PARCIAIS	141
4	MODELAGEM DO CONVERSOR PROPOSTO	142
4.1	MODELAGEM DO CONVERSOR	142
4.1.1	Método do Modelo Médio em Espaço de Estados	144
4.1.2	Aplicação do SSAM ao Conversor Equivalente	145
4.1.2.1	Etapa 1	145
4.1.2.2	Etapa 2	146
4.1.2.3	Modelo Médio do Conversor Equivalente	146
4.1.3	Linearização e Modelo de Pequenos Sinais	146
4.2	VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA OBTIDAS . .	148
4.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	156
5	PROJETO DO CONVERSOR E RESULTADOS EXPERIMENTAIS . .	157
5.1	PROJETO DO CONVERSOR	157
5.1.1	Projeto do Transformador	157
5.1.2	Projeto do Indutor de Entrada	158
5.1.3	Projeto dos Capacitores	160
5.1.4	Projeto dos Semicondutores	161
5.2	APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO E DA BANCADA EXPERIMEN-	
	TAL	162
5.3	OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA - FORMAS DE ONDA	164
5.3.1	Operação Utilizando Transformador Abaixador de Tensão	164

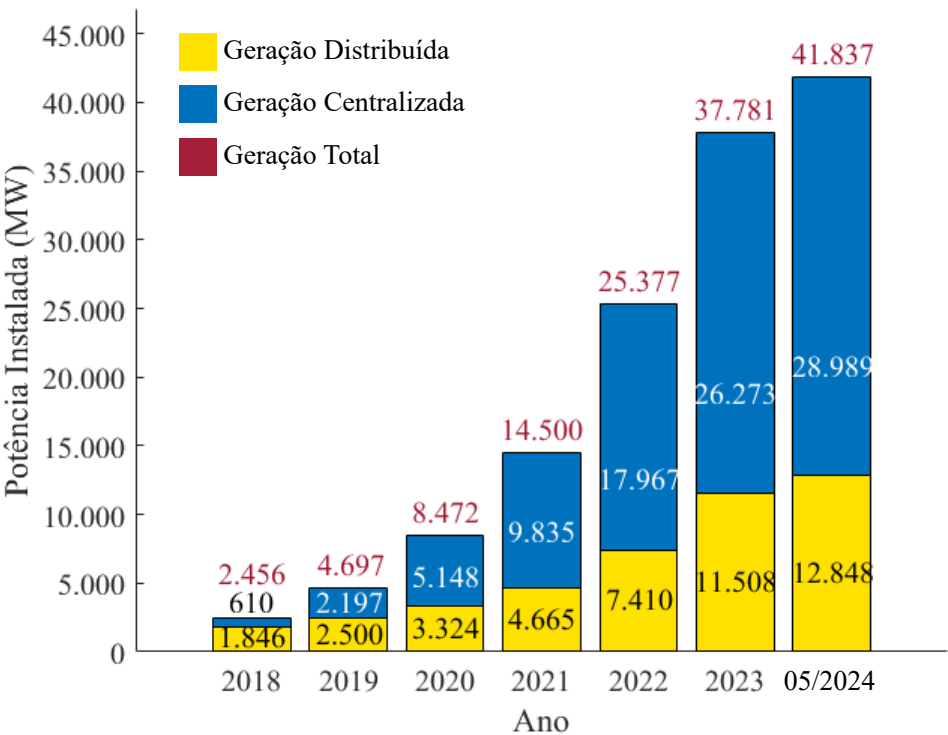
5.3.2	Operação Utilizando Transformador Elevador de Tensão	169
5.4	OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA	176
5.4.1	Projeto do Controlador da Tensão de Entrada	176
5.4.2	Resultados Experimentais	178
5.5	ANÁLISE DE RENDIMENTO	180
5.6	COMPARAÇÃO COM OUTROS CONVERSORES CC-CC RECEN- TEMENTE PUBLICADOS	185
5.7	CONCLUSÕES PARCIAIS	188
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	189
6.1	SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	190
6.2	TRABALHOS PUBLICADOS	190
	REFERÊNCIAS	193

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, há inúmeras aplicações industriais e comerciais para conversores com estágios de alta elevação de tensão contínua. Em *data centers*, por exemplo, são utilizadas Fontes de Energia Ininterrupta (*Uninterruptible Power Supplies* - UPS), nas quais está presente um estágio de elevação de tensão CC (SATO; KINOSHITA; SANADA, 2010; HUYNH, 2018; LIN, 2019; RAJAEI, 2020). Conversores elevadores de tensão CC de alto ganho também são utilizados em circuitos atuadores de lâmpadas LED (GUO; LIANG; HUANG, 2011; LEE; CHOE; YUN, 2018; EGUCHI; KUWAHARA; ISHIBASHI, 2019), além de amplificadores de áudio (BERKHOUT; DOOPER, 2010), dentre outros.

Recentemente, a difusão das fontes de energia renováveis, em especial a energia solar fotovoltaica, gerou interesse renovado em topologias de conversores CC-CC de alto ganho. De acordo com a Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR), o investimento em energia solar fotovoltaica no Brasil alcançou a marca R\$ 59,6 bilhões em 2023, adicionando 11,9 GW de potência instalada e atingindo a marca de 37,2 GW de potência instalada no final de 2023. Isso representa um crescimento de 49 % em relação ao ano anterior (ABSOLAR, 2024). A progressão anual da potência instalada no Brasil é mostrada na Figura 1.

Figura 1 – Progressão anual da potência instalada da fonte solar fotovoltaica no Brasil.



Fonte: (ABSOLAR, 2024), adaptado

Módulos fotovoltaicos (FV) operam com tensão em níveis muito abaixo do requerido pela rede elétrica e, portanto, necessitam de um estágio de alta elevação de tensão (GUAITOLINI, 2018). Adicionalmente, esses módulos apresentam rendimento variável em função do ponto de operação tensão-corrente do qual operam, de forma que o conversor também é encarregado de realizar o Seguimento do Ponto de Máxima Potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) (CAVALCANTI, 2021; BARBOSA, 2021; PRAVEEN; LATHA, 2013).

1.1 CONEXÃO DOS MÓDULOS FOTOVOLTAICOS À REDE ELÉTRICA

Os sistemas fotovoltaicos são contituídos pelo bloco de geração de energia, composto pelos módulos FV, e pelo bloco de processamento de energia, composto por conversores CC-CC e CC-CA ou apenas CC-CA (CEPEL-DTE-CRESESB, 2014). O estágio CC-CA corresponde ao inversor, responsável conversão da energia gerada pelos módulos na forma de corrente contínua para corrente alternada, viabilizando assim a conexão dos módulos FV à rede elétrica, e também pelo controle do fluxo de potência entregue à rede elétrica. Os sistemas FV apresentam tamanhos diversos, variando desde arranjos de módulos em telhados de residências até usinas solares.

Módulos FV fornecem potência ao serem irradiados por iluminação solar obedecendo o comportamento de sua curva potência *versus* tensão (P-V). A curva P-V de um módulo FV é função da temperatura de operação do painel e da irradiância ao qual está submetido, como mostrado na Figura 2 (BARBOSA, 2021).

Há na curva P-V um ponto de operação no qual a potência fornecida pelo módulo é máxima, denominado Ponto de Máxima Potência (MPP - *Maximum Power Point*). O bloco de processamento de energia é responsável pelo MPPT, ajustando a tensão sobre o(s) módulos(s) até atingir o valor de tensão ótimo. A tensão sobre o módulo é, entretanto, muito inferior a necessária para a conexão à rede elétrica. Como forma de possibilitar a conexão dos módulos FV à rede elétrica, há múltiplas configurações possíveis de módulos FV e dos conversores CC-CC e CC-CA que constituem o bloco de processamento de energia.

1.1.1 Configurações de Sistemas Fotovoltaicos

Em sua forma mais simples, o bloco de processamento de energia é composto apenas pelo inversor, como mostrado na Figura 3. É adicionado um capacitor entre os módulos FV e o inversor para desacoplar a operação destes dois elementos e possibilitar a imposição de uma tensão entre os terminais dos módulos FV. Dado que inversores convencionais apresentam característica abaixadora da tensão, a tensão de entrada deve ser superior à tensão de pico da rede, de forma que múltiplos módulos FV são conectados em série, formando *strings* FV.

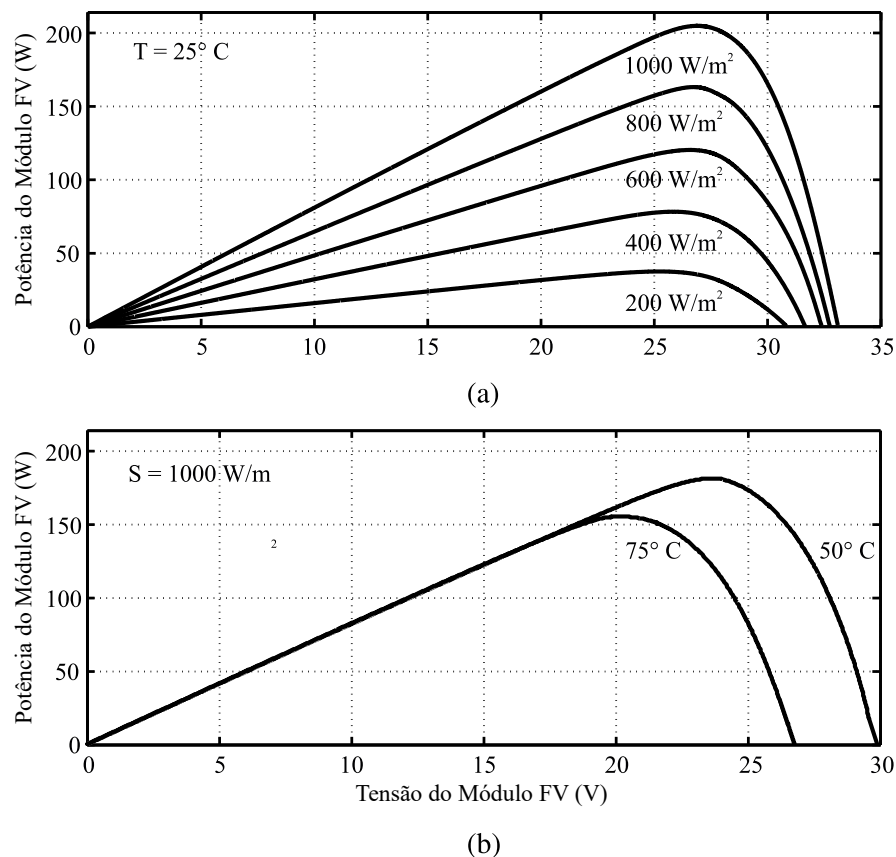
Entretanto em situações de sombreamento parcial dos módulos, nas quais as condições de irradiância e temperatura não são iguais para todos os módulos FV do *string*, a curva P-V do *string* assume o formato mostrado na Figura 4 pela curva azul. A curva P-V passa a apresentar mais de um pico de potência, denominados Pontos de Máxima Potência Local (LMPP - *Local*

Maximum Power Point). Dentre estes pontos, o ponto a apresentar a maior potência gerada é chamado de Ponto de Máxima Potência Global (GMPP - *Global Maximum Power Point*). É também possível ter múltiplos picos de potência em situações onde os módulos de um mesmo *string* possuem características elétricas diferentes, mesmo que estejam sob as mesmas condições de temperatura e irradiância (BARBOSA, 2021; BARBOSA, 2023).

É importante notar que situações de sombreamento parcial diminuem a potência gerada pelo *string* FV mesmo em operação no GMPP. Isso se deve ao fato de que o GMPP não corresponde à soma das máximas potências dos módulos individuais, pois a ligação série de módulos, cada um com seu diodo de passagem, gera uma das duas situações: a) a série irá operar com correntes mais elevadas, fazendo com que alguns módulos com menores correntes de operação sejam desabilitados pelos diodos de passagem (os de menor potência deixam de gerar); ou b) a série irá operar com correntes mais baixas, permitindo todos os módulos gerarem energia, porém limitando a capacidade de geração dos módulos de maior potência. Em ambas as situações, a capacidade máxima de geração dos módulos não está sendo explorada. Em determinadas condições de irradiância, é possível que alguns dos módulos do *string* não produzam potência (BARBOSA, 2021).

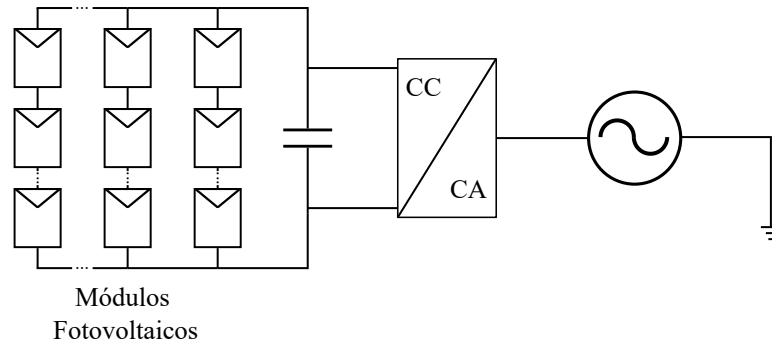
Configurações mais descentralizadas, como as mostradas nas Figuras 5, mitigam este pro-

Figura 2 – Curva P-V do módulo KC200GT da fabricante Kyocera: (a) efeito da irradiância sobre a potência gerada, (b) efeito da temperatura sobre a potência gerada.



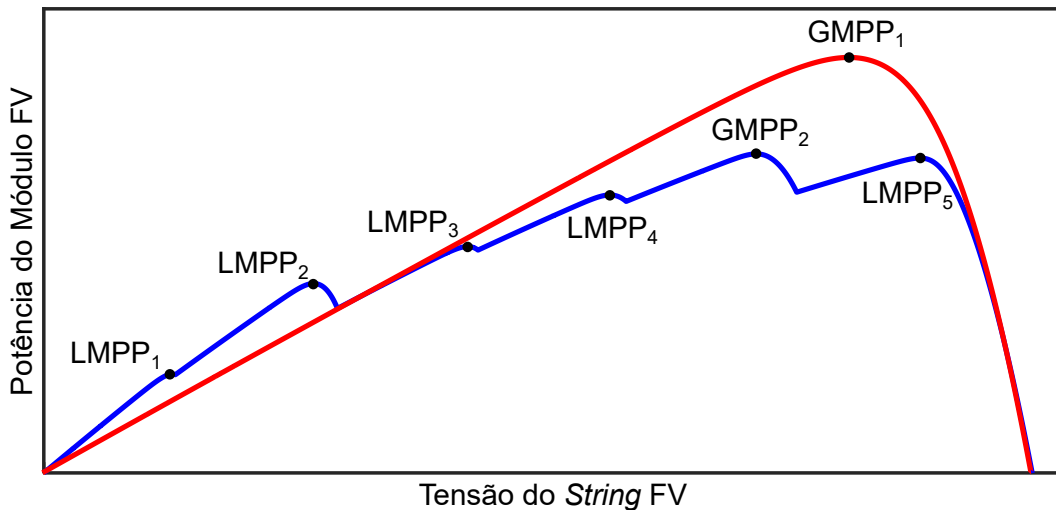
Fonte: (BARBOSA, 2021), adaptado.

Figura 3 – Sistema FV cujo bloco de processamento de energia consiste em apenas no estágio CC-CA.



Fonte: (BARBOSA, 2023), adaptado.

Figura 4 – Curvas P-V de um *string* FV. Em vermelho, módulos sob irradiância igual; em azul, módulos sob irradiâncias distintas.

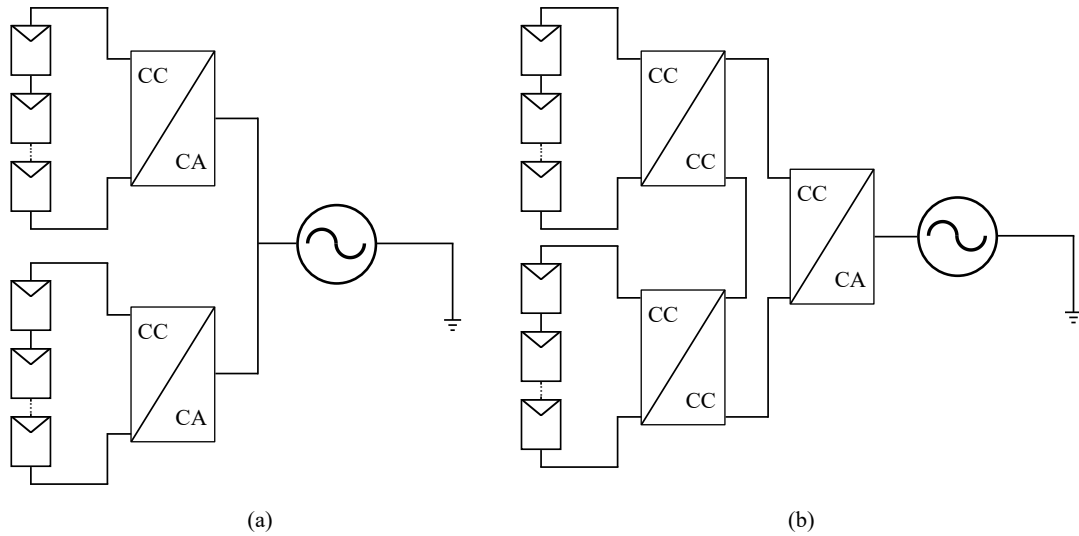


Fonte: (BARBOSA, 2021), adaptado.

blema ao distribuir os *strings* FV em conversores distintos, permitindo a busca do MPP de cada *string* de forma independente, elevando a potência total gerada (BARBOSA, 2023).

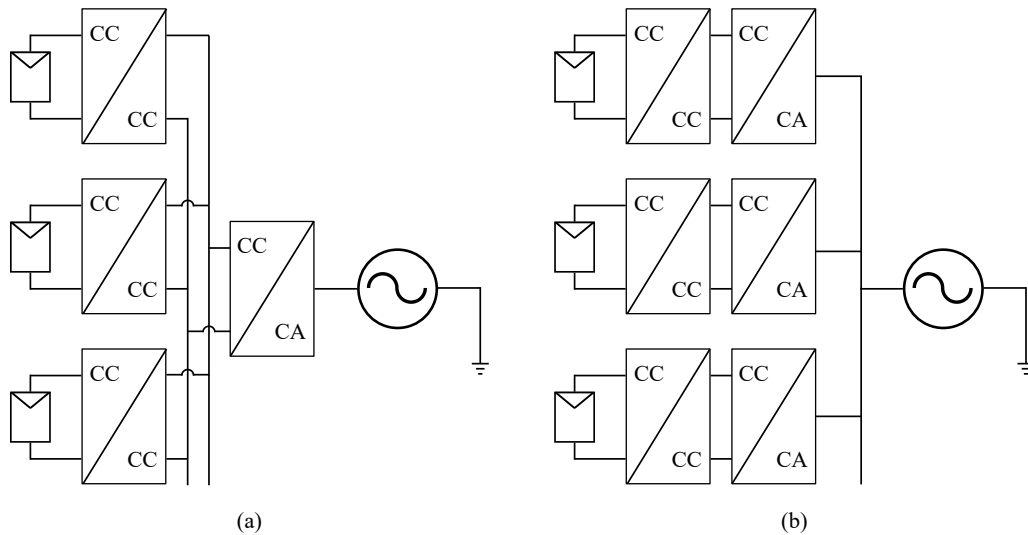
Nas configurações mais descentralizadas possíveis, como mostrado nas Figuras 6, apenas um módulo FV é conectado a conversores de baixa potência. Isto permite aproveitar plenamente toda a potência gerada pelos módulos em qualquer condição de temperatura e irradiância, sendo portanto, opções atrativas (BARBOSA, 2023; CARVALHO, 2022a). A tensão dos módulos solares individuais, cuja tensão do MPP está entre 20 V a 50 V, é muito mais baixa que a tensão do barramento CC do inversor, entre 400 V e 450 V, devido ao valor de pico da tensão da rede elétrica. Dessa forma é necessário um estágio de alta elevação de tensão. Os conversores CC-CC convencionais, como o *Boost*, são incapazes em sua forma original de promover o ganho de tensão necessário. É também necessário que a conversão de tensão ocorra com o menor quantidade possível de perdas. Assim, faz-se necessário o uso de conversores CC-CC que consigam o alto ganho de tensão necessário operando com alto rendimento (CARVALHO, 2022a).

Figura 5 – Sistemas FVs centralizados: (a) empregando inversores *string*; (b) empregando inversor *multistring*.



Fonte: (BARBOSA, 2023), adaptado.

Figura 6 – Sistemas FVs descentralizados: (a) empregando otimizadores solar; (b) empregando microinversores.



Fonte: (BARBOSA, 2023), adaptado.

1.2 CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO PARA SISTEMAS FV

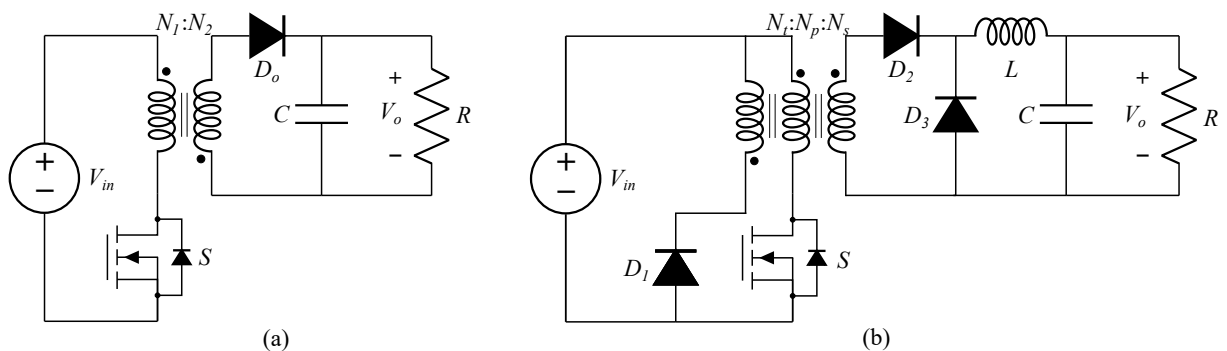
Diversos conversores CC-CC de alto ganho e alto rendimento são propostos na literatura, utilizando variadas técnicas para satisfazer as necessidades de cada aplicação, apresentando suas próprias vantagens e desvantagens. Como exemplo, pode-se citar capacitores chaveados e acoplamento magnético. Células de capacitores chaveados são compostas por capacitores e diodos e são bastante simples, mas apresentam picos de corrente elevados devido à comutação dos capacitores, reduzindo o rendimento do conversor. O acoplamento magnético, por sua vez, é uma das técnicas mais frequentemente empregadas em conversores CC-CC para conseguir elevado ganho de tensão com alto rendimento. Uma das formas de utilizar acoplamento magnético para este fim é separando galvanicamente a entrada e a saída por meio de um indutor acoplado.

Conversores com esta característica, ditos isolados, apresentam baixo rendimento e indutância de dispersão elevadas, que resultam em picos de tensão sobre os semicondutores no instante da comutação, degradando a vida útil destes componentes.

1.3 CONVERSORES GALVANICAMENTE ISOLADOS

Conversores CC-CC isolados, como o *flyback* e o *forward*, mostrados na Figura 7, são ainda bastante utilizados em diversas aplicações, como em equipamentos hospitalares, equipamentos militares e em aviação, nos quais a segurança e a resistência a distúrbios eletromagnéticos são algumas das principais preocupações (FOROUZESH, 2017).

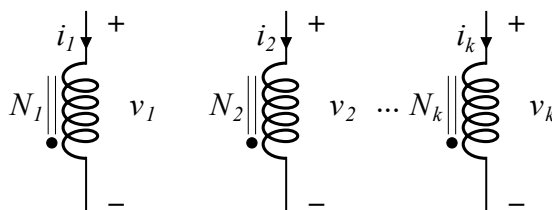
Figura 7 – Exemplos de conversores CC-CC isolados: (a) *flyback*, (b) *forward*.



Fonte: Próprio autor, 2024.

Conversores isolados utilizam enrolamentos magneticamente acoplados separando galvanicamente a entrada da saída para alcançar ganhos de tensão maiores que o possível com o conversor *boost* a partir da escolha apropriada da relação de transformação (KAZIMIERCZUK, 2016). As relações entre as tensões e correntes em um transformador ideal de k enrolamentos, como mostrado na Figura 8 são dadas por

Figura 8 – Enrolamentos magneticamente acoplados.



Fonte: Próprio autor, 2024.

$$\frac{v_1}{N_1} = \frac{v_2}{N_2} = \dots = \frac{v_k}{N_k} \quad (1.1)$$

e

$$N_1 i_1 = N_2 i_2 + \dots + N_k i_k, \quad (1.2)$$

respectivamente.

Entretanto, estes conversores sofrem de baixo rendimento, além de o aumento indiscriminado da relação de transformação resultar em indutâncias de dispersão elevadas, o que degrada o ganho estático dos conversores. Outro efeito adverso da indutância de dispersão é a geração picos de tensão nocivos aos componentes do conversor no instante da comutação (KAZIMIERCZUK, 2016; FARAKHOR, 2020). As vantagens e desvantagens destes conversores são listadas abaixo:

- Baixo número de componentes;
- Não é necessária uma razão cíclica elevada para atingir alto ganho de tensão;
- O(s) interruptores(s) não estão sujeitas a um alto nível de tensão;
- Perdas elevadas devido ao elemento magnético;
- Efeitos adversos na operação do conversor devido a indutância de dispersão.

Uma maneira diferente de utilizar acoplamento é de forma não isolar galvanicamente a entrada e a saída do conversor, utilizando indutores acoplados ou transformadores integrados a capacitores e semicondutores. Desta forma é possível conseguir alto ganho estático a partir da relação de transformação do transformador em um conversor não isolado.

1.3.1 Indutores Acoplados e Transformadores

Em muitos conversores com acoplamento magnético, há a passagem de corrente com componente CC não nula pelos enrolamentos magneticamente acoplados. Isso exige a inserção de entreferro de forma a evitar a saturação magnética do núcleo, pois, para que funcione corretamente, é necessário que o núcleo magnético não sature durante a operação do conversor. Essa mudança caracteriza a troca de um transformador para um indutor acoplado (KAZIMIERCZUK, 2014).

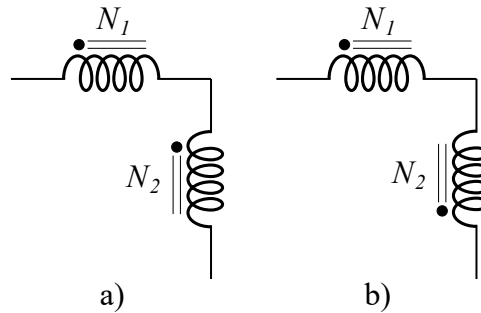
Contudo, a adição do entreferro diminui a indutância original do núcleo, que passa a necessitar de mais espiras para manter o valor original de indutância (KAZIMIERCZUK, 2014; SADIKU, 2012). Isso resulta no aumento da resistência dos enrolamentos e em maior volume. Por outro lado, caso escolha-se operar com indutância reduzida, o maior nível de ondulação das correntes nos enrolamentos resulta em maior valor eficaz das mesmas.

O melhor aproveitamento no uso de acoplamento magnético, eliminando a componente contínua circulante nos enrolamentos do núcleo magnético por meio do uso de capacitores, acarreta a diminuição do valor eficaz das correntes que circula em seus enrolamentos. Isso resulta em um projeto simplificado e exige menor quantidade de espiras para atingir o valor de indutância de magnetização desejado. Desta forma, são utilizados núcleos de baixo volume e custo, além de perdas de potência reduzidas.

Ao dispor os enrolamentos de um núcleo magnético de forma subtrativa, como mostrado na Figura 9 é possível conseguir ganho de tensão elevado com baixa relação de transformação, ao custo de maior esforço de tensão sobre os enrolamentos. De fato, esta técnica resulta em aumento

do ganho de tensão a medida que a relação de transformação aproxima-se da unidade. Este comportamento, denominado característica inversa do ganho de tensão, mostra-se atrativa, por possibilitar o uso de componentes magnéticos de volume reduzido (SIWAKOTI; BLAABJERG; LOH, 2016).

Figura 9 – Enrolamentos magneticamente acoplados: (a) configuração aditiva, (b) configuração subtrativa.



Fonte: Próprio autor, 2024.

O uso de enrolamentos conectados de forma subtrativa em série com capacitores para bloqueio da componente CC possibilita o uso de um transformador com característica inversa de ganho de tensão. Uma vez que esta técnica é capaz, por si só, de promover ganho de tensão elevado não é necessário adicionar muitos componentes ao conversor, resultando em menor quantidade de componentes utilizados em relação a outros conversores que empregam múltiplas técnicas para elevação do ganho estático. Ainda, utilizando o fenômeno da ressonância, pode-se projetar os capacitores para, em conjunto com as indutâncias de dispersão, resultar no surgimento de ondas senoidais de corrente cuja frequência possibilita a comutação suave dos diodos, diminuindo as perdas do conversor. É também incluído um filtro indutivo para conseguir baixa ondulação na corrente de entrada do conversor. Isso resulta na criação de um novo conversor CC-CC de alto rendimento, capaz de atingir elevado ganho de tensão utilizando poucos componentes e apresentando elevada densidade de potência.

1.4 OBJETIVO GERAL

O objetivo desta tese é propor um conversor CC-CC capaz de atingir alto ganho de tensão com alto rendimento utilizando um transformador para obter característica inversa no ganho de tensão com características operacionais competitivas frente ao estado da arte.

1.5 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Proposta de um conversor CC-CC de alto ganho e alto rendimento:
 - Análise das etapas de operação;

- Desenvolvimento de expressões para os esforços de tensão e os esforços de corrente nos elementos do conversor;
 - Condições para operação com chaveamento suave nos diodos;
 - Limite entre a operação no modo de condução contínua e a operação no modo de condução descontínua;
 - Projeto dos componentes do conversor;
- Modelagem e projeto do controlador do conversor proposto para aplicações em sistemas fotovoltaicos;
 - Obtenção de um modelo matemático do conversor;
 - Validação do modelo obtido a partir de simulações;
- Validação das análises do conversor e resultados comparativos:
 - Obtenção das formas de onda experimentais do conversor;
 - Operação em malha fechada e validação do controlador projetado a partir da modelagem do conversor;
 - Resultados de rendimento do conversor;
 - Comparação com outros conversores CC-CC de alto ganho de tensão e alto rendimento recentemente publicados;

1.6 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL

O trabalho está dividido em seis capítulos, incluindo o presente capítulo introdutório. Os capítulos estão organizados da seguinte forma:

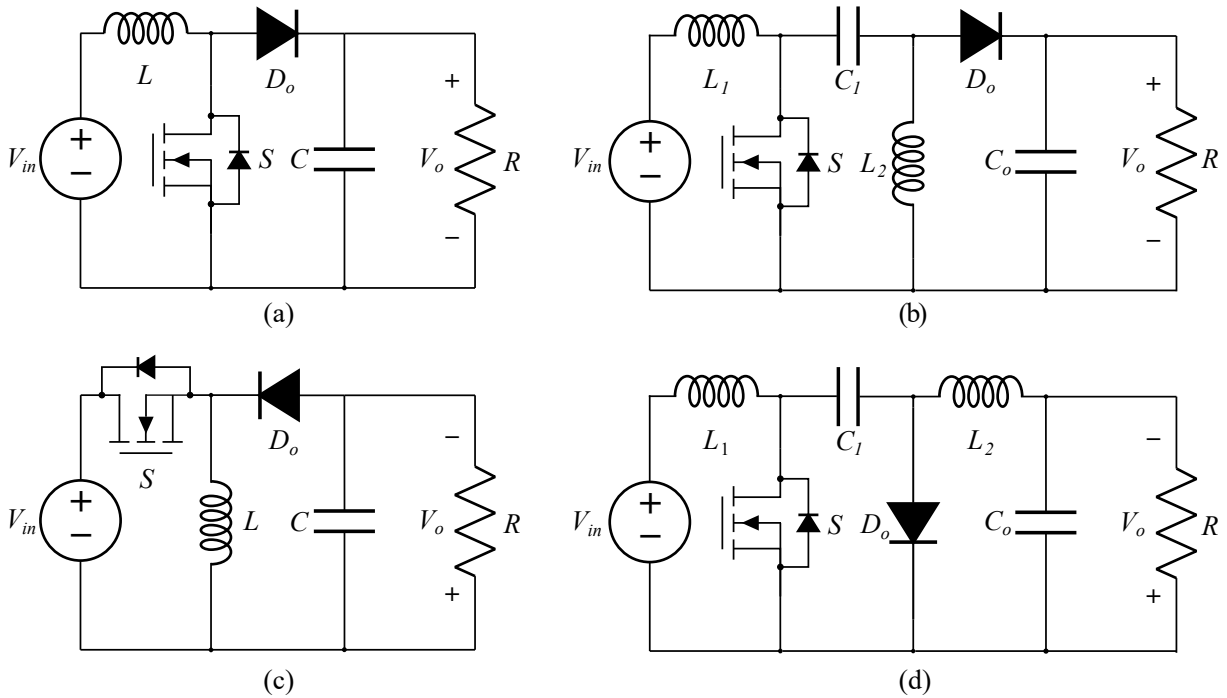
- Capítulo 2 - Revisão Bibliográfica. São apresentados os obstáculos enfrentados ao buscar atingir alto ganho de tensão e alto rendimento e as técnicas utilizadas por conversores publicados na literatura que visam solucionar estes obstáculos;
- Capítulo 3 - Apresentação do conversor CC-CC proposto e sua análise. São explicadas suas etapas de operação e obtidas as equações que descrevem o comportamento da tensão e corrente sobre seus componentes em cada etapa;
- Capítulo 4 - Modelagem do conversor proposto e projeto do controlador;
- Capítulo 5 - Resultados de experimentais e análise de desempenho. As equações desenvolvidas no Capítulo 2 são comparadas às formas de onda do conversor obtidas experimentalmente para validação. Uma vez validadas, estas equações são utilizadas no cálculo da distribuição de perdas de potência do conversor. Por fim, o conversor proposto é comparado a outros conversores recém publicados;

- Capítulo 6 - Conclusão. São apresentadas as considerações finais sobre o estudo, sugestões de trabalhos futuros e os trabalhos publicados.

2 ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO NÃO ISOLADOS

Os conversores CC-CC elevadores de tensão são assim denominados por serem capazes de gerar uma tensão de saída contínua de valor superior à tensão de entrada de acordo com o valor da razão cíclica de seus interruptores. Dentre os conversores CC-CC clássicos capazes de elevar tensão, pode-se citar o *boost*, o *buck-boost*, o SEPIC e o *Ćuk*, mostrados na Figura 10

Figura 10 – Conversores CC-CC clássicos: (a) *boost*, (b) SEPIC, (c) *buck-boost*, (d) *Ćuk*



Fonte: Próprio autor, 2024

2.1 CONVERSOR BOOST

O conversor *boost* ideal, mostrado na Figura 10 (a), tem seu ganho estático G_V dado por

$$G_V = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}, \quad (2.1)$$

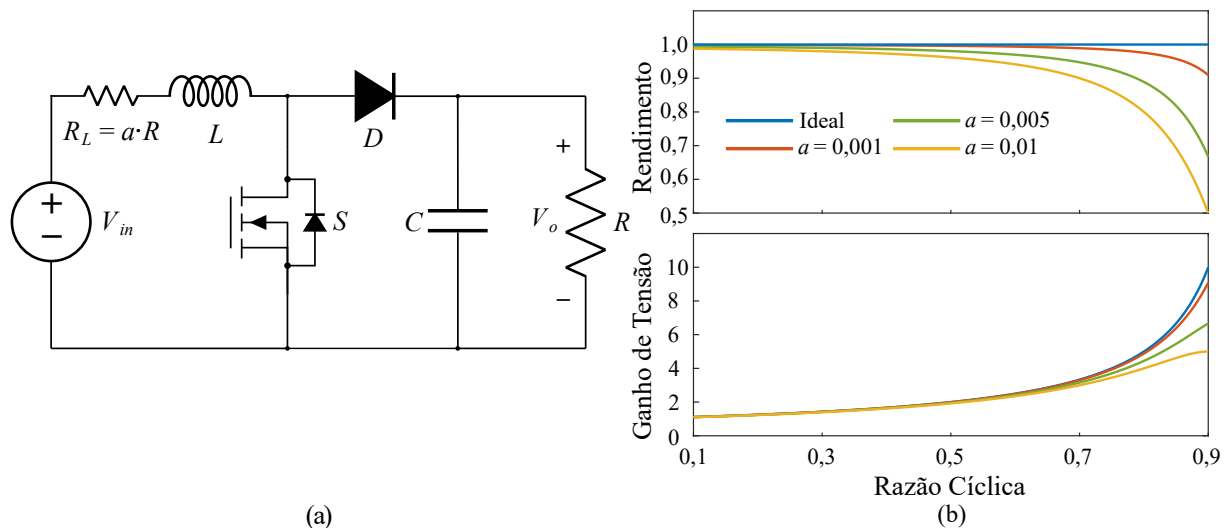
em que V_o é a tensão de saída, V_{in} é a tensão de entrada e D é a razão cíclica do interruptor S do conversor, que representa a fração do período de comutação T_s na qual S está conduzindo, e pode assumir qualquer valor no intervalo entre 0 e 1. A partir da Equação (2.1), infere-se que é possível tornar a tensão de saída tão alta quanto necessário ao aproximar D de 1.

Apesar de oferecer a vantagem de sua simplicidade, apresentando baixa quantidade de componentes e facilidade de controle, em aplicações reais, o conversor *boost* apresenta restrições quanto ao ganho estático máximo devido à existência de elementos parasitas inerentes aos

componentes do conversor. Os componentes semicondutores apresentam capacitâncias em suas junções p-n, de forma que as transições de abertura e fechamento não são instantâneas (VISHAY INTERTECHNOLOGY INC., 2016), o que limita os valores mínimo e máximo de D , além de gerar perdas durante a comutação destes componentes (BAO, 2021). Adicionalmente, todos os componentes do conversor apresentam resistências em série, que em conjunto com a queda de tensão no diodo durante a condução, acarretam em perdas por condução e reduzem o valor da tensão de saída em relação ao valor ideal (TOFOLI, 2015). A resistência parasita do interruptor, chamada de $R_{DS,on}$, é de especial interesse para os projetistas, pois aumenta de acordo com a tensão de bloqueio suportada pelo interruptor, de forma que é desvantajoso utilizar o interruptor diretamente exposta à tensão de saída, como ocorre no conversor *boost* (AZIZKANDI, 2020).

Estes fenômenos tornam-se mais aparentes à medida que a razão cíclica é aumentada, o que compromete o uso do conversor para atingir ganhos de tensão elevados. O efeito da resistência do indutor do conversor *boost* no seu ganho estático e na seu rendimento pode ser visto na Figura 11 (TOFOLI, 2015). Para contornar estes problemas, diversas topologias de conversores elevadores de tensão são apresentadas na literatura. As vantagens e desvantagens do uso do conversor *boost* em aplicações que exigem alto ganho de tensão são sumarizadas abaixo:

Figura 11 – Efeito da resistência série do indutor sobre a operação do conversor *boost*: (a) circuito equivalente do conversor *boost* considerando a resistência do indutor, (b) curvas de rendimento (acima) e ganho de tensão (abaixo) sob diferentes valores de resistência parasita.



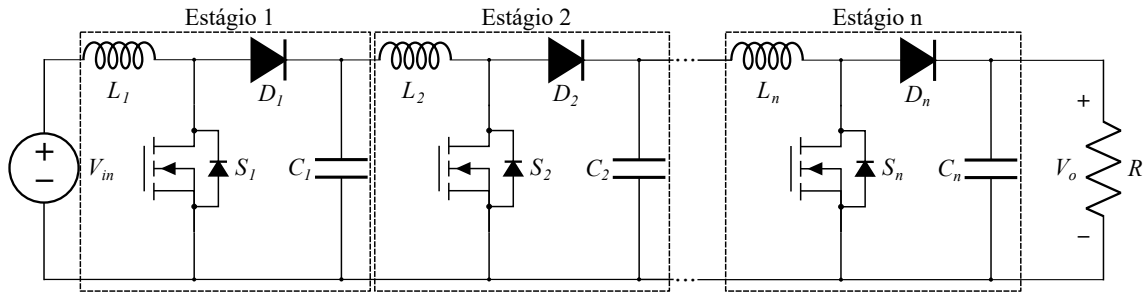
Fonte: (TOFOLI, 2015), adaptado.

- Baixo número de componentes;
- Apenas um semicondutor ativo;
- É necessária uma razão cíclica elevada para atingir alto ganho de tensão;
- Os semicondutores estão expostos a tensão de saída, resultando em perdas elevadas.

2.2 CONVERSORES BOOST CASCATA, QUADRÁTICO E TRÊS NÍVEIS

Um meio de conseguir ganho de tensão elevado sem operar os interruptores com ciclos de trabalho demasiadamente altos é pelo uso de vários conversores empilhados, unindo sucessivamente a saída de um estágio *boost* à entrada do próximo estágio, como mostrado na Figura 12. Em um conversor *boost* cascata ideal com n estágios, o ganho de tensão é dado por:

Figura 12 – Conversor *boost* cascata de n estágios.



Fonte: Próprio autor, 2024.

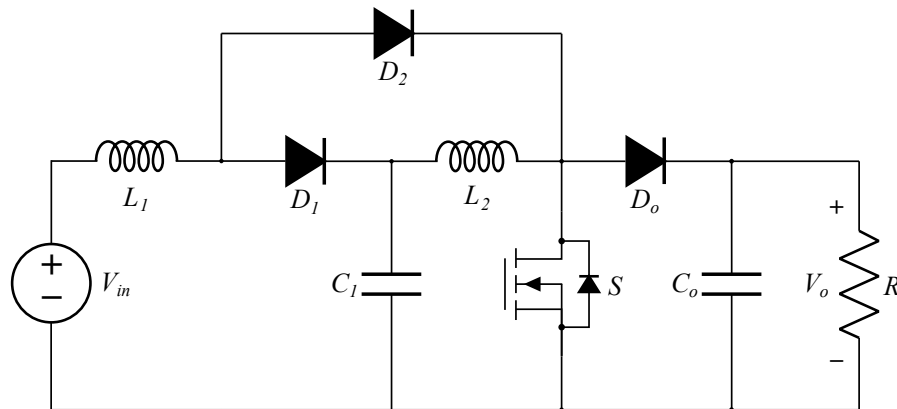
$$G_V = \prod_{p=1}^n \frac{1}{1 - D_p}, \quad (2.2)$$

em que D_p representa a razão cíclica do interruptor de cada estágio até o n -ésimo estágio (FOROUZESH, 2017; MORALES-SALDANA; GUTIERREZ; LEYVA-RAMOS, 2002). Os interruptores do conversor *boost* cascata podem ser comandados a abrir e fechar simultaneamente, utilizando apenas um circuito para atuar todas os interruptores, o que resulta em um ganho de tensão igual a:

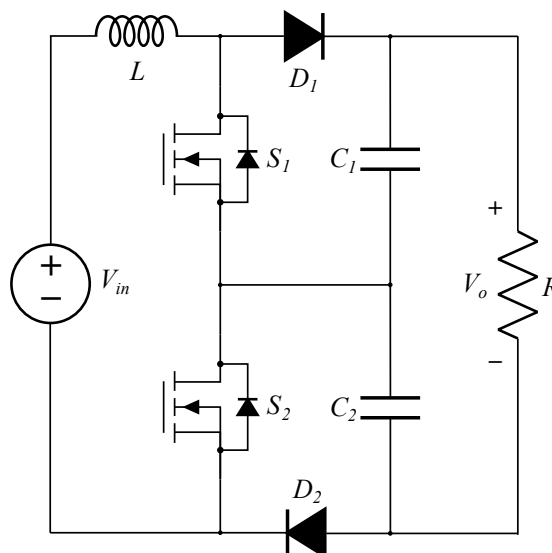
$$G_V = \left(\frac{1}{1 - D} \right)^n. \quad (2.3)$$

Apesar de possibilitar ganhos de tensão elevados, conversores *boost* cascata empregam um número elevado de componentes, igual a n vezes ao de um conversor *boost* convencional. Além disso, os componentes dos últimos estágios estão sujeitos a esforços de tensão elevados, enquanto os primeiros estágios estão expostos a esforços de corrente elevados, o que aumentam as perdas do conversor. Um meio de mitigar esta desvantagem é diminuindo a frequência de comutação dos interruptores nos últimos estágios, reduzindo as perdas durante a comutação, o que por sua vez exige a implementação de circuitos atuadores adicionais (TOFOLI, 2015). O conversor *boost* quadrático, mostrado na Figura 13 e outras topologias propostas derivadas do conversor *boost* cascata utilizam apenas um interruptor, que pode operar sob a tensão de entrada, mas ainda apresentam alto número de componentes relativamente ao ganho estático ainda baixo (LUO; YE, 2004; LEYVA-RAMOS, 2009).

- Alto ganho de tensão com baixa razão cíclica;
- Não há dependência de acoplamento magnético para atingir ganho de tensão elevado;

Figura 13 – Conversor *boost* quadrático.

Fonte: Próprio autor, 2024.

Figura 14 – Conversor *boost* de três níveis.

Fonte: Próprio autor, 2024.

- Grande número de componentes;
- Esforços de tensão elevados sobre os semicondutores;
- A mitigação de perdas no conversor *boost* cascata envolve o uso de circuitos de acionamento adicionais para os interruptores.

O conversor *boost* de três níveis é um outro tipo de topologia *boost*, no qual duas estruturas *boost* compartilham a mesma entrada mas com capacitores de saída empilhados, como mostrado na Figura 14. Esta configuração permite ganho de idêntico ao conversor *boost* convencional, enquanto o esforço de tensão sobre os semicondutores decai pela metade e utilizando apenas um núcleo magnético. Por outro lado, estes conversores empregam dois interruptores com referenciais de tensão diferentes, cujos sinais de comando estão 180° defasados, o que exige dois circuitos de acionamento e torna o controle do conversor mais complexo (TOFOLI, 2015).

Adicionalmente, o conversor *boost* de três níveis não apresenta referencial de tensão comum entre a entrada e a saída, degradando o desempenho do conversor devido ao maior nível das correntes de fuga presentes. Algumas características do conversor *boost* de três níveis discutidos são listadas abaixo:

- Baixo número de componentes;
- Tensão sobre os interruptores igual à metade da tensão de saída;
- Necessita de um circuito de acionamento para cada interruptor;
- Não apresenta ganho de tensão inerentemente alto.

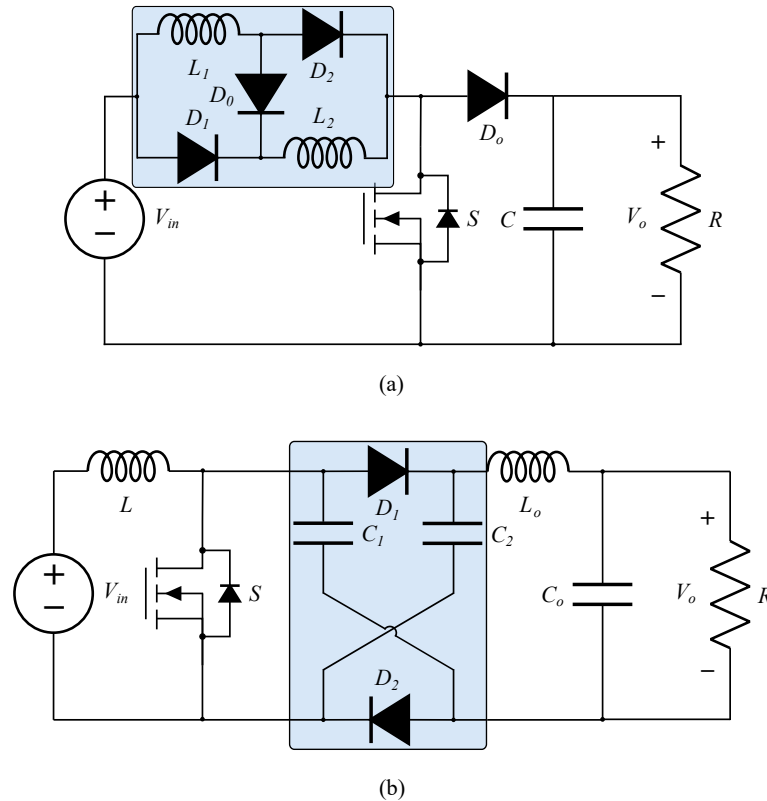
2.3 INDUTORES CHAVEADOS E CAPACITORES CHAVEADOS

Partindo do mesmo princípio dos conversores *boost* cascata e seus derivados, células de indutores chaveados (*Switched Inductor* - SL) e células de capacitores chaveados (*Switched Capacitor* - SC), mostradas na Figura 15 em suas formas mais simples, utilizam dos mesmos princípios do conversor *boost* para expandir o ganho estático do conversor (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2008). Células SL, como a exemplificada na Figura 15 (a), substituem o indutor de entrada do conversor *boost* tradicional, carregando os indutores em paralelo durante t_{on} e descarregando-os em série com a fonte durante t_{off} , de forma que o ganho de tensão passa a ser dado por:

$$G_V = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + D}{1 - D}. \quad (2.4)$$

De forma semelhante, a célula SC, mostrada na Figura 15 (b), é introduzida após S e tem o mesmo efeito sobre o ganho de tensão. Estas células são modulares e podem ser utilizadas em conjunto com outras técnicas e conversores, ajudando a elevar ainda mais o ganho de tensão. Entretanto, as células SL necessitam de um par de núcleos magnéticos de mesmas especificações do núcleo do indutor de entrada do *boost* tradicional, uma vez que a mesma corrente é compartilhada pelos indutores. Isto eleva o volume e peso total do conversor, além de introduzir um enrolamento adicional na entrada, o que leva ao aumento das perdas por condução. Adicionalmente, o interruptor do conversor continua exposta à tensão de saída. A célula SC, por sua vez, consegue restringir a tensão de bloqueio do interruptor à um valor menor que o da tensão de saída, mas sofre com elevados picos de corrente que ocorrem durante a comutação, devido ao contato entre os terminais dos capacitores através dos diodos $D_{1,SC}$ e $D_{2,SC}$ (GUAN, 2022; LI, 2022; AZIZKANDI, 2020). As células SL e SC são modulares e podem ser empregadas em conjunto em um mesmo conversor. O conversor proposto por (FARIDPAK, 2021) utiliza um par de células SL que são comutadas simultaneamente em paralelo, enquanto uma célula SC modificada é introduzida na saída do conversor, resultando em ganho de tensão elevado mesmo

Figura 15 – Conversores *boost* utilizando células para aumento do ganho estático. Em destaque: (a) Célula SL, (b) Célula SC.



Fonte: (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2008), adaptado.

com baixa razão cíclica. Em (PIRPOOR, 2022), uma célula SC modificada é proposta, a qual é integrada a um conversor *boost* juntamente à célula SL apresentada na Figura 15(a).

Algumas características das células SL e SC são listadas a seguir:

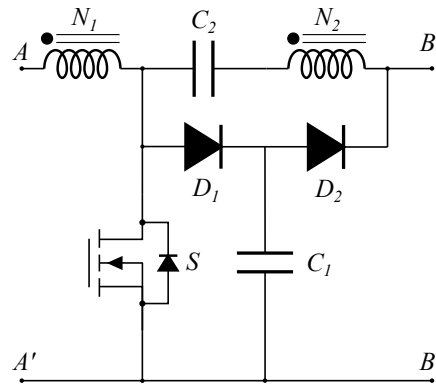
- Elevam o ganho de tensão em relação à topologia *boost*;
- Relativamente simples e modulares;
- Não necessitam necessariamente de semicondutores ativos adicionais;
- Células SL acrescentam peso e volume considerável ao utilizar núcleos adicionais;
- Células SC apresentam picos de corrente elevados e perdas por comutação consideráveis.

2.4 CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO

A flexibilidade na utilização das células SL e SC em conversores CC-CC resultou na criação de células híbridas, que unem semicondutores, indutores e capacitores. Estas células, genericamente classificadas como Células Multiplicadoras de Tensão (*Voltage Multiplier Cell - VMC*), podem ser empregadas antes ou após o interruptor de forma a elevar o ganho de tensão do conversor no qual estão inseridas (FOROUZESH, 2017). A Figura 16 mostra um exemplo

de VMC. Frequentemente, em conversores baseados na estrutura *boost*, utiliza-se apenas um núcleo, já necessário devido ao indutor de entrada, ao qual são adicionados enrolamentos que são agregados a VMCs. Desta maneira pode-se atingir ganhos de tensão ainda mais elevados sem empregar componentes adicionais ao regular a relação de transformação do indutor acoplado.

Figura 16 – Exemplo de VMC.



Fonte: (WAI; DUAN, 2005), adaptado.

Em (BARBOSA, 2021) é proposto um conversor *boost* de alto ganho, no qual uma célula SL modificada utilizando interruptores e indutores acoplados utiliza os enrolamentos secundários para alimentar uma VMC retificadora de tensão, que por sua vez é posta em série com a saída do conversor *boost*-SL, resultando em alto ganho de tensão com baixa razão cíclica. Similarmente, em (DING, 2022) propõe-se um conversor no qual múltiplas VMCs, utilizando indutores acoplados, capacitores e diodos, são aplicadas a um conversor *boost* com o mesmo propósito. Já em (PEREIRA, 2021), uma célula SC é utilizada em conjunto com uma VMC posicionada na saída do conversor.

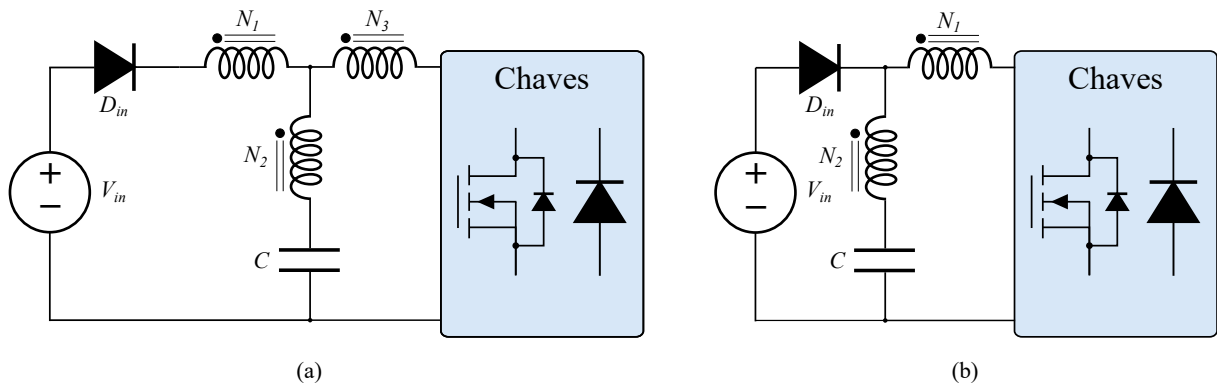
Frequentemente, VMCs são aplicadas aos conversores *boost* cascata e seus derivados, como o *boost* quadrático e o *boost* de três níveis. Em (TULASI RAO; DE, 2021; HASANPOUR, 2021) VMCs são agregadas a conversores quadráticos para atingir ganhos de tensão mais elevados que o possível com o conversor *boost* convencional. Em (LI, 2018a), o mesmo é feito para o conversor *boost* três níveis. Em contrapartida ao ganho de tensão elevado, estes conversores apresentam desvantagens como o emprego de dois interruptores ou esforço de tensão sobre o interruptor superior em relação aos conversores baseados no *boost* convencional. Algumas características gerais acerca de VMCs aplicadas a conversores CC-CC são listadas abaixo:

- Alta variedade e modularidade;
- Podem ser aplicadas a diferentes topologias;
- Permite atingir elevado ganho de tensão, além de outras características operacionais desejáveis;
- Podem aumentar consideravelmente a complexidade do conversor.

2.5 Malhas de Impedância

Em situações nas quais é necessário converter energia de um baixo nível de tensão CC para um nível mais elevado de tensão CA, é possível integrar os estágios de conversão CC e CA em um único conversor (SIWAKOTI, 2015b). Para este fim, diversas topologias de inversores com capacidade de elevar tensão são propostos, como conversores Fonte Z, Fonte Y, Fonte Γ e seus derivados. Estes inversores utilizam malhas de impedância formadas por semicondutores, capacitores e indutores para elevar a tensão de saída do inversor (SIWAKOTI, 2015b). As topologias baseadas nos inversores Fonte Γ (LOH; LI; BLAABJERG, 2013; ALEEM; HANIF, 2017) e Fonte Y (SIWAKOTI, 2014; SIWAKOTI, 2015a) são de particular interesse, pois possibilitam utilizar indutores acoplados cujos enrolamentos estão dispostos de forma a elevar o ganho de tensão à medida que a relação de transformação entre os enrolamentos primário e secundário aproxima-se da unidade, ainda mantendo baixa quantidade total de componentes. Ambas as malhas de impedância apresentam esta característica inversa no ganho, contudo, o enrolamento adicional da malha de impedância Y permite maior grau de liberdade relativo ao ganho no projeto do indutor acoplado, sem adicionar novos componentes passivos ao custo de maior volume e perdas adicionais por condução (SIWAKOTI, 2014). Apesar de reduzir o número total de componentes, topologias de inversores elevadores de tensão apresentam baixo desempenho devido à alta corrente através do diodo de entrada e à alta tensão de bloqueio dos interruptores do inversor. Como explicado em (SIWAKOTI, 2015b), o uso destas malhas não está restrito a inversores, podendo ser aplicados a quaisquer tipos de conversores, sejam CC-CC, CA-CC, CC-CA ou CA-CA, de forma que podem ser representados de forma generalizada pelo diagrama mostrado na Figura 17.

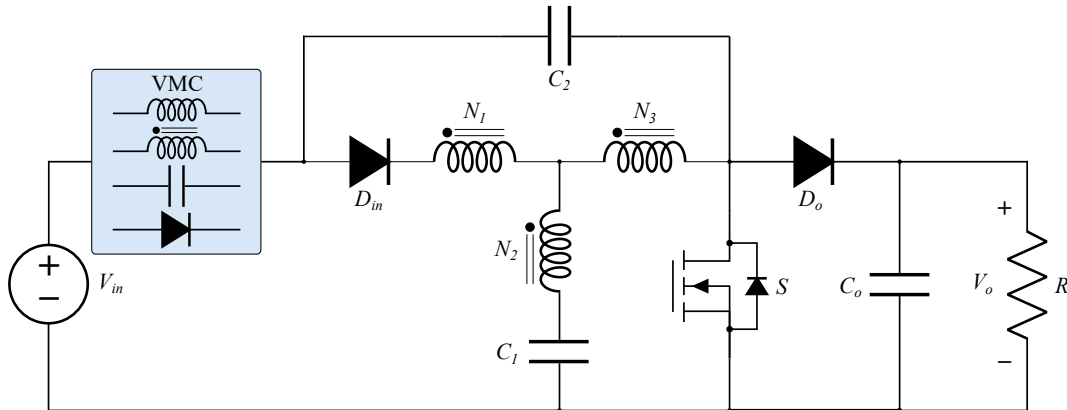
Figura 17 – Conversores que utilizam malhas de impedância para conseguir elevação de tensão: (a) Fonte Y, (b) Fonte Γ .



Fonte: (SIWAKOTI, 2015b), adaptado.

Os conversores propostos em (LIU, 2018; WANG, 2019), mostrados de forma genérica na Figura 18, utilizam uma VMC baseada em indutor chaveado em conjunto com uma malha de impedância Y, aplicando-as em série com a entrada do conversor *boost*. É mantida a característica da elevação de tensão de saída ao aproximar a relação de transformação do indutor acoplado da malha de impedância à unidade. Assim, ao buscar-se elevar o ganho, há uma redução efetiva

Figura 18 – Conversor *boost* com VMC baseada em indutor chaveado e malha de impedância Fonte Y. A área em destaque indica a posição da VMC no circuito do conversor.



Fonte: (WANG, 2019), adaptado.

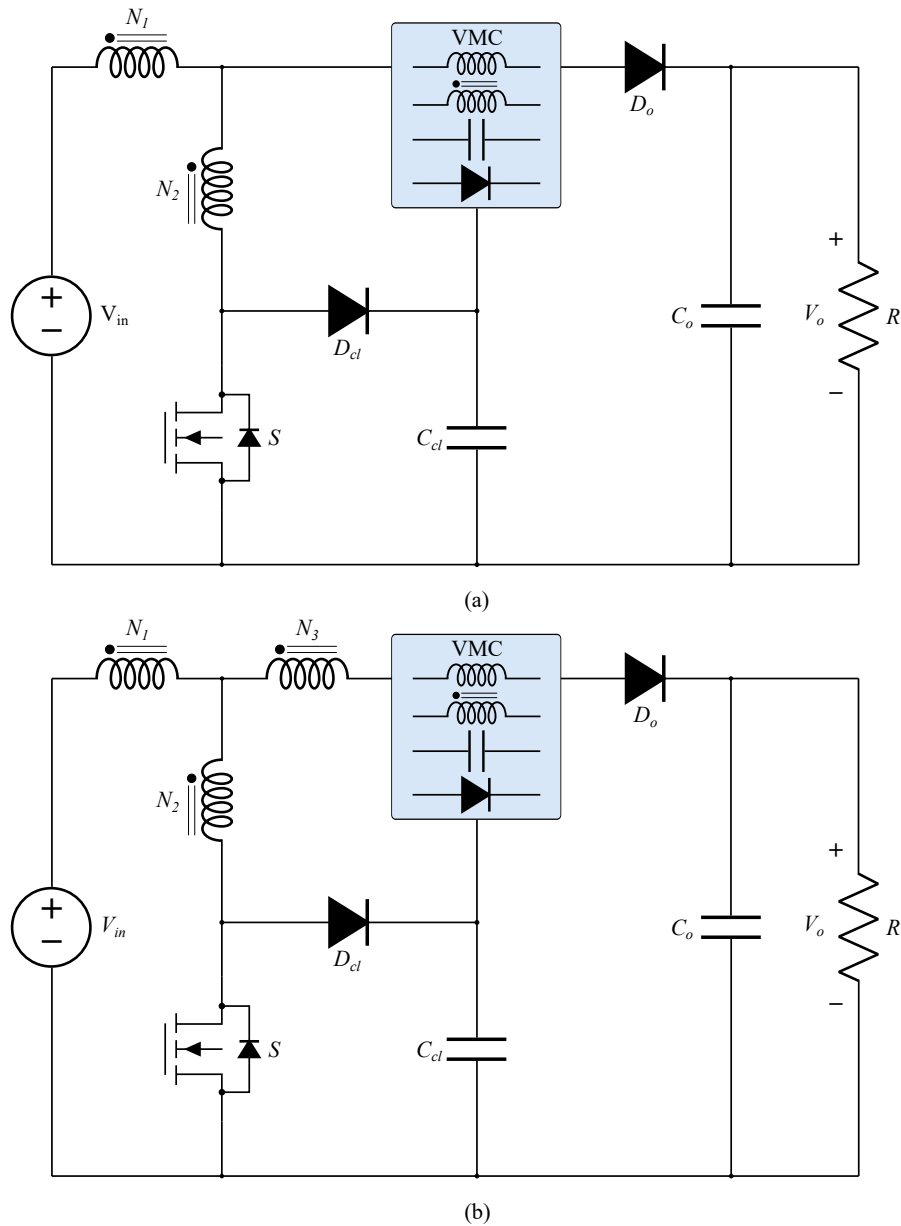
da resistência do enrolamento secundário do indutor acoplado, melhorando o rendimento do conversor. Os conversores exemplificados, entretanto, expõem o interruptor à tensão de saída, o que exige o uso de interruptores com alto $R_{DS,on}$, degradando o rendimento do conversor.

O conversor proposto em (LIU; LI; WHEELER, 2016) mantém o uso de malha de impedância Γ . Contudo, o interruptor passa a ser posicionado após o enrolamento primário e diretamente em série com o enrolamento secundário, como ilustrado na Figura 19 (a). Para evitar a ocorrência de picos de tensão sobre o interruptor no instante da comutação, é adicionado um circuito passivo grampeador de tensão. O enrolamento secundário e o capacitor de grampeamento são então inseridos em uma VMC baseada em capacitor chaveado, cuja saída está em paralelo com a carga. O conversor proposto em (GAO; LIU; AI, 2018) utiliza estrutura semelhante, mas é adicionado um enrolamento adicional, o qual está inserido em uma VMC, esta diretamente em série com a saída, de forma similar à mostrada na Figura 19 (b). Em (LI, 2018a), esta estrutura é replicada de forma simétrica utilizando o conversor *boost* de três níveis como base, utilizando dois núcleos magnéticos distintos posicionados na entrada dos conversores *boost* superior e inferior. Em (LI, 2018b), a mesma estrutura geral é utilizada para a malha de impedância Y, resultando em aumento adicional do ganho de acordo com a relação de espiras entre os enrolamentos primário e terciário. A malha de impedância Y é adicionada com mesmo efeito ao conversor *buck-boost* em (MAHMOUDI; AJAMI; BABAEI, 2019). De forma geral, os conversores baseados na topologia *boost* que utilizam malhas de impedância Γ ou Y podem ser representados como mostrado na Figura 19. Esta configuração diminui o esforço de tensão sobre o interruptor, enquanto mantém a capacidade de alto ganho e baixo número de componentes.

Algumas características gerais das malhas de impedância são enumeradas a seguir:

- Alta modularidade e variabilidade;
- Possibilita alto ganho de tensão com baixa razão cíclica e baixa relação de transformação;
- Não necessita de interruptores adicionais;

Figura 19 – Conversores generalizados baseados no conversor *boost* utilizando malhas de impedância: (a) malha de impedância Γ , (b) malha de impedância Y. A área em destaque representa a posição da VMC no circuito do conversor.



Fonte: Próprio autor, 2024.

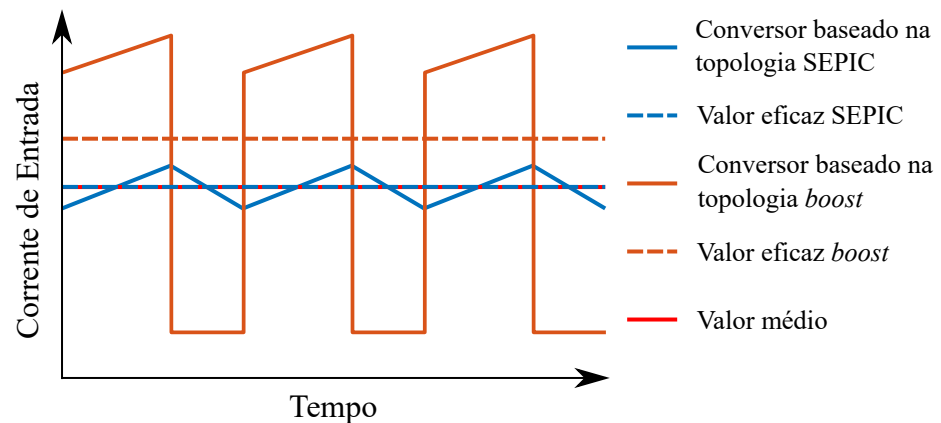
- Devido ao papel central do elemento magnético, o projeto adequado do(s) núcleo(s) é de vital importância.

2.6 CONVERSORES BASEADOS EM TOPOLOGIA SEPIC

Conversores baseados em topologia *boost* que utilizam acoplamento magnético para conseguir ganho de tensão elevado empregam a técnica de acoplamento no próprio indutor de entrada do conversor, o que é positivo pela perspectiva de não aumentar o número de componentes do circuito.

Todavia, o uso de apenas um núcleo magneticamente acoplado na entrada do conversor, compromete a ondulação da corrente de entrada do conversor. Isso ocorre uma vez que a ondulação da corrente de entrada de um indutor acoplado é, em boa parte, determinada por sua indutância própria. Dado que indutores acoplados usualmente apresentam alta indutância mútua, enquanto a indutância própria do enrolamento primário fica confinada à indutância de dispersão, conversores com enrolamentos magneticamente acoplados na entrada apresentam elevada ondulação de corrente. Este efeito é ilustrado na Figura 20. A descontinuidade da corrente de entrada é uma característica adversa, pois indica valor eficaz da corrente elevado em comparação com uma corrente contínua de mesmo valor médio. Alto valor eficaz, por sua vez, resulta em perdas por condução (efeito Joule) maiores e, no caso da corrente de entrada, degradação da fonte de energia (ZHENG; SMEDLEY, 2020).

Figura 20 – Comparação entre formas de onda típicas de corrente de entrada para conversores que utilizam acoplamento magnético baseados na topologia *boost* e na topologia SEPIC com mesmo valor médio.

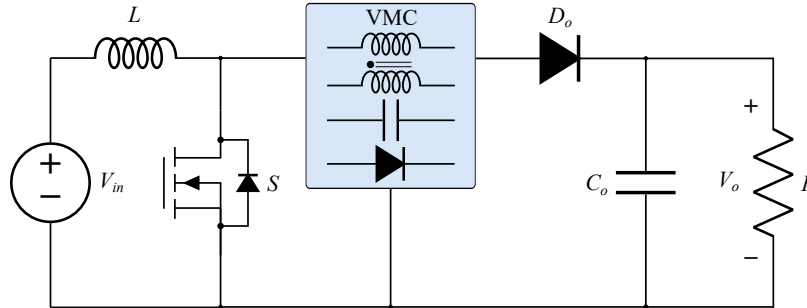


Fonte: Próprio autor, 2024.

A descontinuidade da corrente pode ser superada ao utilizar filtro indutivo de entrada e são denominados alimentados por corrente ou baseados em SEPIC. Ao utilizar como base o conversor SEPIC, mostrado na Figura 10 (b), ou qualquer outro conversor que utilize um indutor de entrada para manter sua corrente de entrada contínua. Outra vantagem do conversor SEPIC é a capacidade de varrer toda a curva I-V para aplicações em sistemas PV (COELHO; SANTOS; MARTINS, 2014). Além do indutor de entrada, é também utilizado um indutor de *buffer* ao qual pode-se empregar as técnicas de acoplamento, mantendo a corrente de entrada sem alteração com relação ao conversor SEPIC clássico. O conversor resultante é mostrado de forma genérica na Figura 21. Desta maneira é possível ter baixa ondulação na corrente de entrada e empregar a VMC desejada após o interruptor, garantindo baixo esforço de tensão sobre a mesma sob o custo de um indutor adicional. Por outro lado, o uso de dois núcleos magnéticos permite melhor projetá-los: é possível utilizar um núcleo de baixa permeabilidade magnética e elevada tolerância a saturação no indutor de entrada enquanto o núcleo magneticamente acoplado tem alta permeabilidade magnética e menor teor de perdas devido ao baixo nível de corrente contínua que atravessa seus enrolamentos. Conversores baseados na topologia SEPIC são propostos em

(HASANPOUR, 2021b; CARVALHO, 2022b; DENG, 2012; MAHMOUDI, 2020a), utilizando técnicas variadas para obter elevado ganho de tensão.

Figura 21 – Conversor baseado em topologia SEPIC com VMC.



Fonte: Próprio autor, 2024.

Uma vez que os conversores baseados na estrutura SEPIC utilizam dois núcleos magnéticos para atingir alto ganho de tensão, é fundamental otimizar o uso destes núcleos. Ao contrário de indutores acoplados, núcleos de transformadores não apresentam entreferro (KAZIMIERCZUK, 2014), pois não necessitam armazenar energia em alguma etapa de operação do conversor. Além disso, a ausência de componente contínua na corrente de magnetização também evita a saturação do núcleo. A inexistência de entreferro no núcleo resulta em baixa relutância no circuito magnético, o que, por sua vez, resulta em alto fator de indutância A_l deste núcleo (KAZIMIERCZUK, 2014), dado que:

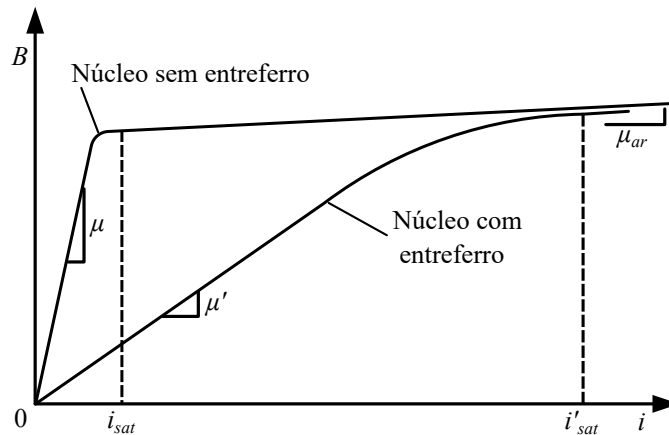
$$A_l = \frac{\mu A_e}{l_e}, \quad (2.5)$$

em que μ é a permeabilidade magnética do núcleo, A_e é a seção transversal equivalente do núcleo e l_e é o comprimento equivalente do núcleo. Consequentemente, é necessário um menor número de espiras, o que contribui para a diminuição da resistência nos enrolamentos do transformador, diminuindo as perdas por condução. Além disso, um menor número de espiras também contribui para uma redução do fluxo magnético disperso e, conseqüente redução das indutâncias de dispersão do magnético. Adicionalmente, estes núcleos apresentam menor volume e custo. A relação entre a existência do entreferro e os efeitos citados acima é ilustrado na Figura 22. É importante notar que a Equação (1.1) continua válida para indutores acoplados, mas a Equação (1.2) não, devido à alta relutância do circuito magnético. Neste caso, a Equação (1.2) torna-se:

$$N_1 i_1 = N_2 i_2 + \dots + N_k i_k + \frac{l_e}{\mu} B, \quad (2.6)$$

O conversor proposto em (MAHMOUDI, 2020a) utiliza a malha de impedância Γ aplicada no conversor SEPIC, com corrente média nula em ambos os enrolamentos do núcleo da malha de impedância e, por consequência, corrente de magnetização média também nula. Esta propriedade é conseguida ao dispor os enrolamentos do núcleo em série com capacitores, cuja corrente média é sempre zero. Em (MAHMOUDI, 2020b) e (FARAKHOR, 2020), o mesmo é feito para

Figura 22 – Comparação entre as curvas de densidade magnética B para os núcleos de um transformador (sem entreferro) e um indutor acoplado (com entreferro). A inserção do entreferro em um núcleo aumenta consideravelmente o nível de corrente necessário para saturação do núcleo (i_{sat}), mas diminui a permeabilidade magnética do núcleo.



Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2014), adaptado.

conversores baseado no SEPIC utilizando uma malha de impedância Y . Em ambos os conversores, uma vez que os três enrolamentos estão diretamente conectados, é necessário apenas por dois destes enrolamentos diretamente em série com capacitores para atingir corrente de magnetização média nula, de maneira que não há necessidade de elementos adicionais em relação às topologias que utilizam malhas de impedância Γ . Conversores baseados na topologia SEPIC apresentam as seguintes características:

- Baixa ondulação na corrente de entrada;
- Apresenta um núcleo adicional em relação ao *boost*, resultando em maior custo, peso e volume;
- O uso de dois núcleos permite otimizar seus projeto de acordo com suas respectivas funções.

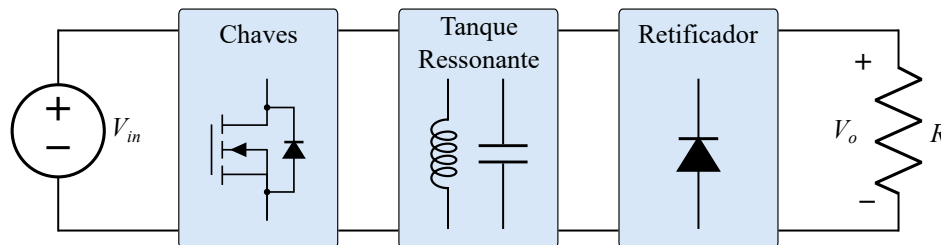
2.7 CONVERSORES COM COMUTAÇÃO SUAVE

Como anteriormente discutido, o uso de acoplamento magnético para a obtenção de alto ganho de tensão resulta no surgimento de indutâncias de dispersão no circuito do conversor devido ao enlace imperfeito do fluxo magnético pelas espiras do indutor acoplado ou transformador. A energia acumulada pela indutância de dispersão, caso não seja armazenada ou dissipada, leva ao surgimento de picos de tensão elevados sobre os interruptores no instante da comutação. Devido às perdas de potência decorrentes do uso de circuitos de proteção (*snubbers*) dissipativos, favoreceu-se o uso de circuitos de grampeamento de tensão nos quais a energia da indutância de dispersão é armazenada em capacitâncias do conversor (TSENG; CHEN, 1998). Por sua vez, é possível integrar estes circuitos de grampeamento à células multiplicadoras de tensão, unindo a proteção dos interruptores à elevação do ganho de tensão.

Os capacitores inseridos em uma VMC podem ser temporariamente colocados em paralelo durante a operação do conversor, resultando em picos de corrente elevados devido à diferença de tensão entre eles. Assim, uma maneira de limitar o crescimento da corrente é através da ressonância, a partir da interação entre estes capacitores e as indutâncias de dispersão dos elementos magnéticos do conversor (FOROUZESH, 2017).

Estas técnicas para limitação de tensão e corrente nos elementos do conversor podem ser aprimoradas para conseguir diminuição das perdas por comutação nos semicondutores. Uma das fontes de perdas em conversores CC-CC é ocasionada durante a transição dos semicondutores dos estado de condução para o estado de bloqueio e vice-versa, dado que estas transições não são instantâneas. Este tipo de comutação é denominado comutação forçada. Assim, uma maneira de aumentar o rendimento é através da diminuição ou eliminação destas perdas, obtendo operação com comutação suave. Diversos conversores CC-CC utilizam variadas técnicas para obter comutação suave em seus interruptores e diodos. Estes conversores frequentemente operam com frequência de comutação bastante elevadas, o que permite o uso de componentes passivos de tamanho reduzido (FOROUZESH, 2017). Conversores ressonantes, cuja estrutura genérica é mostrada na Figura 23, empregam indutores e capacitores, formando tanques ressonantes, para a obtenção de correntes e tensões senoidais que possibilitam a comutação suave em seus semicondutores.

Figura 23 – Diagrama generalizado de um conversor ressonante.



Fonte: (FOROUZESH, 2017), adaptado.

A comutação suave de um semicondutor, seja passivo ou ativo, pode ocorrer de duas formas distintas: durante o fechamento do semicondutor, ao reduzir a tensão sobre esta para zero previamente (*Zero-Voltage Switching* - ZVS), ou durante a abertura do semicondutor, ao reduzir previamente a corrente sobre o mesmo para zero (*Zero-Current Switching* - ZCS). Estas técnicas são utilizadas, frequentemente em conjunto, para a redução das perdas por comutação.

Em diodos, as perdas por comutação ocorrem majoritariamente na transição de abertura devido ao efeito da corrente de recuperação reversa. Desta forma, é utilizado ZCS para a diminuição das perdas por comutação em diodos. Por outro lado, em MOSFETs, a maioria das perdas por comutação ocorrem durante o fechamento, pois a duração do período de fechamento é maior que a duração do período de abertura do interruptor. Assim, utiliza-se ZVS para a mitigação das perdas por comutação em MOSFETs (ROBERT W. ERICKSON, 2020).

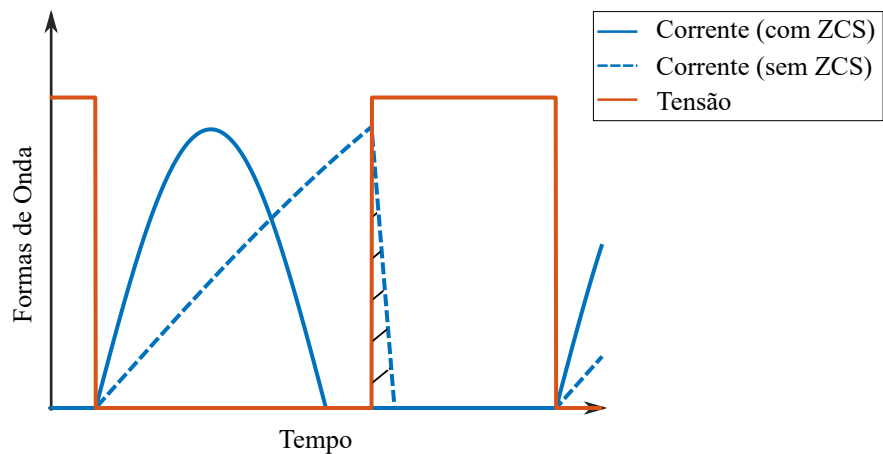
2.7.1 Comutação Suave por Corrente

A implementação de ZCS na operação de conversores CC-CC de alto ganho consiste na geração de correntes ressonantes, que decaem a zero antes da abertura forçada do semiconductor (HASANPOUR, 2021b). Para tal, é necessário que haja indutâncias e capacitâncias de valor adequado no circuito de forma a gerar as correntes ressonantes na frequência desejada. Frequentemente, são utilizadas as indutâncias de dispersão já presentes no circuito em associação a capacitores especialmente projetados para este fim.

A indutância de dispersão presente em indutores acoplados e transformadores é uma característica inerente a estes elementos e ocorre devido ao enlace imperfeito do fluxo magnético pelos enrolamentos do núcleo (KAZIMIERCZUK, 2014). Um valor elevado de indutância de dispersão é adverso para o ganho estático do conversor, uma vez que parte da tensão imposta no enrolamento primário não é referida para os demais enrolamentos.

A Figura 24 ilustra as diferenças mencionadas entre correntes em que o efeito da ressonância está ou não está aparente. A forma onda da corrente possui derivada elevada durante o bloqueio, gerando perdas por comutação. A onda de corrente senoidal decai naturalmente antes da abertura do semiconductor, o que evita a ocorrência destas perdas. Adicionalmente, o uso da ressonância durante a operação do conversor resulta, a depender da frequência utilizada, em menor valor eficaz da corrente e em ZCS nos semicondutores, diminuindo as perdas por comutação destes.

Figura 24 – Comparação entre formas de onda típicas durante operação com comutação forçada e comutação suave. A área hachurada representa o cruzamento entre as ondas de tensão e corrente durante a comutação forçada e indica a existência de perdas por comutação.



Fonte: Próprio autor, 2024.

Algumas das vantagens e desvantagens do uso de comutação suave em conversores CC-CC são listadas abaixo:

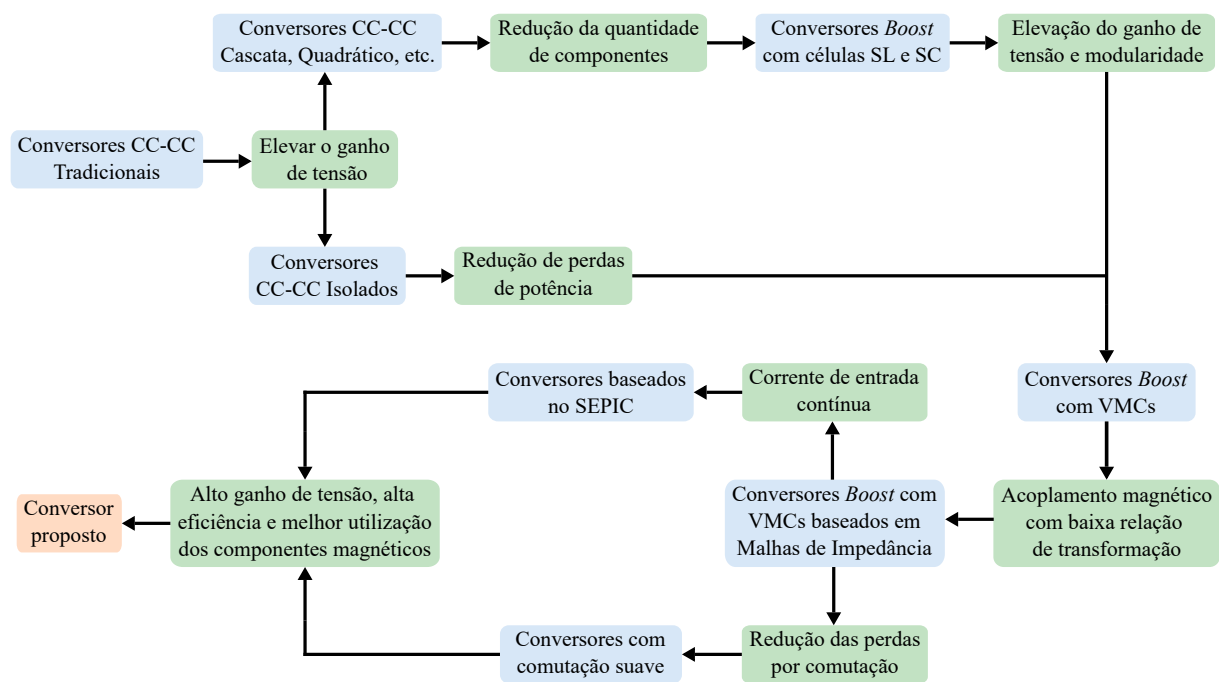
- Possibilita a operação em frequência mais elevada, resultando em componentes menores e mais baratos;
- A operação sob comutação suave está usualmente restrita a uma determinada faixa de operação;

- Por vezes, há o aumento das perdas por condução ao utilizar comutação suave;

2.8 CONCLUSÕES PARCIAIS

Até então, discutiu-se múltiplas técnicas aplicáveis a conversores CC-CC para melhoria de características operacionais em aplicações de energias renováveis. Estas técnicas envolvem desde a elevação do ganho de tensão a redução de perdas por comutação e condução. A Figura 25 lista os conversores e técnicas anteriormente discutidas e as características almejadas.

Figura 25 – Fluxograma ilustrando os conversores e técnicas usualmente empregados em aplicações que exigem alto ganho de tensão e alto rendimento, além das características de operação que se deseja obter a partir de seu uso.



Fonte: Próprio autor, 2024.

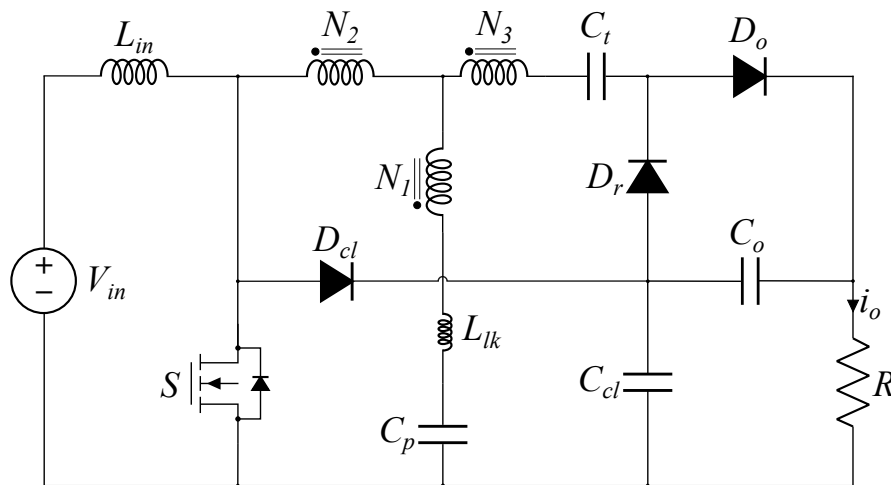
Diversos conversores recentemente publicados na literatura combinam várias das técnicas discutidas, resultando em operação com alto ganho de tensão e alto rendimento. Os conversores propostos em (HASANPOUR, 2021b; HASANPOUR; SIWAKOTI; BLAABJERG, 2022a; HASANPOUR; SIWAKOTI; BLAABJERG, 2022b; GUAN, 2022; HASANPOUR, 2022), são baseados na topologia SEPIC, apresentam característica inversa do ganho de tensão e utilizam as indutâncias de dispersão dos enrolamentos do indutor acoplado para atingir ressonância buscando os efeitos supracitados. Por outro lado, em todos estes conversores, a corrente dos enrolamentos do indutor apresenta componente contínua não nula sendo utilizados núcleos de baixa permeabilidade de forma a evitar a saturação magnética. Estes núcleos necessitam de maior quantidade de voltas para atingir um valor elevado de indutância de magnetização, o que resulta em maior volume e peso, além de resistência mais elevada nos enrolamentos.

Os conversores propostos em (MAHMOUDI, 2020a; MAHMOUDI, 2020b; FARAKHOR, 2020) também utilizam a topologia SEPIC como base e apresentam característica inversa no

ganho de tensão. Estes conversores empregam capacitores em série com os enrolamentos magneticamente acoplados, bloqueando a passagem de corrente contínua. Desta forma pode-se utilizar um transformador, cujo núcleo de alta permeabilidade magnética apresenta volume reduzido e baixa quantidade de voltas. Contudo, estes conversores não adotam técnicas de comutação suave em sua operação, resultando em perdas de comutação elevadas. Para mitigar este efeito, é utilizado um valor relativamente baixo para a frequência de comutação, sendo necessário empregar capacitores eletrolíticos volumosos e de alta ESR devido a suas altas capacitâncias.

Buscando agregar os efeitos positivos dos conversores citados acima, é proposto o conversor mostrado na Figura 26. O conversor proposto é baseado no conversor SEPIC e emprega uma VMC baseada em malhas de impedância Γ ou Y com característica inversa para atingir ganho de tensão elevado com baixa relação de transformação, mantendo baixo esforço de tensão sobre o interruptor, possibilitando o uso de interruptores de baixo $R_{DS,on}$ e empregando poucos componentes. Por outro lado, o baixo número de semicondutores resulta em esforço de tensão elevado nos diodos D_r e D_o , próximos à saída. É feito uso do efeito da ressonância para diminuir os esforços de corrente sobre os elementos do conversor, além de possibilitar a comutação com ZCS ou quase ZCS de seus diodos. O enrolamento terciário exerce influência sobre o ganho de

Figura 26 – Diagrama do conversor proposto.



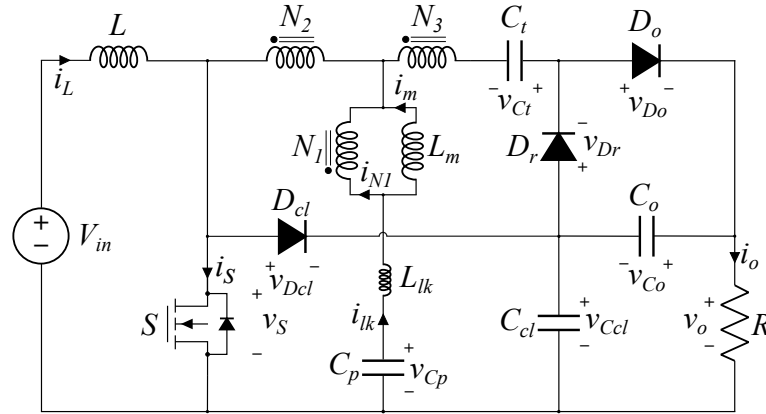
Fonte: Próprio autor, 2024.

tensão, frequência de ressonância e distribuição de correntes através dos demais enrolamentos do transformador, fornecendo maior liberdade no projeto do conversor. O interruptor S conta com um circuito passivo de grampeamento, que evita o aparecimento de picos de tensão durante a comutação. Os capacitores utilizados no circuito ressonante e no circuito de grampeamento estão dispostos em série com os enrolamentos do núcleo usado na VMC, reduzindo a zero o valor médio da corrente de magnetização. São utilizados capacitores de filme plástico devido a seu baixo ESR.

3 APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR CC-CC PROPOSTO

Neste capítulo são apresentadas as etapas de operação do conversor no Modo de Condução Contínua (MCC), as principais formas de onda e esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor durante a operação em regime permanente. São considerados dois cenários distintos para o conversor: (i) o uso de uma relação de transformação entre os enrolamentos primário e secundário acima da unitária, cujo modo de operação é referido como operação com transformador elevador; e (ii) o uso de uma relação de transformação abaixo da unitária, cujo modo de operação é referido como operação com transformador abaixador. A relação de transformação entre os enrolamentos primário e terciário não influenciam a operação do conversor e podem assumir qualquer valor não negativo. É apresentado também o ganho estático, o efeito da indutância de dispersão sobre o ganho, o efeito das correntes ressonantes sobre a operação do conversor e a fronteira entre o MCC e o Modo de Condução Descontínua (MCD), além do ganho do conversor no MCD. A partir das expressões encontradas são discutidas as expressões para as perdas de potência e é feito o projeto dos componentes do conversor. O circuito equivalente do conversor proposto é mostrado na Figura 27, cujos elementos são:

Figura 27 – Circuito equivalente do conversor proposto.



Fonte: Próprio autor, 2024

- L_{in} é o indutor de entrada,
- S é o interruptor,
- D_{cl} , D_r e D_o são, respectivamente, os diodos de grampeamento, retificador e de saída,
- C_{cl} , C_p , C_t e C_o são, respectivamente, os capacitores de grampeamento, do enrolamento primário, do enrolamento terciário e de saída,
- L_m , L_{lk} são, respectivamente, a indutância de magnetização e a indutância de dispersão do transformador,

- N_1 , N_2 , N_3 são, respectivamente, a quantidade de espiras nos enrolamentos primário, secundário e terciário,
- N_{21} é a relação de transformação entre os enrolamentos secundário e primário e N_{31} é a relação de transformação entre os enrolamentos terciário e primário.,
- R é a carga, modelada como puramente resistiva.

As tensões e correntes em cada componente do conversor são consideradas positivas no sentido adotado na Figura 27. Nos elementos em que não é indicado o sentido da corrente, considera-se que a corrente é positiva ao entrar pelo polo positivo do componentes e vice-versa.

3.1 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO PROPOSTO UTILIZANDO TRANSFORMADOR ABAIXADOR DE TENSÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

As principais formas de onda do conversor utilizando transformador com relação de transformação entre secundário e primário menor que a unidade são mostradas na Figura 28. Devido à operação do conversor com ressonância, as correntes em seus elementos apresentam componentes senoidais cuja frequência impacta as etapas de operação do conversor. Caso todas as seis etapas de operação sejam observadas durante um ciclo de comutação para a operação no Modo de Condução Contínua (MCC), diz-se que o conversor opera com frequência de comutação inferior à frequência de ressonância (*Below Resonance Frequency-BRF*). Caso contrário, o conversor opera com frequência de comutação superior à frequência de ressonância (*Over Resonance Frequency-ORF*) (DENG, 2012). A relação entre a duração das etapas, a razão cíclica do conversor e as frequências das formas de onda ressonantes são exploradas nas seções a seguir.

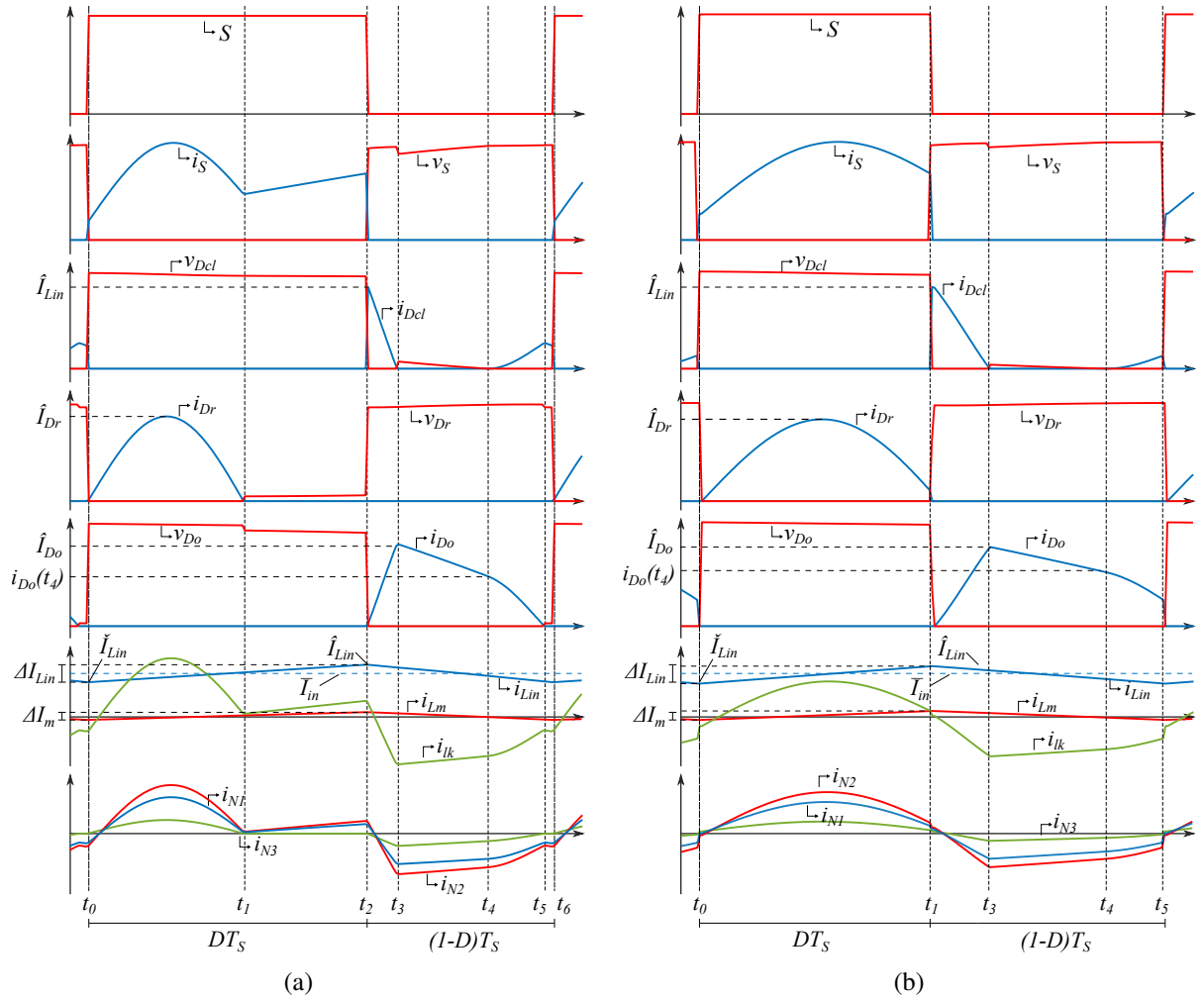
A fim de simplificar as análises realizadas, as não idealidades dos elementos do conversor são desprezadas, exceto a indutância de dispersão e a indutância de magnetização do transformador. A tensão sobre os capacitores C_{cl} e C_o são consideradas como invariantes. São também desconsideradas as etapas de operação de duração muito curta.

3.1.1 Princípio de Operação

3.1.1.1 Etapa I: Intervalo ($t_0 - t_1$)

A etapa I, cujo circuito equivalente do conversor é mostrado na Figura 29, é iniciada em t_0 quando S é acionado. Isto faz com que a tensão no nó que contém o anodo do diodo D_{cl} seja nula, que passa a ser reversamente polarizado com tensão igual a do capacitor C_{cl} . O indutor L_{in} e as indutâncias L_m e L_{lk} são magnetizados. Como a tensão sobre L_m é positiva durante esta etapa, a tensão no enrolamento terciário é também positiva, de forma que o diodo D_r torna-se diretamente polarizado e D_o passa a ser reversamente polarizado. Desta forma, C_t e C_p passam a ser carregados através de D_r e S . C_{cl} , juntamente com C_o , são descarregados e alimentam a

Figura 28 – Principais formas de onda do conversor utilizando transformador abaixador de tensão: (a) Modo BRF, (b) Modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

carga. Esta etapa é encerrada após metade do período da onda ressonante, quando a corrente i_{Dr} cai naturalmente para zero, ocorrendo ZCS neste diodo e iniciando a etapa II. No modo de operação ORF, esta etapa acaba no instante em que S é aberta, iniciando a etapa III. Esta etapa pode ser descrita a partir das seguintes equações:

$$i_{Lin}(t) = \frac{V_{in}}{L_{in}} \left(t - t_0 - \frac{DT_s}{2} \right) + \bar{I}_{in}, \quad (3.1)$$

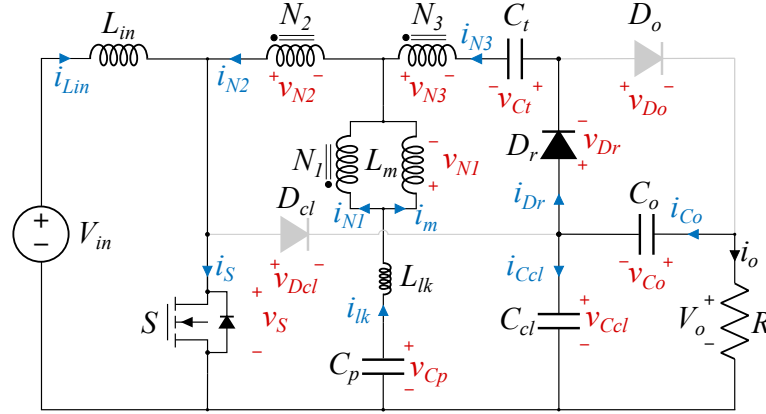
$$i_m(t) = \frac{\Delta I_m}{DT_s} (t - t_0) - \frac{\Delta I_m}{2}, \quad (3.2)$$

$$i_{Dr}(t) = i_{Ct}(t) = i_{N3}(t) = \hat{I}_{Dr} \text{sen}(\omega_I(t - t_0)), \quad (3.3)$$

$$i_s(t) = i_{Lin}(t) + \frac{i_m(t)}{1 - N_{21}} + \frac{(1 + N_{31})}{1 - N_{21}} i_{Dr}(t), \quad (3.4)$$

$$i_{N2}(t) = \frac{1}{1 - N_{21}} i_m(t) + \left(\frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}} \right) i_{Dr}(t), \quad (3.5)$$

Figura 29 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa I.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$i_{lk}(t) = -i_{Cp}(t) = \frac{N_{21} + N_{31}}{1 - N_{21}} i_{N3}(t) + \frac{1}{1 - N_{21}} i_m(t), \quad (3.6)$$

$$i_{Co}(t) = -\bar{I}_o, \quad (3.7)$$

$$i_{Ccl}(t) = -i_{Dr}(t) - \bar{I}_o, \quad (3.8)$$

$$t_1 - t_0 = \begin{cases} \frac{\pi}{\omega_I} & \text{BRF;} \\ DT_s & \text{ORF;} \end{cases} \quad (3.9)$$

$$\omega_I = \sqrt{\frac{1}{L_{lk}} \left[\frac{1}{C_p} + \left(\frac{1 - N_{21}}{N_{21} + N_{31}} \right)^2 \frac{1}{C_t} \right]}, \quad (3.10)$$

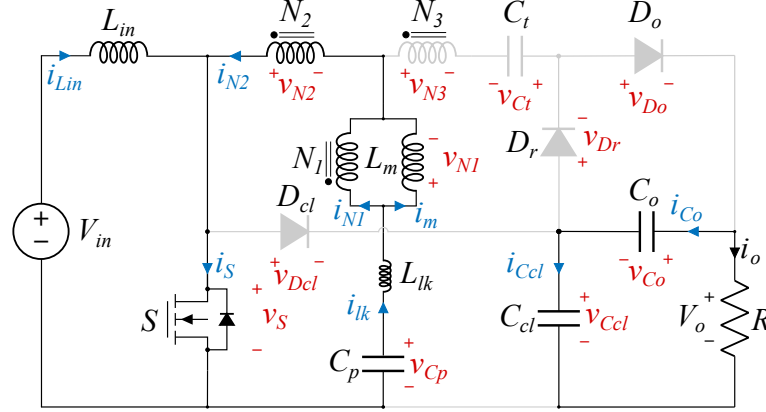
em que i_{Lin} , i_m e i_{lk} são as correntes do indutor de entrada, na indutância de magnetização do transformador e na indutância de dispersão do transformador, respectivamente; i_s é a corrente no interruptor, i_{Dr} é a corrente no diodo D_r , i_{N2} é a corrente no enrolamento secundário do transformador, D é a razão cíclica, i_{Co} é a corrente no capacitor de saída e i_{Ccl} é a corrente no capacitor de grampeamento. Ainda, T_s é o período de comutação, $\bar{I}_{in}$ e $\bar{I}_o$ representam o valor médio da corrente de entrada e o valor médio da corrente de saída, respectivamente; ΔI_m é a ondulação da corrente de magnetização do transformador, ω_I é a frequência angular de ressonância durante a etapa I, $\hat{I}_{Dr}$ é o valor de pico de i_{Dr} .

3.1.1.2 Etapa II: Intervalo ($t_1 - t_2$)

Esta etapa ocorre apenas durante a operação do conversor no modo BRF. A etapa II começa quando a corrente através de D_r decai até zero, tornando-o reversamente polarizado. A corrente através do enrolamento terciário também torna-se nula, de maneira que o capacitor C_t não é mais carregado. O capacitor C_{cl} no entanto continua sendo descarregado na carga juntamente ao capacitor C_o , assim como o capacitor C_p . Uma vez que não há mais corrente através de N_3 , as correntes através de L_{lk} e N_2 tornam-se iguais. Todos os demais elementos mantêm-se no mesmo estado que a etapa I. Esta etapa termina quando S é aberto. A Figura 30 mostra o circuito equivalente do conversor proposto durante esta etapa. As Equações (3.1), (3.2) e

(3.5) permanecem válidas durante esta etapa, enquanto a corrente nos demais componentes do conversor são mostradas abaixo.

Figura 30 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa II.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$i_s(t) = i_{Lin}(t) + \frac{i_m(t)}{1 - N_{21}}, \quad (3.11)$$

$$i_{N2}(t) = i_{lk}(t) = \frac{1}{1 - N_{21}} i_m(t), \quad (3.12)$$

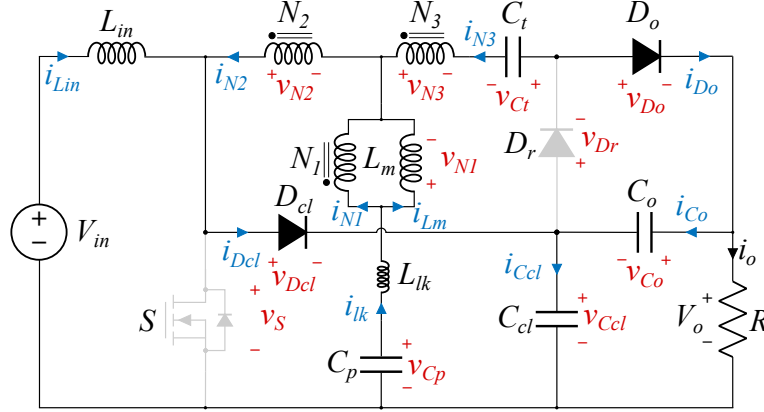
$$i_{Ccl}(t) = i_{Co}(t) = -\bar{I}_o. \quad (3.13)$$

3.1.1.3 Etapa III: Intervalo ($t_2 - t_3$)

O circuito equivalente do conversor durante esta etapa é mostrado na Figura 31. A etapa III inicia no instante em que S é aberta. Esta mudança leva L_{in} a ser desmagnetizado em série com V_{in} , o que aumenta a tensão no nó contendo anodo de D_{cl} , de forma que o mesmo passa a ser diretamente polarizado. A elevação da tensão neste nó também causa N_2 e N_1 reverterem suas polaridades e consequentemente, L_m passa a ser desmagnetizado. A corrente na indutância L_{lk} passa a ser negativa, desmagnetizando-a. Por sua vez C_p é carregado enquanto C_t é descarregando. A mudança de polaridade nos enrolamentos do transformador faz com que a tensão no nó que contém o catodo de D_r e o anodo de D_o cresça significativamente, de forma que D_r continua reversamente polarizado, mas sobre uma tensão mais elevada, enquanto D_o torna-se diretamente polarizado. Parte da corrente que atravessa D_o alimenta a carga e a parte remanescente carrega o capacitor C_o . O capacitor C_{cl} é carregado pela soma das correntes que atravessam C_o e D_{cl} . Esta etapa acaba quando a corrente no diodo D_{cl} decai para zero, caracterizando o ZCS deste diodo. As equações a seguir descrevem o comportamento das correntes durante esta etapa:

$$i_{Lin}(t) = -\frac{D}{(1-D)} \frac{V_{in}}{L_{in}} \left[t - t_2 - \frac{(1-D)T_s}{2} \right] + \bar{I}_{in}, \quad (3.14)$$

Figura 31 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa III.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$i_m(t) = -\frac{\Delta I_m}{(1-D)T_s}(t-t_2) + \frac{\Delta I_m}{2}, \quad (3.15)$$

$$i_{N3}(t) = -i_{Do}(t) = i_{Ct}(t) = \frac{\hat{I}_{Do}}{\Delta t_3}(t-t_2), \quad (3.16)$$

$$i_{Dcl}(t) = -\left(\frac{1+N_{31}}{1-N_{21}}\right)i_{Do}(t) + i_{Lin}(t) + \frac{1}{1-N_{21}}i_m(t), \quad (3.17)$$

$$i_{N2}(t) = -\left(\frac{1+N_{31}}{1-N_{21}}\right)i_{Do}(t) + \frac{1}{1-N_{21}}i_m(t), \quad (3.18)$$

$$i_{N1}(t) = \frac{N_{21}+N_{31}}{1+N_{31}}i_{N2}(t) - \frac{N_{31}}{1+N_{31}}i_m(t), \quad (3.19)$$

$$i_{lk}(t) = -i_{Cp}(t) = -\left(\frac{N_{21}+N_{31}}{1-N_{21}}\right)i_{Do}(t) + \frac{1}{1-N_{21}}i_m(t), \quad (3.20)$$

$$i_{Co}(t) = i_{Do}(t) - \bar{I}_o, \quad (3.21)$$

$$i_{Ccl}(t) = i_{Co}(t) + i_{Dcl}(t), \quad (3.22)$$

em que i_{N1} é a corrente no enrolamento primário do transformador, i_{N3} é a corrente no enrolamento terciário do transformador, i_{Dcl} é a corrente no diodo D_{cl} , $\hat{I}_{Do}$ é o valor máximo da corrente i_{Do} e $\Delta t_3 = t_3 - t_2$ é a duração da etapa III.

3.1.1.4 Etapa IV: Intervalo $(t_3 - t_4)$

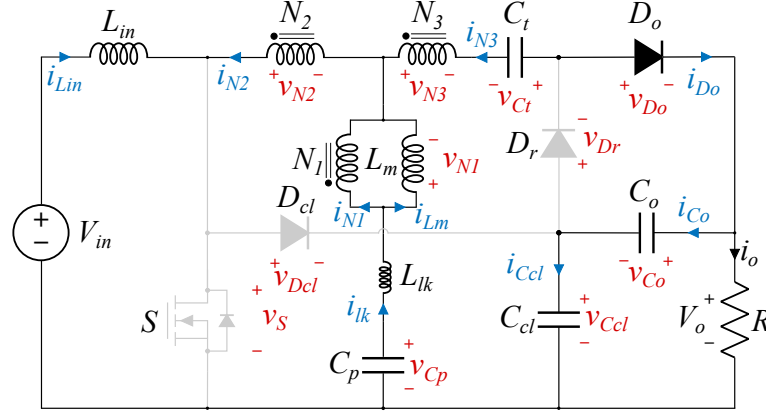
Esta etapa inicia no instante em que D_{cl} encontra-se reversamente polarizado, de forma que L_{in} e N_2 estão diretamente em série. Os demais elementos mantêm-se sob o mesmo estado da etapa anterior, entretanto o capacitor C_{cl} passa a ser carregado apenas pela corrente vinda de C_o . Esta etapa é encerrada no instante t_4 , quando D_{cl} volta a ser diretamente polarizado. O circuito equivalente do conversor é mostrado na Figura 32. Dado que a diferença entre a etapa III e a etapa IV é apenas D_{cl} reversamente polarizado, as Equações (3.14), (3.15) e (3.19) a (3.21) continuam válidas, enquanto as Equações (3.16) a (3.18) e (3.22) tornam-se:

$$i_{N2}(t) = -i_{Lin}(t), \quad (3.23)$$

$$i_{N3}(t) = -i_{Do}(t) = i_{Ct}(t) = \frac{1}{(1 + N_{31})} i_m(t) + \frac{(1 - N_{21})}{(1 + N_{31})} i_{Lin}(t), \quad (3.24)$$

$$i_{Ccl}(t) = i_{Co}(t) = i_{Do}(t) - \bar{I}_o. \quad (3.25)$$

Figura 32 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa IV.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.1.1.5 Etapa V: Intervalo ($t_4 - t_5$)

Nesta etapa, os diodos D_{cl} e D_o estão diretamente polarizados, enquanto o interruptor S está bloqueado e D_r permanece reversamente polarizado. Como pode ser observado, o circuito equivalente durante esta etapa, mostrado na Figura 33, é idêntico ao da etapa III. Assim, todos os capacitores são carregados, enquanto as indutâncias são desmagnetizadas. Entretanto, é importante notar que, diferentemente da etapa III, i_{Dcl} tem comportamento crescente enquanto i_{Do} tem comportamento decrescente devido a tensão nos capacitor C_{cl} e C_o serem mais elevadas no início desta etapa em relação ao início da etapa III. Esta etapa é encerrada no instante t_5 , quando a corrente através de D_o torna-se nula. As equações mostradas na etapa III continuam válidas durante esta etapa, com exceção das equações para i_{N2} , i_{Dcl} e i_{Ccl} , que são dadas por:

$$i_{N3}(t) = -i_{Do}(t) = i_{Ct}(t) = i_{Do}(t_4) \cos(\omega_V(t - t_4)), \quad (3.26)$$

$$i_{N2}(t) = -\left(\frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}}\right) i_{Do}(t) + \frac{1}{1 - N_{21}} i_m(t), \quad (3.27)$$

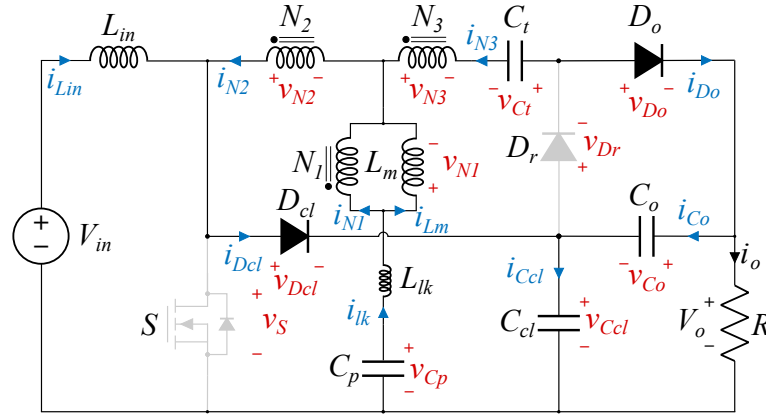
$$i_{Dcl}(t) = i_{Lin}(t) - \left(\frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}}\right) i_{Do}(t) + \frac{1}{1 - N_{21}} i_m(t). \quad (3.28)$$

$$i_{Ccl}(t) = i_{Co}(t) + i_{Dcl}(t), \quad (3.29)$$

$$\omega_V = \sqrt{\frac{1}{L_{lk}} \left[\frac{1}{C_p} + \left(\frac{1 - N_{21}}{N_{21} + N_{31}} \right)^2 \frac{1}{C_t} \right]}, \quad (3.30)$$

em que $i_{Do}(t_4)$ é o valor da corrente i_{Do} no instante $t = t_4$ e ω_V é a frequência angular de ressonância durante a etapa V.

Figura 33 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa V.



Fonte: Próprio autor, 2024

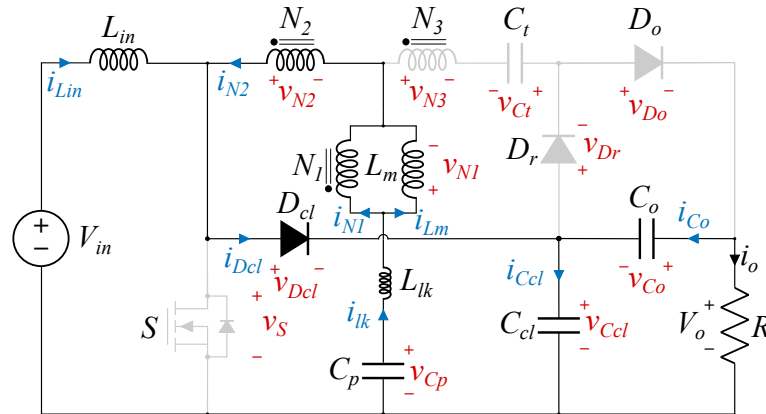
3.1.1.6 Etapa VI: Intervalo ($t_5 - t_6$)

Nesta etapa, D_{cl} é o único diodo diretamente polarizado, enquanto o interruptor S permanece bloqueado. As indutâncias do conversor são desmagnetizadas e os capacitores C_{cl} e C_p são carregados, enquanto C_o é descarregado e C_t apresenta corrente nula. Esta etapa é finalizada no instante t_6 , quando S é acionado, reiniciando o ciclo. O circuito equivalente do conversor durante esta etapa é mostrado na Figura 34. As Equações (3.14), (3.15) e (3.28) ainda são válidas neste intervalo, enquanto as correntes nos demais elementos são descritas pelas equações a seguir:

$$i_{N2}(t) = i_{lk}(t) = -i_{Cp}(t) = \frac{i_{N1}(t)}{N_{21}}, \quad (3.31)$$

$$i_{Co}(t) = -\bar{I}_o, \quad (3.32)$$

Figura 34 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa VI.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.1.2 Análise Estática

O cálculo dos esforços de tensão sobre os componentes do circuito torna-se complexo devido as variações topológicas do circuito a cada etapa de operação, envolvendo intervalos de tempo

que são, a princípio, desconhecidos. Desta forma, serão consideradas as tensões médias em DT_s e $(1 - D)T_s$ sobre os componentes. Para os capacitores, é possível considerar um único valor de tensão durante todo o ciclo de operação do conversor ao desprezar a ondulação de tensão, considerando apenas seu valor médio. As variáveis expressas com letra maiúscula indicam valor constante da grandeza em questão.

3.1.2.1 Esforços de Tensão sobre os Capacitores

Durante DT_s , L_{in} é carregado com tensão constante V_{in} . Como o conversor está operando em regime permanente, não pode existir acúmulo adicional de energia em L_{in} em relação ao ciclo de comutação anterior, de forma que o balanço volt-segundo de L_{in} deve ser nulo:

$$\int_{t_0}^{t_0+DT_s} V_{in} dt + \int_{t_0+DT_s}^{t_0+T_s} V_{Lin}^{((1-D)T_s)} dt = 0. \quad (3.33)$$

Resolvendo as integrais nos limites de integração estabelecidos, a Equação (3.33) torna-se:

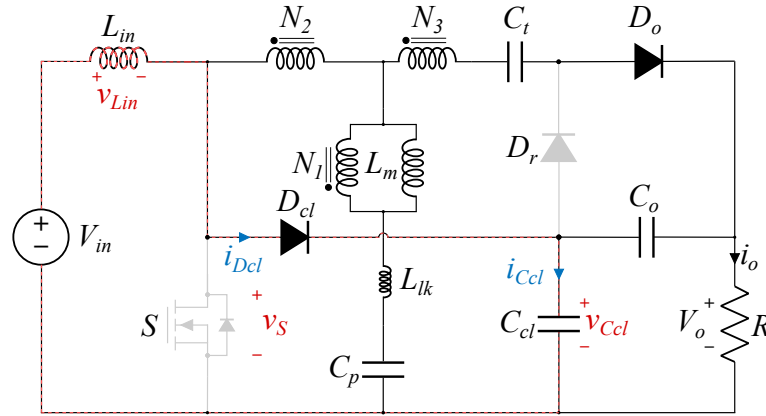
$$V_{in}DT_s + V_{Lin}^{((1-D)T_s)}(1 - D)T_s = 0, \quad (3.34)$$

e isolando a Equação (3.34), chega-se a

$$V_{Lin}^{((1-D)T_s)} = -\frac{D}{(1 - D)} V_{in}. \quad (3.35)$$

Aplicando a Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) na malha composta por Fonte- L_{in} - D_{cl} - C_{cl} durante a etapa III, como mostrado na Figura 35, para a tensão sobre C_{cl} , tem-se:

Figura 35 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa III.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$V_{Ccl} = V_{in} - V_{Lin}^{((1-D)T_s)} = V_{in} + \frac{D}{(1 - D)} V_{in} = \frac{1}{(1 - D)} V_{in}, \quad (3.36)$$

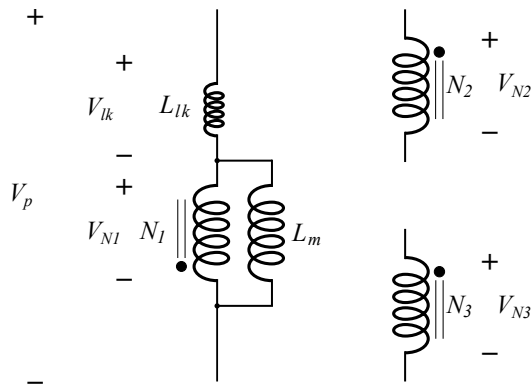
que corresponde ao ganho estático de um conversor *Boost* convencional.

A indutância de dispersão refletida para o enrolamento primário pode ser relacionada à indutância de magnetização a partir do fator K :

$$K = \frac{L_m}{(L_{lk} + L_m)}, \quad (3.37)$$

O fator K é uma constante adimensional cujo valor varia entre 0 e 1 e indica a proporção do fluxo magnético que está enlaçado por todos os enrolamentos. Como mostrado na Figura 36, as tensões nos enrolamentos, na indutância de magnetização e na indutância de dispersão do primário podem ser relacionadas à tensão total sobre o primário do transformador V_p a partir das expressões:

Figura 36 – Relação entre as tensões nos enrolamentos do transformador.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$V_{N1} = KV_p, \quad (3.38)$$

$$V_{lk} = (1 - K)V_p, \quad (3.39)$$

$$V_{N2} = N_{21}KV_p, \quad (3.40)$$

$$V_{N3} = N_{31}KV_p, \quad (3.41)$$

Estabelecendo a tensão média total sobre o enrolamento primário durante DT_s como $V_p^{(DT_s)}$, encontra-se a partir do balanço volt-segundo:

$$V_p^{((1-D)T_s)} = -\frac{D}{1-D}V_p^{(DT_s)}. \quad (3.42)$$

Substituindo as Equações (3.38) a (3.41) na Equação (3.42) tem-se:

$$V_{N1}^{(DT_s)} = KV_p^{(DT_s)} \quad (3.43)$$

e

$$V_{N1}^{((1-D)T_s)} = KV_p^{((1-D)T_s)} = -\frac{KD}{1-D}V_p^{(DT_s)}; \quad (3.44)$$

$$V_{lk}^{(DT_s)} = (1 - K)V_p^{(DT_s)} \quad (3.45)$$

e

$$V_{lk}^{((1-D)T_s)} = (1 - K)V_p^{((1-D)T_s)} = -\frac{(1 - K)D}{1 - D}V_p^{(DT_s)}; \quad (3.46)$$

$$V_{N2}^{(DT_s)} = N_{21}KV_p^{(DT_s)} \quad (3.47)$$

e

$$V_{N2}^{((1-D)T_s)} = N_{21} K V_p^{((1-D)T_s)} = -\frac{N_{21} K D}{1-D} V_p^{(DT_s)}; \quad (3.48)$$

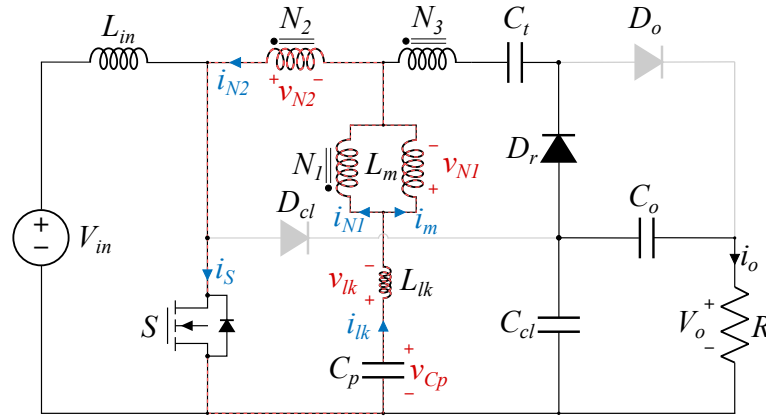
$$V_{N3}^{(DT_s)} = N_{31} K V_p^{(DT_s)} \quad (3.49)$$

e

$$V_{N3}^{((1-D)T_s)} = N_{31} K V_p^{((1-D)T_s)} = -\frac{N_{31} K D}{1-D} V_p^{(DT_s)}. \quad (3.50)$$

Aplicando a LKT na malha C_p - N_1 - N_2 - S durante DT_s , destacada na Figura 37, tem-se:

Figura 37 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa I.



Fonte: Próprio autor, 2024

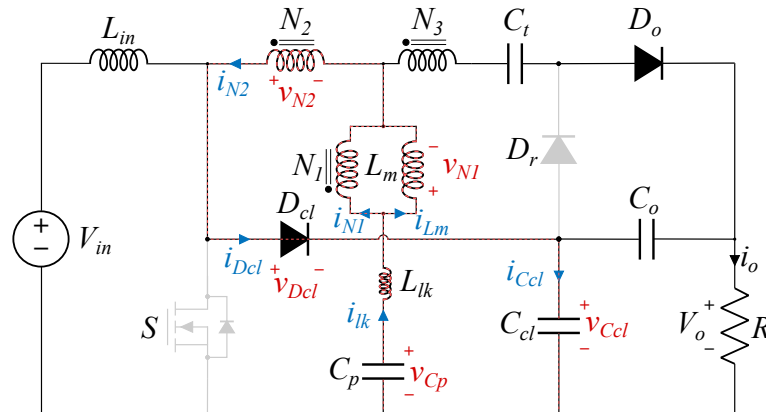
$$-V_{Cp} + V_{N1}^{(DT_s)} + V_{lk}^{(DT_s)} - V_{N2}^{(DT_s)} = 0. \quad (3.51)$$

Substituindo as Equações (3.43), (3.45) e (3.47) na Equação (3.51) e isolando V_{Cp} , chega-se a

$$V_{Cp} = (1 - N_{21} K) V_p^{(DT_s)}. \quad (3.52)$$

Aplicando a LKT na malha C_p - N_1 - N_2 - D_{cl} - C_{cl} , destacada na Figura 38, durante $(1-D)T_s$, obtém-se:

Figura 38 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa III.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$-V_{Cp} + V_{N1}^{(DT_s)} + V_{lk}^{(DT_s)} - V_{N2}^{(DT_s)} + V_{Ccl} = 0. \quad (3.53)$$

Utilizando as Equações (3.36), (3.44), (3.46) e (3.48) na Equação (3.53), encontra-se:

$$V_{Cp} = (1 - N_{21}K) V_p^{((1-D)T_s)} + \frac{1}{(1-D)} V_{in}. \quad (3.54)$$

Por fim, substituindo as Equações (3.42) e (3.52) na Equação (3.54), encontra-se a expressão para $V_p^{(DT_s)}$:

$$V_p^{(DT_s)} = \frac{1}{(1 - N_{21}K)} V_{in}. \quad (3.55)$$

Substituindo a expressão encontrada na Equação (3.55) na Equação (3.42) resulta em

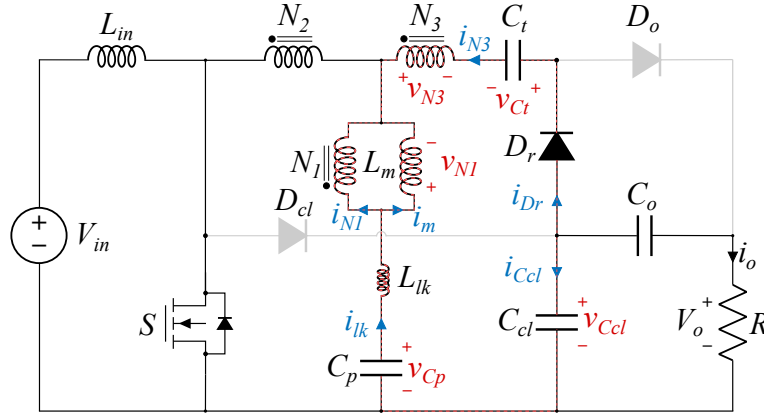
$$V_p^{((1-D)T_s)} = -\frac{D}{(1 - N_{21}K)(1 - D)} V_{in}. \quad (3.56)$$

A expressão para V_{Cp} pode ser encontrada substituindo a Equação (3.55) na Equação (3.52), resultando em:

$$V_{Cp} = \frac{(1 - N_{21}K)}{(1 - N_{21}K)} V_{in} = V_{in}. \quad (3.57)$$

Pela aplicação da LKT na malha C_p - C_t - D_r - C_{cl} , destacada na Figura 39, durante a etapa I, chega-se a

Figura 39 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa I.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$-V_{Cp} + V_{N1}^{(DT_s)} + V_{lk}^{(DT_s)} + V_{N3}^{(DT_s)} - V_{Ct} + V_{Ccl} = 0. \quad (3.58)$$

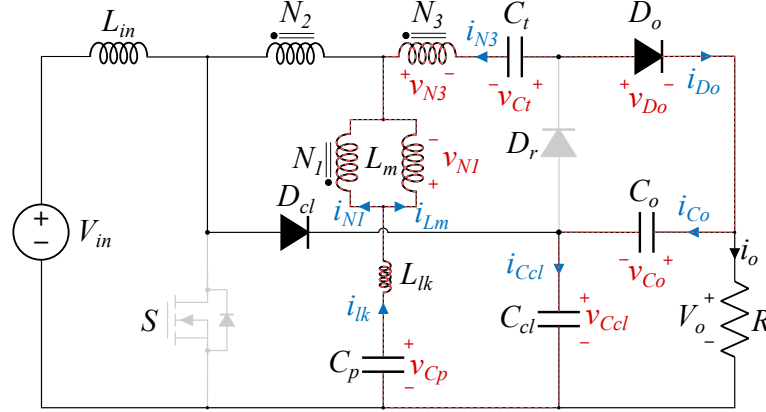
Ao isolar V_{Ct} e substituindo as Equações (3.43), (3.45) e (3.49) na Equação (3.58), chega-se a

$$V_{Ct} = -V_{Cp} + (1 + N_{31}K) V_p^{(DT_s)} + V_{Ccl} \quad (3.59)$$

e ao substituir as Equações (3.36), (3.55) e (3.59) na Equação (3.59), obtém-se

$$V_{Ct} = \left[\frac{(1 + N_{31}K)}{(1 - N_{21}K)} + \frac{D}{1 - D} \right] V_{in}, \quad (3.60)$$

Figura 40 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa III.



Fonte: Próprio autor, 2024

A expressão da tensão sobre o capacitor C_o pode ser encontrada ao avaliar a malha C_p - C_t - D_o - C_o - C_{cl} , destacada na Figura 40, durante as etapas III e IV:

$$-V_{Cp} + V_{N1}^{((1-D)T_s)} + V_{lk}^{((1-D)T_s)} + V_{N3}^{((1-D)T_s)} - V_{Ct} + V_{Co} + V_{Ccl} = 0. \quad (3.61)$$

Isolando V_{Co} e substituindo as Equações (3.44), (3.46) e (3.50) na Equação (3.61), encontra-se:

$$V_{Co} = V_{Cp} + V_{Ct} - V_{Ccl} - (1 + N_{31}K)V_p^{((1-D)T_s)}. \quad (3.62)$$

E ao substituir as Equações (3.36), (3.56), (3.57) e (3.60) na Equação (3.62), obtém-se:

$$V_{Co} = \frac{(1 + N_{31}K)}{(1 - N_{21}K)}V_{in} + \frac{(1 + N_{31}K)D}{(1 - N_{21}K)(1 - D)}V_{in} = \frac{(1 + N_{31}K)}{(1 - N_{21}K)(1 - D)}V_{in}. \quad (3.63)$$

3.1.2.2 Ganho Estático

Em qualquer etapa de operação, a tensão de saída do conversor é dada pela soma das tensões sobre o capacitor de grampeamento C_{cl} e o capacitor de saída C_o :

$$V_o = V_{Ccl} + V_{Co}. \quad (3.64)$$

Substituindo as Equações (3.36) e (3.63), chega-se então à seguinte expressão, válida tanto para a operação no modo BRF quanto no modo ORF:

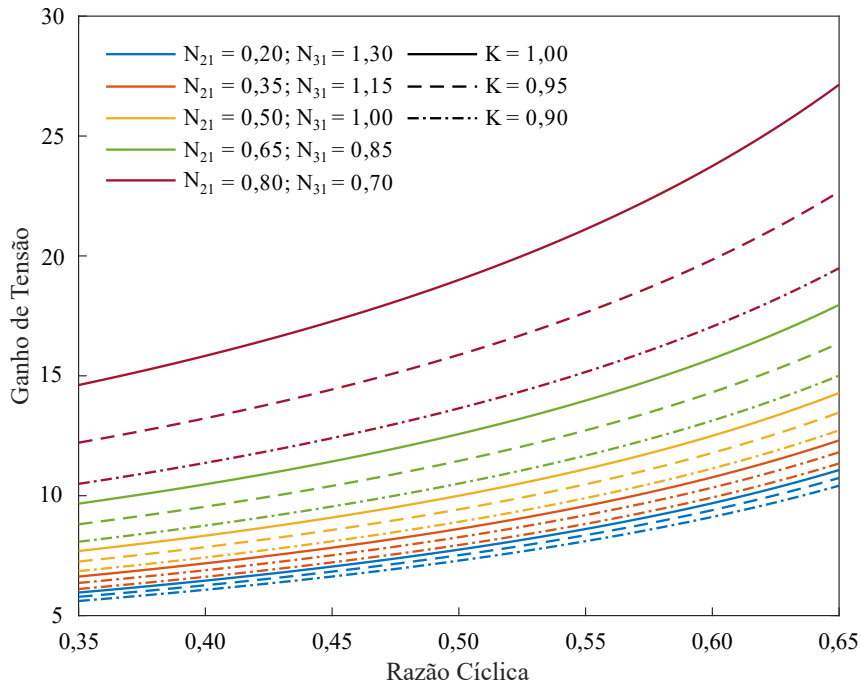
$$V_o = \frac{1}{(1 - D)}V_{in} + \frac{(1 + N_{31}K)}{(1 - N_{21}K)(1 - D)}V_{in}. \quad (3.65)$$

Dividindo ambos os membros da Equação (3.65) por V_{in} e somando os termos à direita, tem-se então

$$G_V = \frac{2 + (N_{31} - N_{21})K}{(1 - N_{21}K)(1 - D)}. \quad (3.66)$$

A Figura 41 mostra o ganho estático em função do ciclo de trabalho para diferentes combinações de N_{21} e N_{31} e fatores de acoplamento K . De forma a tornar equitativa a comparação entre os ganhos, a soma $N_{21} + N_{31}$ é mantida igual a 1,5 em todos os casos.

Figura 41 – Variação do ganho estático em função da razão cíclica para diferentes valores de relação de transformação e fator de acoplamento.



Pode ser observado a partir da Equação (3.66) e da Figura 41 que o fator subtrativo dos conversores de característica inversa está presente na expressão do ganho pois a medida que a relação de transformação N_{21} aproxima-se de 1, o ganho do conversor aumenta significativamente. N_{21} também está presente como subtrator no numerador da expressão, entretanto, este efeito é bem mais brando em comparação ao denominador. Caso deseje-se elevar o ganho estático ainda mais, é possível aumentar a relação de transformação N_{31} até atingir o valor desejado. Por outro lado, é necessário ser criterioso com o aumento da relação de transformação, uma vez que a diminuição do fator K tem efeito adverso sobre o ganho.

3.1.2.3 Esforços de Tensão nos Semicondutores

Assim como os capacitores, as expressões para os esforços de tensão sobre os semicondutores podem ser encontradas a partir da análise do circuito durante o intervalo em que o semicondutor em questão está bloqueado.

O esforço de tensão em S é calculado pela análise do circuito durante a etapa III. Nesta etapa, S está diretamente sujeita à tensão V_{Ccl} , de forma que:

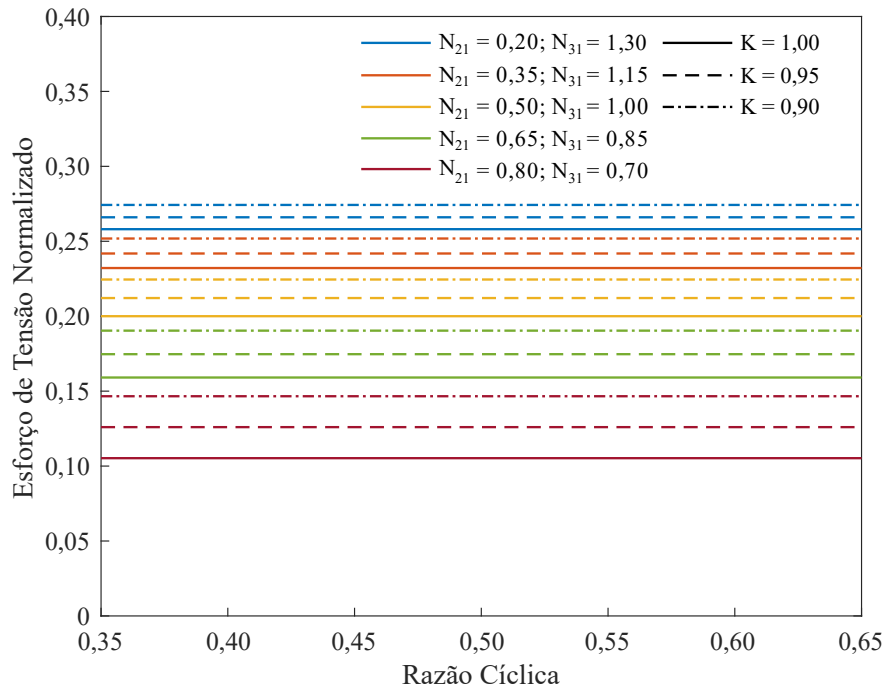
$$V_S = V_{Ccl} = \frac{1}{(1-D)} V_{in} = \frac{(1-N_{21}K)}{2+(N_{31}-N_{21})K} V_o. \quad (3.67)$$

Similarmente, durante DT_s , o diodo D_{cl} também está sujeito à tensão V_{Ccl} , logo:

$$V_{Dcl} = -V_{Ccl} = -\frac{1}{(1-D)} V_{in} = -\frac{(1-N_{21}K)}{2+(N_{31}-N_{21})K} V_o. \quad (3.68)$$

Os esforços de tensão no interruptor e no diodo D_{cl} normalizados pela tensão de saída são mostrados na Figura 42. Nota-se que os esforços de tensão nestes componentes não variam com a razão cíclica, estando sempre abaixo da tensão de saída. Também pode-se constatar que a tensão sobre estes componentes diminui à medida que o ganho aumenta e, consequentemente, é elevado à medida que o coeficiente K diminui.

Figura 42 – Variação do esforço de tensão normalizado pela tensão de saída em S e D_{cl} em função da razão cíclica para diferentes valores de relação de transformação e fator de acoplamento.



Fonte: Próprio autor, 2024

O diodo D_r está em paralelo a C_o durante a etapa III, de maneira que a tensão sobre o mesmo é dada por

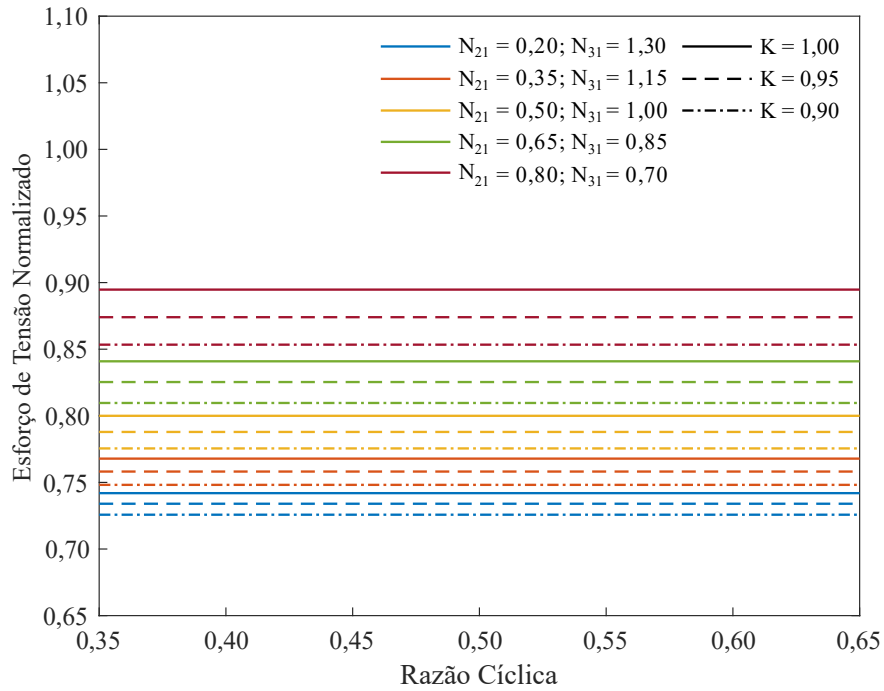
$$V_{Dr} = -V_{Co} = -\frac{(1 + N_{31}K)}{(1 - N_{21}K)(1 - D)}V_{in} = -\frac{1 + N_{31}K}{2 + (N_{31} - N_{21})K}V_o. \quad (3.69)$$

O mesmo ocorre com o diodo D_o durante a etapa I, logo o esforço de tensão deste componente é dado por:

$$V_{Do} = -V_{Co} = -\frac{(1 + N_{31}K)}{(1 - N_{21}K)(1 - D)}V_{in} = -\frac{1 + N_{31}K}{2 + (N_{31} - N_{21})K}V_o. \quad (3.70)$$

Os esforços de tensão normalizados pela tensão de saída nos diodos D_r e D_o podem ser vistos na Figura 43. Os esforços de tensão nestes componentes não são dependentes da razão cíclica, sendo sempre inferiores à tensão de saída. À medida que o ganho estático é elevado, constata-se que o valor da tensão de bloqueio destes diodos aproxima-se do valor da tensão de saída, enquanto a diminuição do coeficiente de acoplamento diminui a tensão sobre estes diodos.

Figura 43 – Variação do esforço de tensão normalizado pela tensão de saída em D_r e D_o em função da razão cíclica para diferentes valores de relação de transformação e fator de acoplamento.



3.1.3 Corrente Média nos Componentes do Conversor

Devido ao balanço ampere-segundo dos capacitores, a corrente média em um ciclo de comutação dos mesmos é nula em regime permanente. Utilizando-se desta propriedade, é possível tornar nula a corrente média em qualquer outro elemento que esteja em série com capacitores. A Figura 44 mostra o caminho percorrido pela corrente média que atravessa o conversor. Devido ao posicionamento dos capacitores em série com os enrolamentos do transformador, a corrente média nos enrolamentos e na indutância de magnetização são nulas. Assim:

$$\bar{I}_m = \bar{I}_{lk} = 0. \quad (3.71)$$

A corrente média nos diodos D_o , D_r e D_{cl} são iguais à corrente média de saída:

$$\bar{I}_{Do} = \bar{I}_{Dr} = \bar{I}_{Dcl} = \bar{I}_o. \quad (3.72)$$

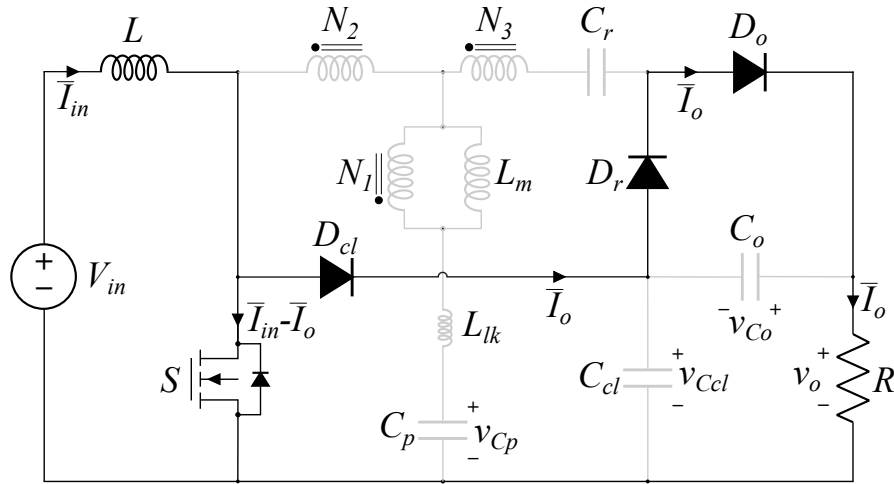
A corrente média de saída por sua vez pode ser expressa a partir da potência de saída do conversor P_o e da tensão média de saída V_o :

$$\bar{I}_o = \frac{P_o}{V_o}. \quad (3.73)$$

O indutor L_{in} está diretamente em série com a entrada, de forma que sua corrente média é a corrente média de entrada:

$$\bar{I}_{Lin} = \bar{I}_{in}. \quad (3.74)$$

Figura 44 – Circuito do conversor proposto: as malhas em destaque apresentam corrente média não nula.



Fonte: Próprio autor, 2024

A corrente de entrada pode ser relacionada à corrente de saída a partir do ganho estático. Desprezando as perdas do conversor, a relação

$$P_{in} = P_o \quad (3.75)$$

é válida. Portanto, manipulando a Equação (3.75), obtém-se

$$V_{in} \bar{I}_{in} = V_o \bar{I}_o. \quad (3.76)$$

Substituindo $V_o = G_V V_{in}$ e isolando $\bar{I}_{in}$, chega-se a

$$\bar{I}_{in} = \bar{I}_{Lin} = G_V \bar{I}_o. \quad (3.77)$$

Por fim, a corrente média no interruptor pode ser expressa a partir do uso da Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC) no nó que contém o anodo do diodo D_{cl} :

$$\bar{I}_S = \bar{I}_{Lin} - \bar{I}_{Dcl} = \bar{I}_{in} - \bar{I}_o. \quad (3.78)$$

Substituir a Equação (3.77) na Equação (3.78) resulta em

$$\bar{I}_S = (G_V - 1) \bar{I}_o. \quad (3.79)$$

3.1.4 Correntes nos Componentes do Conversor em Função do Tempo

A partir das correntes médias e esforços de tensão sobre os componentes do conversor é possível estabelecer o comportamento das correntes através destes componentes no tempo.

3.1.4.1 Indutor de Entrada (L_{in})

A ondulação da corrente no indutor de entrada pode ser descrita através da análise do circuito do conversor durante DT_s :

$$V_{Lin} = V_{in} = L_{in} \frac{d(i_{Lin})}{dt}. \quad (3.80)$$

Integrar ambos os membros da Equação (3.80) no intervalo de tempo correspondente a DT_s resulta em

$$V_{in}DT_s = L_{in}\Delta I_{Lin}, \quad (3.81)$$

em que ΔI_{Lin} é a variação pico a pico da corrente i_{Lin} . A ondulação de i_{Lin} é então dada por:

$$\frac{\Delta i_{Lin}}{2} = \frac{V_{in}DT_s}{2L_{in}}. \quad (3.82)$$

Logo, o valor máximo de corrente $\hat{I}_{Lin}$ é dado por

$$\hat{I}_{Lin} = \bar{I}_{Lin} + \frac{\Delta I_{Lin}}{2} = G_V \bar{I}_o + \frac{V_{in}DT_s}{2L_{in}} \quad (3.83)$$

e o valor mínimo de corrente $\check{I}_{Lin}$ é dado por

$$\check{I}_{Lin} = G_V \bar{I}_o - \frac{V_{in}DT_s}{2L_{in}} \quad (3.84)$$

A partir destas duas expressões torna-se possível calcular a expressão da corrente através do indutor de entrada em função do tempo. Durante DT_s , tem-se:

$$i_{Lin}^{I,II}(t) = \frac{\hat{I}_{Lin} - \check{I}_{Lin}}{DT_s}(t - t_0) + \check{I}_{Lin}. \quad (3.85)$$

no qual o termo sobreescrito indica as etapas de operação no qual a Equação é válida. Substituindo as Equações (3.83) e (3.84) na Equação (3.85), obtem-se

$$i_{Lin}^{I,II}(t) = \frac{V_{in}}{L_{in}} \left(t - t_0 - \frac{DT_s}{2} \right) + G_V \bar{I}_o. \quad (3.86)$$

Similarmente, durante $(1 - D)T_s$, tem-se a expressão

$$i_{Lin}^{III,IV,V,VI}(t) = \frac{\check{I}_{Lin} - \hat{I}_{Lin}}{(1 - D)T_s}(t - t_2) + \hat{I}_{Lin}, \quad (3.87)$$

que pode ser reescrita como

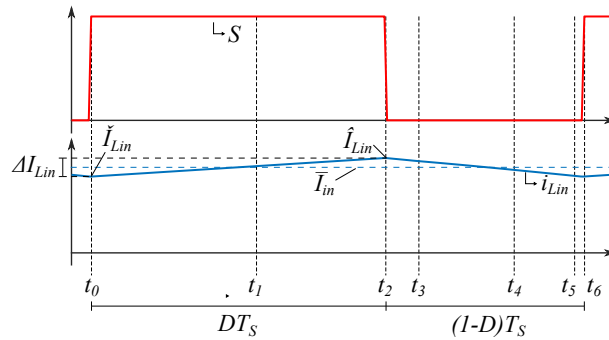
$$i_{Lin}^{III,IV,V,VI}(t) = -\frac{D}{(1 - D)} \frac{V_{in}}{L_{in}} \left[t - t_2 - \frac{(1 - D)T_s}{2} \right] + G_V \bar{I}_o. \quad (3.88)$$

De forma sucinta, i_{Lin} pode ser descrita em função do tempo como:

$$i_{Lin}(t) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{L_{in}} \left(t - t_0 - \frac{DT_s}{2} \right) + \bar{I}_{in} & t_0 \leq t \leq t_2; \\ -\frac{D}{(1-D)} \frac{V_{in}}{L_{in}} \left[t - t_2 - \frac{(1-D)T_s}{2} \right] + \bar{I}_{in} & t_2 < t \leq t_6. \end{cases} \quad (3.89)$$

A forma de onda da corrente i_{Lin} pode ser vista na Figura 45. A corrente i_{Lin} não apresenta componente senoidal, de forma que apresenta o mesmo comportamento em operação BRF ou ORF.

Figura 45 – Forma de onda da corrente no indutor de entrada para a operação com transformador abaixador no MCC.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.1.4.2 Indutância de Magnetização (L_m)

O mesmo procedimento pode ser adotado para descobrir a ondulação e o valor de pico da corrente que atravessa a indutância de magnetização do transformador. Utilizando as Equações (3.43) e (3.55), obtem-se a tensão sobre L_m durante DT_s :

$$V_m = \frac{K}{(1 - N_{21}K)} V_{in} = L_m \frac{d(i_m)}{dt}. \quad (3.90)$$

Integrando ambos os membros da Equação (3.90) em para o intervalo de tempo DT_s e isolando a ondulação da corrente, chega-se em

$$\frac{\Delta i_m}{2} = \frac{K}{(1 - N_{21}K)} \frac{V_{in} DT_s}{2L_m}. \quad (3.91)$$

Como $\bar{I}_m = 0$, o valor máximo da corrente de magnetização é igual ao valor da ondulação da corrente

$$\hat{I}_m = \frac{\Delta i_m}{2}, \quad (3.92)$$

enquanto o valor mínimo desta corrente tem mesmo módulo mas sinal inverso

$$\check{I}_m = -\frac{\Delta i_m}{2}. \quad (3.93)$$

Assim, durante DT_s a equação da corrente de magnetização no tempo é dada por:tor

$$i_m^{I,II}(t) = \frac{\hat{I}_m - \check{I}_m}{DT_s} (t - t_0) + \check{I}_m, \quad (3.94)$$

que ao substituir as Equações (3.92) e (3.93), torna-se

$$i_m^{I,II}(t) = \frac{K}{(1 - N_{21}K)} \frac{V_{in}}{L_m} \left(t - t_0 - \frac{DT_s}{2} \right). \quad (3.95)$$

Analogamente, em $(1 - D)T_s$ tem-se

$$i_m^{III,IV,V,VI}(t) = \frac{\check{I}_m - \hat{I}_m}{(1 - D)T_s} (tt_2) + \hat{I}_m, \quad (3.96)$$

que pode ser reescrita como

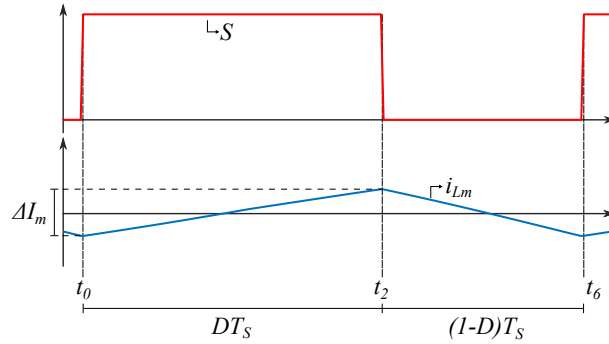
$$i_m^{III,IV,V,VI}(t) = -\frac{KD}{(1-N_{21}K)(1-D)} \frac{V_{in}}{L_m} \left[t - t_2 - \frac{(1-D)T_s}{2} \right]. \quad (3.97)$$

Organizando as equações desenvolvidas, chega-se em

$$i_m(t) = \begin{cases} \frac{K}{(1-N_{21}K)} \frac{V_{in}}{L_m} \left(t - t_0 - \frac{DT_s}{2} \right) & t_0 \leq t \leq t_2 \\ -\frac{KD}{(1-N_{21}K)(1-D)} \frac{V_{in}}{L_m} \left[t - t_2 - \frac{(1-D)T_s}{2} \right] & t_2 < t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.98)$$

Assim como no indutor de entrada, a indutância de magnetização não apresenta componente senoidal em sua corrente, de forma que a Equação (3.98) é válida para operação no modo BRF e no modo ORF. A forma de onda da corrente i_m pode ser vista na Figura 46

Figura 46 – Forma de onda da corrente na indutância de magnetização para a operação com transformador abaixador do transformador no MCC.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.1.4.3 Diodo Retificador (D_r)

A corrente que atravessa o diodo D_r é constituída por uma onda puramente senoidal de frequência ω_I igual à frequência de ressonância do circuito durante a etapa I. Esta corrente pode então ser descrita em função do tempo durante a etapa I como

$$i_{Dr}(t) = \hat{I}_{Dr} \text{sen}(\omega_I(t - t_0)). \quad (3.99)$$

Quando o conversor opera no modo BRF, a etapa I tem duração igual à metade do período da ressonância, de forma que o instante t_1 é dado por:

$$t_1 = \frac{\pi}{\omega_I} + t_0, \quad (3.100)$$

enquanto no modo de operação ORF a duração desta etapa é igual a:

$$t_1 = DT_s + t_0, \quad (3.101)$$

Portanto, a corrente média através de D_r calculada é como

$$\bar{I}_{Dr} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} \hat{I}_{Dr} \text{sen}(\omega_I(t - t_0)) dt = \frac{1}{\omega_I T_s} \int_0^\alpha \hat{I}_{Dr} \text{sen}(\theta) d\theta, \quad (3.102)$$

em que $\alpha = \omega_I(t_1 - t_0)$ é o ângulo da onda senoidal no instante t_1 . Resolver o membro direito da Equação (3.102) e substituir a Equação (3.72) resulta em

$$\bar{I}_{Dr} = \frac{(1 - \cos(\alpha))\hat{I}_{Dr}}{\omega_I T_s} = \bar{I}_o. \quad (3.103)$$

O valor de pico da corrente através de D_r é então dado pela expressão:

$$\hat{I}_{Dr} = \frac{\omega_I T_s \bar{I}_o}{(1 - \cos(\alpha))}. \quad (3.104)$$

No modo BRF, tem-se $\alpha = \pi$, de forma que a Equação (3.105) torna-se

$$\hat{I}_{Dr} = \frac{\omega_I T_s \bar{I}_o}{(1 - \cos(\pi))} = \frac{\omega_I T_s \bar{I}_o}{2} \quad (3.105)$$

enquanto que no modo ORF, $\alpha = \omega_I DT_s$, resultando em:

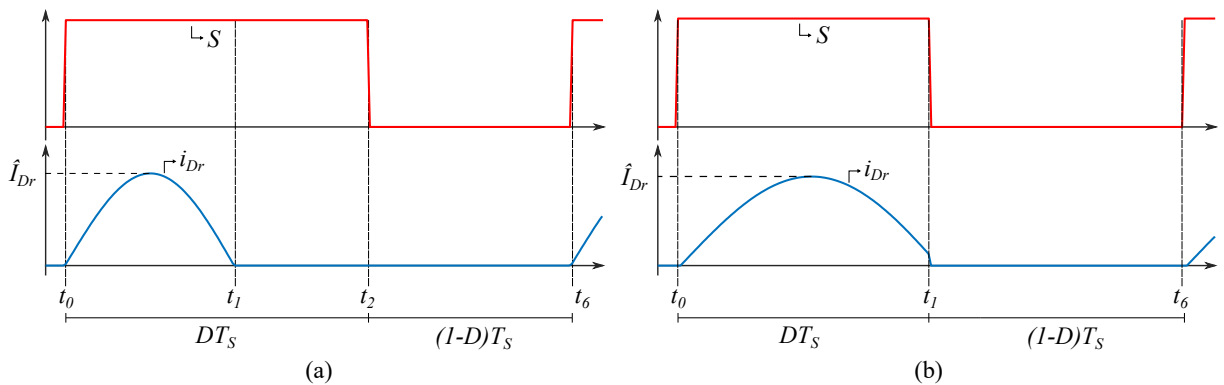
$$\hat{I}_{Dr} = \frac{\omega_I T_s \bar{I}_o}{(1 - \cos(\alpha))} = \frac{\omega_I T_s \bar{I}_o}{(1 - \cos(\omega_I DT_s))}. \quad (3.106)$$

O comportamento de i_{Dr} no tempo para operação pode ser então descrito como

$$i_{Dr}(t) = \begin{cases} \hat{I}_{Dr} \sin(\omega_I(t - t_0)) & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 < t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.107)$$

sendo $\hat{I}_{Dr}$ definido pela Equação (3.105) para operação no modo BRF ou pela Equação (3.106) para operação no modo ORF. As formas de onda de corrente no diodo D_r para ambos os modos de operação estão ilustradas na Figura 47.

Figura 47 – Formas de onda da corrente no diodo D_r para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.1.4.4 Interruptor (S)

Aplicando a LKC no nó que contém o dreno de S durante o intervalo DT_s , tem-se que a corrente através do interruptor durante este intervalo é dada por:

$$i_S^{I,II}(t) = i_{Lin}^{I,II}(t) + i_{N2}^{I,II}(t), \quad (3.108)$$

Porém, a corrente que atravessa os enrolamentos do transformador obedece a relação

$$N_1(i_{lk}(t) - i_m(t)) = N_2 i_{N2}(t) + N_3 i_{N3}(t), \quad (3.109)$$

válida em qualquer instante de tempo para circuitos magnéticos de relutância desprezível. Durante a etapa I, a corrente no enrolamento terciário é idêntica a i_{Dr} :

$$i_{N3}^I(t) = i_{Dr}^I(t). \quad (3.110)$$

Aplicando a LKC no nó que une os três enrolamentos durante a etapa I, tem-se que, em qualquer etapa de operação

$$i_{lk}(t) = i_{N2}(t) - i_{N3}(t). \quad (3.111)$$

Substituindo as Equações (3.110) e (3.111) na Equação (3.109), encontra-se

$$N_1(i_{N2}^I(t) - i_{Dr}^I(t) - i_m^{I,II}(t)) = N_2 i_{N2}^I(t) + N_3 i_{N3}^I(t). \quad (3.112)$$

Dividindo os dois membros da Equação (3.112) por N_1 e isolando i_{N2} , obtém-se

$$i_{N2}^I = \frac{1}{1 - N_{21}} i_m^{I,II}(t) + \frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}} i_{Dr}^I(t). \quad (3.113)$$

No modo BRF, a Equação (3.113) continua válida durante a etapa II, entretanto a corrente $i_{Dr}^{II}(t)$ é nula durante esta etapa, de forma que é possível simplificar a expressão da corrente durante a etapa II para

$$i_{N2}^{II}(t) = \frac{1}{1 - N_{21}} i_m^{I,II}(t). \quad (3.114)$$

Substituindo as Equações (3.113) e (3.114) na Equação (3.108), pode-se descrever $i_S(t)$ como:

$$i_S(t) = \begin{cases} i_{Lin}(t) + \frac{1}{1 - N_{21}} i_m(t) + \frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}} i_{Dr}(t) & t_0 \leq t \leq t_1; \\ i_{Lin}(t) + \frac{1}{1 - N_{21}} i_m(t) & t_1 < t \leq t_2; \\ 0 & t_2 < t \leq t_6. \end{cases} \quad (3.115)$$

As formas de onda da corrente no interruptor são exibidas na Figura 48.

3.1.4.5 Diodo de Saída (D_o)

Durante a etapa III, i_{Do} vai de 0 ao valor de pico $\hat{I}_{Do}$, que ocorre no instante t_3 :

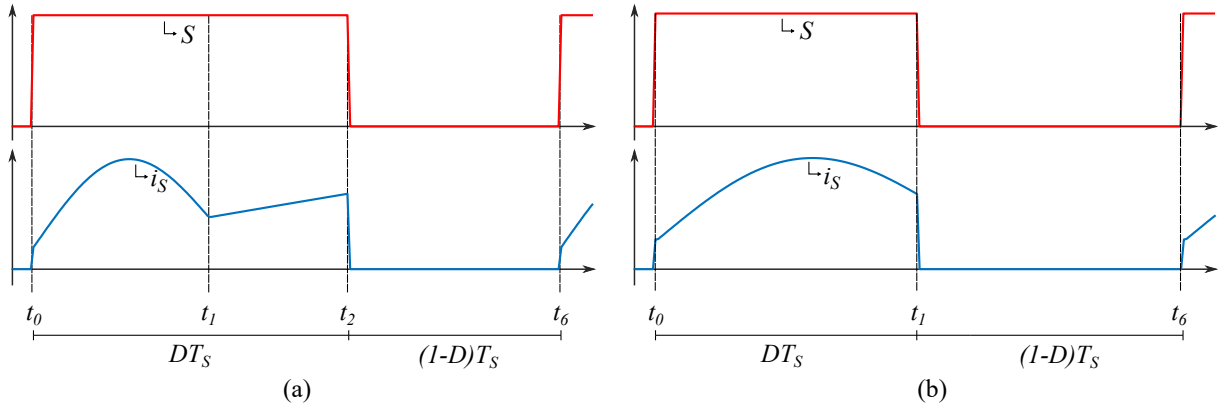
$$i_{Do}^{III} = \frac{\hat{I}_{Do}}{\Delta t_3} (t - t_2), \quad (3.116)$$

no qual $\Delta t_3 = t_3 - t_2$ representa a duração da etapa III.

A expressão para $\hat{I}_{Do}$ pode ser obtida a partir da análise do circuito do conversor durante a etapa IV. Durante esta etapa:

$$i_{Do}^{III,IV}(t) = -i_{N3}^{III,IV}(t), \quad (3.117)$$

Figura 48 – Formas de onda da corrente no interruptor para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

como pode ser visto a partir das Figuras 31 e 32. Por sua vez, a corrente no enrolamento secundário durante a etapa IV pode ser definida como:

$$i_{N2}^{IV}(t) = -i_{Lin}^{III,IV}(t). \quad (3.118)$$

Utilizando as Equações (3.109) e (3.111), encontra-se para a etapa IV:

$$i_{Do}^{III,IV}(t) = \frac{1}{(1 + N_{31})} i_m^{III,IV}(t) + \frac{(1 - N_{21})}{(1 + N_{31})} i_{Lin}^{III,IV}(t), \quad (3.119)$$

A expressão para $\hat{I}_{Do}$ pode ser então encontrada ao utilizar a Equação (3.119) para $t = t_3$, resultando em:

$$\hat{I}_{Do} = \frac{1}{(1 + N_{31})} i_m^{III,IV}(t_3) + \frac{(1 - N_{21})}{(1 + N_{31})} i_{Lin}^{III,IV}(t_3). \quad (3.120)$$

As Equações (3.116), (3.119) e (3.120) são válidas para ambos os modos de operação.

Durante a etapa V, a corrente em D_o pode ser aproximada como uma senoide que inicia com valor máximo $i_{Do}^{IV}(t_4)$ até zero. Assim:

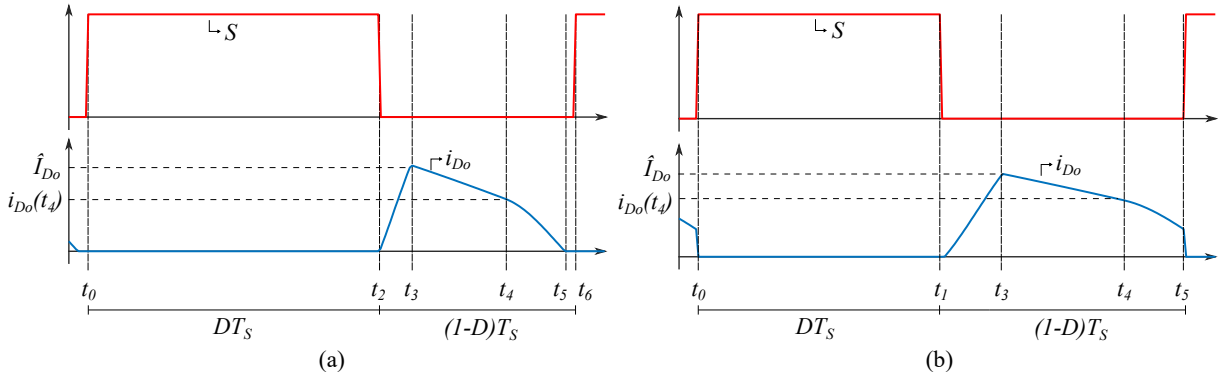
$$i_{Do}^V(t) = i_{Do}^{IV}(t_4) \cos(\omega_V(t - t_4)), \quad (3.121)$$

A corrente $i_{Do}(t)$ pode então ser descrita durante todo o ciclo de comutação como:

$$i_{Do}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 < t \leq t_2; \\ \frac{\hat{I}_{Do}}{\Delta t_3}(t - t_2) & t_2 < t \leq t_3; \\ \frac{1}{(1+N_{31})} i_m(t) + \frac{(1-N_{21})}{(1+N_{31})} i_{Lin}(t) & t_3 < t \leq t_4; \\ i_{Do}(t_4) \cos(\omega_V(t - t_4)) & t_4 < t \leq t_5; \\ 0 & t_5 < t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.122)$$

As formas de onda da corrente no diodo D_o podem ser vistas na Figura 49.

Figura 49 – Formas de onda da corrente no diodo D_o para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

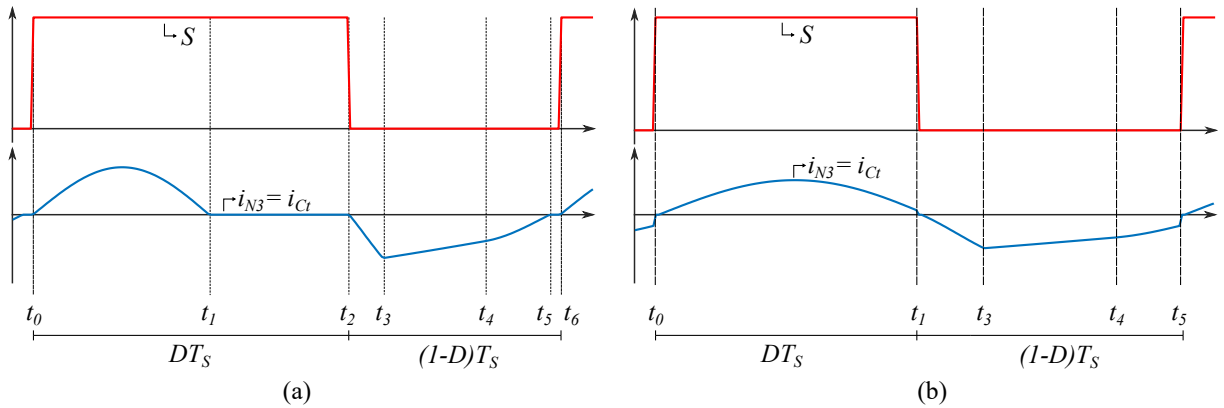
3.1.4.6 Enrolamento Terciário (N_3) e Capacitor do Enrolamento Terciário (C_t)

O capacitor C_t está diretamente em série com o enrolamento terciário, com i_{N3} apresentando o mesmo sentido de i_{Ct} . Em qualquer instante de tempo, $i_{N3}(t) = i_{Dr}(t) - i_{Do}(t)$, de forma que utilizando as Equações (3.107) e (3.122) tem-se:

$$i_{N3}(t) = i_{Ct}(t) = \begin{cases} i_{Dr}(t) & t_0 < t \leq t_1 \\ 0 & t_1 < t \leq t_2 \\ -\frac{\hat{I}_{Do}}{\Delta t_3}(t - t_2) & t_2 < t \leq t_3; \\ -\frac{1}{(1+N_{31})}i_m(t) - \frac{(1-N_{21})}{(1+N_{31})}i_{Lin}(t) & t_3 < t \leq t_4; \\ -i_{Do}(t_4)\cos(\omega_V(t - t_4)) & t_4 < t \leq t_5 \\ 0 & t_5 < t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.123)$$

A Figura 50 mostra as formas de onda das correntes no enrolamento terciário e no capacitor C_t .

Figura 50 – Formas de onda da corrente no enrolamento terciário e no capacitor C_t para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.1.4.7 Enrolamento Secundário do Transformador (N_2)

A partir das Equações (3.109) e (3.111), é possível determinar que em qualquer etapa, para ambos os modos de operação:

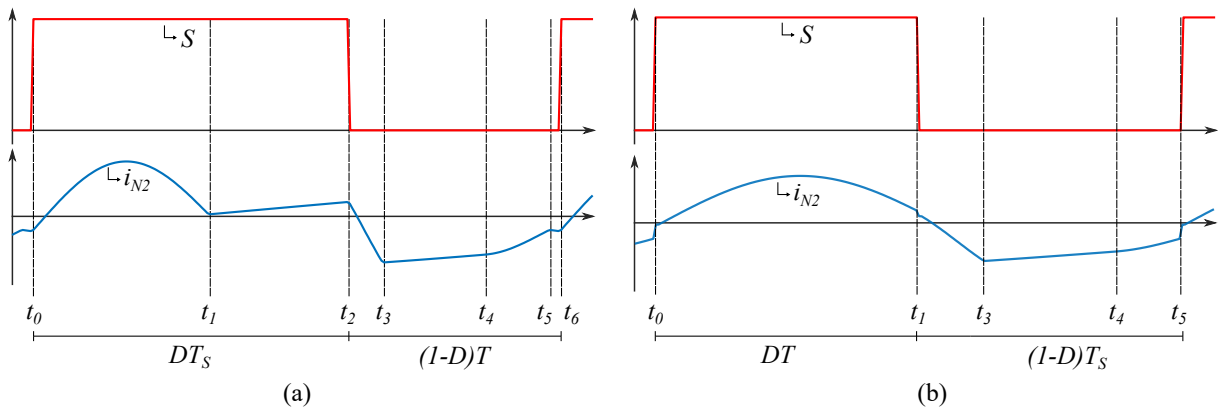
$$i_{N2}(t) = \frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}} i_{N3}(t) + \frac{1}{1 - N_{21}} i_m(t). \quad (3.124)$$

A corrente no enrolamento secundário do transformador pode ser então descrita como:

$$i_{N2}(t) = \begin{cases} \left(\frac{1+N_{31}}{1-N_{21}} \right) i_{Dr}(t) + \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & t_0 < t \leq t_1; \\ \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & t_1 < t \leq t_2; \\ - \left(\frac{1+N_{31}}{1-N_{21}} \right) \frac{\hat{I}_{Do}}{\Delta t_3} (t - t_2) + \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & t_2 < t \leq t_3; \\ -i_{Lin}(t) & t_3 < t \leq t_4; \\ - \left(\frac{1+N_{31}}{1-N_{21}} \right) i_{Do}(t_4) \cos(\omega_V(t - t_4)) + \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & t_4 < t \leq t_5; \\ \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & t_5 < t \leq t_6, \end{cases} \quad (3.125)$$

As formas de onda da corrente no enrolamento secundário é mostrada na Figura 51.

Figura 51 – Formas de onda da corrente no enrolamento secundário para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.1.4.8 Indutância de Dispersão (L_{lk}) e Capacitor do Enrolamento Primário (C_p)

A indutância L_{lk} e o capacitor C_p estão em série, mas apresentam correntes em sentidos opostos. De forma similar ao enrolamento secundário, a corrente na indutância de dispersão pode ser descrita em qualquer etapa de operação para os modos de operação BRF e ORF a partir das Equações (3.109) e (3.111), resultando em:

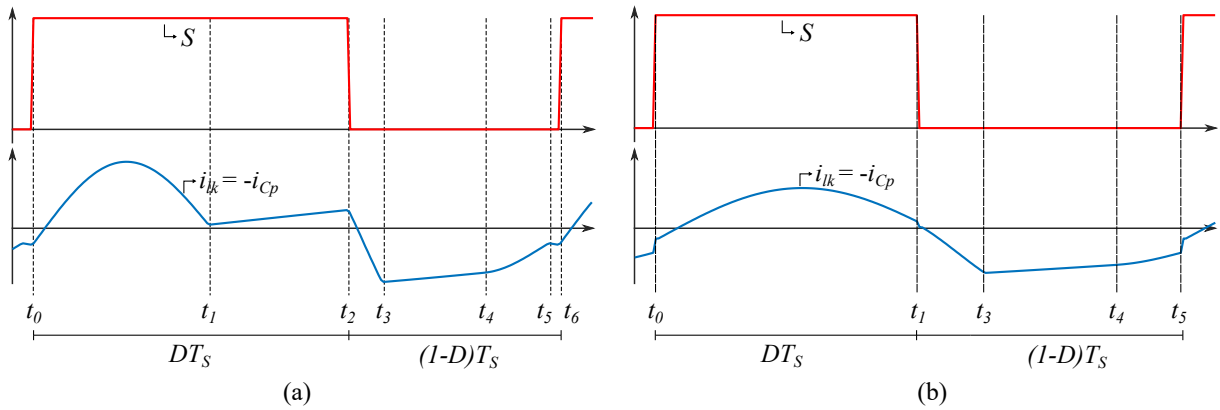
$$i_{lk}(t) = \frac{N_{21} + N_{31}}{1 - N_{21}} i_{N3}(t) + \frac{1}{1 - N_{21}} i_m(t). \quad (3.126)$$

Assim, pode-se descrever o comportamento das correntes $i_{lk}(t)$ e $i_{Cp}(t)$ no modo como:

$$i_{lk}(t) = -i_{Cp}(t) = \begin{cases} \frac{N_{21}+N_{31}}{1-N_{21}} i_{Dr}(t) + \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & 0 < t \leq t_1; \\ \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & t_1 < t \leq t_2; \\ -\left(\frac{N_{21}+N_{31}}{1-N_{21}}\right) \frac{\hat{I}_{Do}}{\Delta t_3} (t - t_2) + \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & t_2 < t \leq t_3; \\ -\frac{(N_{21}+N_{31})}{(1+N_{31})} i_{Lin}(t) + \frac{1}{1+N_{31}} i_m(t) & t_3 < t \leq t_4; \\ -\left(\frac{N_{21}+N_{31}}{1-N_{21}}\right) i_{Do}(t_4) \cos(\omega_V(t - t_4)) + \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & t_4 < t \leq t_5; \\ \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & t_5 < t \leq t_6; \end{cases} \quad (3.127)$$

A Figura 52 ilustra as formas de onda das correntes na indutância de dispersão do transformador e no capacitor C_p .

Figura 52 – Formas de onda das correntes na indutância de dispersão do transformador e no capacitor C_p para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.1.4.9 Diodo de Grampeamento (D_{cl})

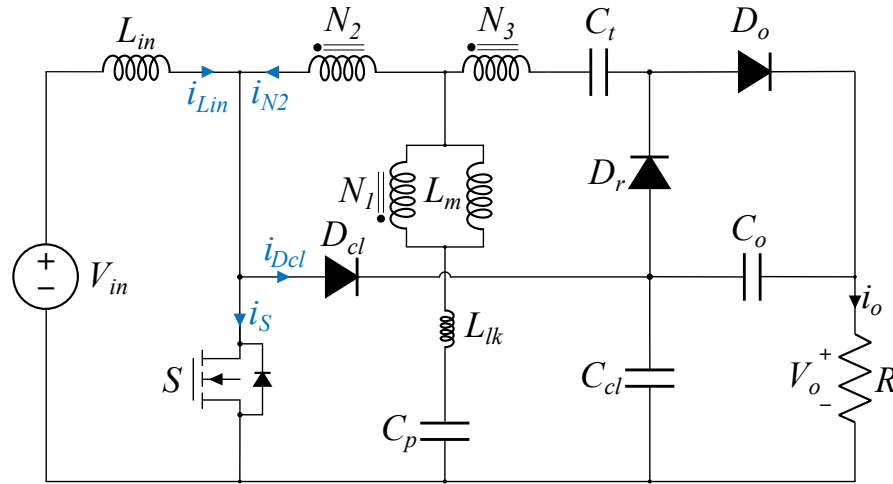
A corrente no diodo de grampeamento pode ser determinada a partir da análise do nó que une L_{in} , N_2 , S e D_{cl} , destacado no diagrama da Figura 3.128, como:

$$i_{Dcl}(t) = i_{Lin}(t) + i_{N2}(t) - i_S(t), \quad (3.128)$$

em qualquer etapa de operação. Utilizando as Equações (3.89), (3.125) e (3.115), encontra-se:

$$i_{Dcl}(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t \leq t_2; \\ -\left(\frac{1+N_{31}}{1-N_{21}}\right) \frac{\hat{I}_{Do}}{\Delta t_3} (t - t_2) + i_{Lin}(t) + \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & t_2 < t \leq t_3; \\ 0 & t_3 < t \leq t_4; \\ -\left(\frac{1+N_{31}}{1-N_{21}}\right) i_{Do}(t_4) \cos(\omega_V(t - t_4)) + i_{Lin}(t) + \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & t_4 < t \leq t_5; \\ i_{Lin}(t) + \frac{1}{1-N_{21}} i_m(t) & t_5 < t \leq t_6, \end{cases} \quad (3.129)$$

Figura 53 – Circuito equivalente do conversor proposto evidenciando as correntes utilizadas na Equação (3.128).



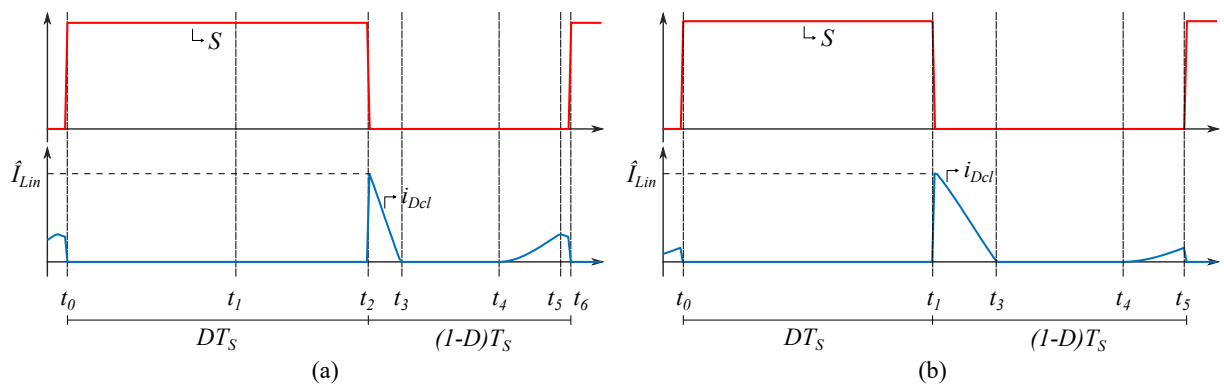
Fonte: Próprio autor, 2024

O valor de pico da corrente no diodo de grampeamento $\hat{I}_{Dcl}$ pode ser encontrada ao fazer $t = t_2$ nas Equações (3.129), resultando em:

$$\hat{I}_{Dcl} = i_{Lin}(t_2) + \frac{1}{1 - N_{21}} i_m(t_2) = \hat{I}_{Lin} + \hat{I}_m, \quad (3.130)$$

para ambos os modos de operação. A Figura 54 mostra as formas de onda da corrente no diodo D_{cl} .

Figura 54 – Formas de onda das correntes no diodo D_{cl} para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.1.4.10 Capacitor de Saída (C_o)

Aplicando a LKC no nó que contém o catodo do diodo D_o e assumindo que há baixa ondulação na tensão de saída, tem-se

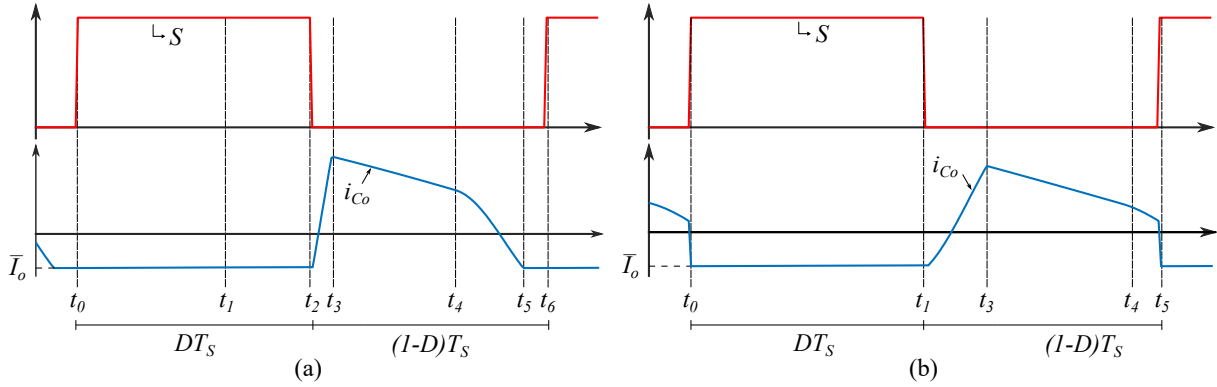
$$i_{Co}(t) = i_{Do}(t) - \bar{I}_o, \quad (3.131)$$

de maneira que i_{Co} pode ser descrito durante todo o período T_s por:

$$i_{Co}(t) = \begin{cases} -\bar{I}_o & t_0 < t \leq t_2; \\ \frac{\hat{I}_{Do}}{\Delta t_3}(t - t_2) - \bar{I}_o & t_2 < t \leq t_3; \\ \frac{1}{(1+N_{31})}i_m(t) + \frac{(1-N_{21})}{(1+N_{31})}i_{Lin}(t) - \bar{I}_o & t_3 < t \leq t_4; \\ i_{Do}(t_4)\cos(\omega_V(t - t_4)) - \bar{I}_o & t_4 < t \leq t_5; \\ -\bar{I}_o & t_5 < t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.132)$$

A Figura 55 mostra as formas de onda da corrente i_{Co} .

Figura 55 – Formas de onda das correntes no diodo C_o para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.1.4.11 Capacitor de Grampeamento (C_{cl})

Semelhantemente ao caso anterior, ao aplicar a LKC no nó que contém o catodo do diodo D_{cl} , chega-se a

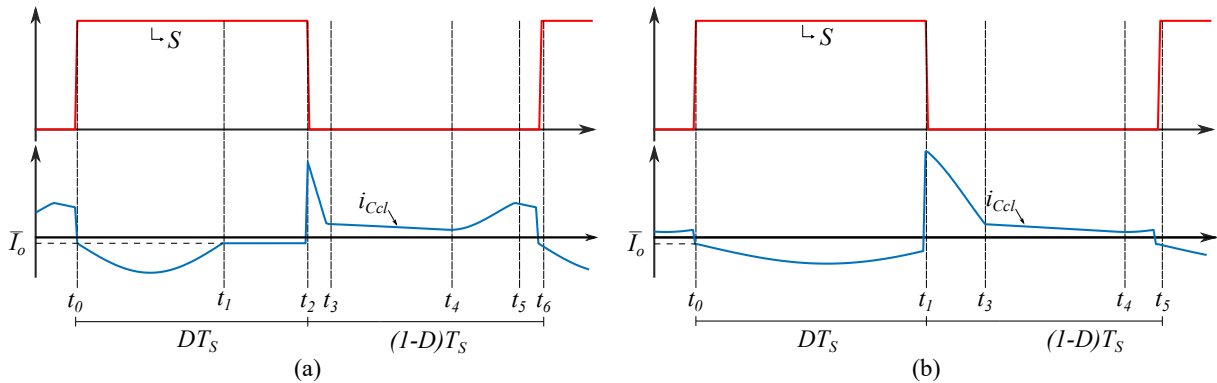
$$i_{Ccl}(t) = i_{Dcl}(t) + i_{Co}(t) - i_{Dr}(t) = i_{Dcl}(t) + i_{Do}(t) - i_{Dr}(t) - \bar{I}_o, \quad (3.133)$$

de forma que $i_{Ccl}(t)$ pode ser descrita como:

$$i_{Ccl}(t) = \begin{cases} -i_{Dr}(t) - \bar{I}_o & t_0 < t \leq t_1; \\ -\bar{I}_o & t_1 < t \leq t_2; \\ -\left(\frac{N_{21}+N_{31}}{1-N_{21}}\right)\frac{\hat{I}_{Do}}{\Delta t_3}(t - t_2) + i_{Lin}(t) + \frac{1}{1-N_{21}}i_m(t) - \bar{I}_o & t_2 < t \leq t_3; \\ \frac{1}{(1+N_{31})}i_m(t) + \frac{(1-N_{21})}{(1+N_{31})}i_{Lin}(t) - \bar{I}_o & t_3 < t \leq t_4; \\ -\left(\frac{N_{21}+N_{31}}{1-N_{21}}\right)i_{Do}(t_4)\cos(\omega_V(t - t_4)) + i_{Lin}(t) + \frac{1}{1-N_{21}}i_m(t) - \bar{I}_o & t_4 < t \leq t_5; \\ i_{Lin}(t) + \frac{1}{1-N_{21}}i_m(t) - \bar{I}_o & t_5 < t \leq t_6, \end{cases} \quad (3.134)$$

As formas de onda das correntes no capacitor C_{cl} são mostradas na Figura 56.

Figura 56 – Formas de onda da corrente no capacitor C_{cl} para a operação com transformador abaixador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

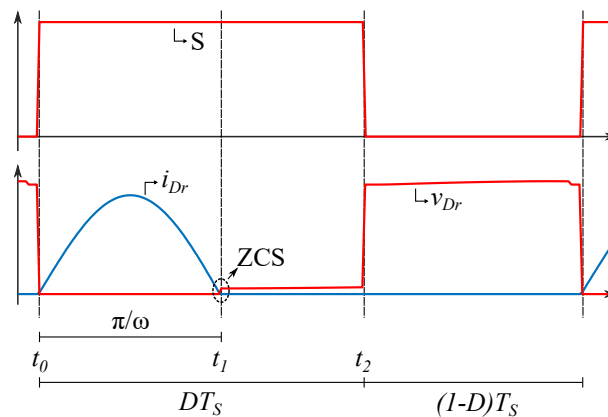
3.1.5 Condições para Comutação Suave dos Diodos

Nesta seção são estabelecidas as condições de operação do conversor nas quais ocorre comutação suave em cada diodo. Para simplificação das análises realizadas, C_{cl} , C_o , L_{in} , L_m e R são desconsiderados, pois não impactam significativamente a componente ressonante das correntes.

3.1.5.1 Diodo Retificador

Na Seção 3.1.1.1 é estabelecido que o diodo D_r é comutado com ZCS, devido ao fenômeno da ressonância que ocorre na corrente i_{Dr} , como pode ser observado a partir da forma de onda desta corrente, mostrada na Figura 57. O cálculo da frequência de ressonância ω_I pode ser feito ao analisar o circuito equivalente do conversor durante a etapa I e calculando a impedância equivalente de Thévenin observada a partir dos terminais de D_r . A partir da impedância de Thévenin, é possível separá-la em uma componente puramente indutiva, que corresponde à indutância equivalente do circuito L_{eq} e uma componente puramente capacitiva, correspondente à capacitância equivalente C_{eq} . A frequência angular de ressonância ω_I é então dada por

Figura 57 – Formas de onda em D_r evidenciando a operação com ZCS.



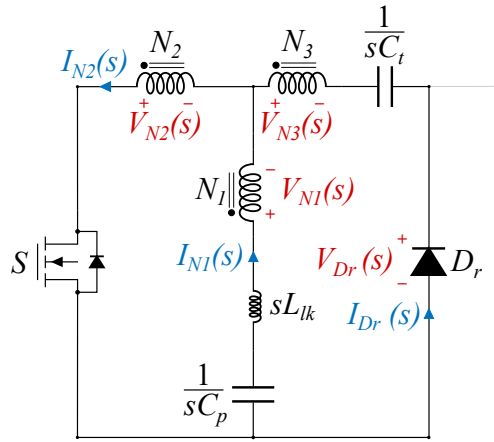
Fonte: Próprio autor, 2024

$$\omega_I = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}}. \quad (3.135)$$

A Figura 58 mostra o circuito equivalente do conversor durante a etapa I no domínio da frequência utilizando a transformada de Laplace. A impedância de Thévenin $Z_{th}(s)$ vista dos terminais do diodo D_r pode ser calculada como

$$Z_{th}(s) = \frac{V_{Dr}(s)}{I_{Dr}(s)}. \quad (3.136)$$

Figura 58 – Circuito equivalente do conversor durante a etapa I no domínio da frequência.



Fonte: Próprio autor, 2024

A partir da aplicação da Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC) no nó que une os três enrolamentos do transformador, tem-se que

$$I_{N2}(s) = I_{N1}(s) + I_{Dr}(s). \quad (3.137)$$

Assumindo que o circuito magnético do transformador tem relutância desprezível, a seguinte expressão também é válida:

$$N_1 I_{N1}(s) = N_2 I_{N2}(s) + N_3 I_{Dr}(s). \quad (3.138)$$

Substituindo (3.137) em (3.138) e dividindo ambos os membros da equação por N_1 resulta em:

$$I_{N1}(s) = \frac{N_{21} + N_{31}}{1 - N_{21}} I_{Dr}(s), \quad (3.139)$$

e

$$I_{N2}(s) = \frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}} I_{Dr}(s). \quad (3.140)$$

Aplicando a Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) na malha que envolve N_2 e N_3 , tem-se:

$$V_{Dr}(s) = -(N_{21} + N_{31})V_{N1}(s) + \frac{1}{sC_t} I_{Dr}(s). \quad (3.141)$$

Na malha que envolve N_1 e N_2 , encontra-se a seguinte expressão ao aplicar a LKT:

$$(1 - N_{21})V_{N1}(s) = - \left(sL_{lk} + \frac{1}{sC_p} \right) I_{N1}(s). \quad (3.142)$$

Ao substituir a Equação (3.139) na Equação (3.142), obtem-se:

$$V_{N1}(s) = - \left[\left(sL_{lk} + \frac{1}{sC_p} \right) \frac{(N_{21} + N_{31})}{(1 - N_{21})^2} \right] I_{Dr}(s). \quad (3.143)$$

Substituindo a Equação (3.143) na Equação (3.141) e agrupando os termos que multiplicam s e $\frac{1}{s}$ entre si, tem-se

$$\frac{V_{Dr}(s)}{I_{Dr}(s)} = Z_{th}(s) = s \left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 - N_{21}} \right)^2 L_{lk} + \frac{1}{s} \left[\left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 - N_{21}} \right)^2 \frac{1}{C_p} + \frac{1}{C_t} \right]. \quad (3.144)$$

Separando os termos indutivos e capacitivos, tem-se então:

$$L_{eq} = \left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 - N_{21}} \right)^2 L_{lk}, \quad (3.145)$$

$$C_{eq} = \frac{1}{\left(\left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 - N_{21}} \right)^2 \frac{1}{C_p} + \frac{1}{C_t} \right)}. \quad (3.146)$$

Para que haja operação com ZCS em D_r , é necessário que S seja aberta após metade do período de ressonância, ou seja $DT_s \geq \frac{\pi}{\omega_I}$. Essa relação pode ser vista na Figura 57, em que, de acordo com as Equações (3.135), (3.145) e (3.146), tem-se:

$$\omega_I = \sqrt{\frac{1}{L_{lk}} \left[\frac{1}{C_p} + \left(\frac{1 - N_{21}}{N_{21} + N_{31}} \right)^2 \frac{1}{C_t} \right]} \quad (3.147)$$

e

$$D \geq \frac{\pi}{\omega_I T_s} \quad (3.148)$$

A partir da Equação (3.135), percebe-se que a frequência de ressonância aumenta a medida que L_{lk} , C_p e C_t diminuem e vice-versa. Uma vez que dificilmente consegue-se controle exato sobre o valor da indutância de dispersão ao construir um transformador, é preferível adequar o valor das capacitâncias dos capacitores C_p e C_t para conseguir uma frequência de ressonância que permita operação no modo BRF.

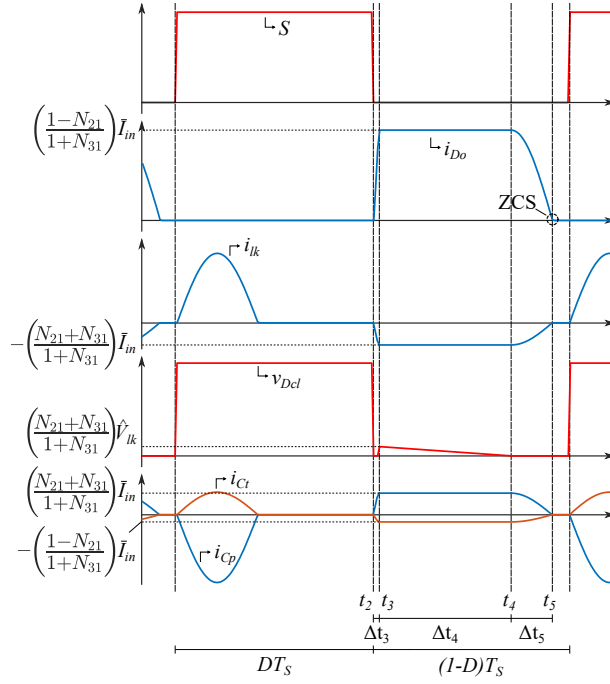
3.1.5.2 Diodo de Saída

A operação com ZCS no diodo D_o ocorre apenas no modo de operação BRF. É necessário que a corrente i_{D_o} decaia a zero em $t = t_5$ antes que o interruptor seja acionado novamente em $t = T_s$, como ilustrado na Figura 59.

Assim, tem-se:

$$\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 \leq (1 - D)T_s, \quad (3.149)$$

Figura 59 – Formas de onda evidenciando a operação com ZCS em D_o .



Fonte: Próprio autor, 2024

em que Δt_3 , Δt_4 e Δt_5 são, respectivamente, as durações das etapas III, IV e V. Em particular, Δt_5 tem duração igual a um quarto do período da onda ressonante da etapa V no modo de operação BRF, iniciando durante o pico e encerrando com valor nulo. Dessa forma, tem-se:

$$\Delta t_5 = \frac{\pi}{2\omega_V}, \quad (3.150)$$

A partir das considerações realizadas no começo desta seção, a Equação (3.122) pode ser simplificada para:

$$i_{Do}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 < t \leq t_2; \\ \frac{1-N_{21}}{1+N_{31}} \frac{\bar{I}_{in}}{\Delta t_3} (t - t_2) & t_2 < t \leq t_3; \\ \frac{1-N_{21}}{1+N_{31}} \bar{I}_{in} & t_3 < t \leq t_4; \\ \frac{1-N_{21}}{1+N_{31}} \bar{I}_{in} \cos(\omega_V(t - t_4)) & t_4 < t \leq t_5; \\ 0 & t_5 < t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.151)$$

O valor médio de $i_{Do}(t)$ é então dado pela expressão:

$$\bar{I}_{Do}(t) = \frac{1}{T_s} \left(\int_{t_2}^{t_3} \frac{1-N_{21}}{1+N_{31}} \frac{\bar{I}_{in}}{\Delta t_3} (t - t_2) dt + \int_{t_3}^{t_4} \frac{1-N_{21}}{1+N_{31}} \bar{I}_{in} dt + \int_{t_4}^{t_5} \frac{1-N_{21}}{1+N_{31}} \bar{I}_{in} \cos(\omega_V(t - t_4)) dt \right), \quad (3.152)$$

Resolvendo as integrais no membro direito da Equação (3.152) e utilizando a Equação (3.72), encontra-se

$$\frac{1-N_{21}}{1+N_{31}} \left(\frac{\Delta t_3}{2T_s} + \frac{\Delta t_4}{T_s} + \frac{1}{\omega_V T_s} \right) \bar{I}_{in} = \bar{I}_o \quad (3.153)$$

Ao isolar os termos Δt_3 e Δt_4 no membro esquerdo da Equação (3.153), encontra-se:

$$\frac{\Delta t_3}{2} + \Delta t_4 = \left(\frac{1 + N_{31}}{2 - N_{21} + N_{31}} \right) (1 - D)T_s - \frac{1}{\omega_V} \quad (3.154)$$

Como mostrado pela Figura 59, durante a etapa III, a corrente i_{lk} é linear, de maneira que a tensão sobre a indutância de dispersão pode ser calculada como:

$$\hat{V}_{lk} = L_{lk} \frac{d(i_{lk}(t))}{dt} = -L_{lk} \left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 + N_{31}} \right) \frac{\bar{I}_{in}}{\Delta t_3} \quad (3.155)$$

O diodo D_{cl} permanece bloqueado durante a etapa IV com tensão reversa igual a $\left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 + N_{31}} \right) \hat{V}_{lk}$. Durante esta etapa a tensão sobre D_{cl} decai linearmente até zero no instante t_4 , inicializando a etapa V. A tensão sobre o diodo D_{cl} durante a etapa IV pode ser descrita como:

$$v_{Dcl}^{IV}(t) = v_{Cp}(t) - V_{N1} + V_{N2} - v_{lk}(t) - V_{Ccl} = v_{Cp}(t) - (1 - N_{21})V_{N1} - v_{lk}(t) - V_{Ccl}, \quad (3.156)$$

enquanto a tensão sobre o enrolamento primário pode ser escrita da seguinte forma:

$$V_{N1} = -V_{Co} - V_{Ccl} - v_{lk}(t) + v_{Cp}(t) + v_{Ct}(t) - V_{N3} = \frac{v_{Cp}(t) + v_{Ct}(t) - v_{lk}(t) - V_{Co} - V_{Ccl}}{(1 + N_{31})}. \quad (3.157)$$

Substituindo a Equação (3.157) na Equação (3.156), obtem-se:

$$v_{Dcl}^{IV}(t) = \left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 + N_{31}} \right) v_{Cp}(t) - \left(\frac{1 - N_{21}}{1 + N_{31}} \right) (v_{Ct}(t) - V_{Co}) - \left(\frac{2 - N_{21} + N_{31}}{1 + N_{31}} \right) (V_{Ccl} + v_{lk}(t)), \quad (3.158)$$

A partir da Equação (3.158) tem-se que a variação da tensão sobre D_{cl} durante a etapa IV é então igual a

$$\Delta v_{Dcl}^{IV} = - \left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 + N_{31}} \right) \hat{V}_{lk} = \left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 + N_{31}} \right) \Delta v_{Cp} - \left(\frac{1 - N_{21}}{1 + N_{31}} \right) \Delta v_{Ct} \quad (3.159)$$

Nota-se a partir da Figura 59 que a corrente em C_p e C_t são constantes durante a etapa IV, de forma que a variação nas tensões destes capacitores podem ser escritas como:

$$\Delta v_{Cp} = \left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 + N_{31}} \right) \frac{\bar{I}_{in}}{C_p} \Delta t_4 \quad (3.160)$$

e

$$\Delta v_{Ct} = - \left(\frac{1 - N_{21}}{1 + N_{31}} \right) \frac{\bar{I}_{in}}{C_t} \Delta t_4. \quad (3.161)$$

Assim, a Equação (3.159) pode ser reescrita como:

$$- \left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 + N_{31}} \right) \hat{V}_{lk} = \left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 + N_{31}} \right)^2 \frac{\bar{I}_{in}}{C_p} \Delta t_4 + \left(\frac{1 - N_{21}}{1 + N_{31}} \right)^2 \frac{\bar{I}_{in}}{C_t} \Delta t_4. \quad (3.162)$$

Unindo as Equações (3.155) e (3.162), obtem-se:

$$\frac{1}{\Delta t_3 \Delta t_4} = \frac{1}{L_{lk}} \left[\frac{1}{C_p} + \left(\frac{1 - N_{21}}{N_{21} + N_{31}} \right)^2 \frac{1}{C_t} \right] = \omega_V^2, \quad (3.163)$$

Para encontrar as expressões para Δt_3 e Δt_4 é necessário resolver o sistema de equações formado pelas Equações (3.154) e (3.163). Resolvendo este sistema de equações, encontra-se:

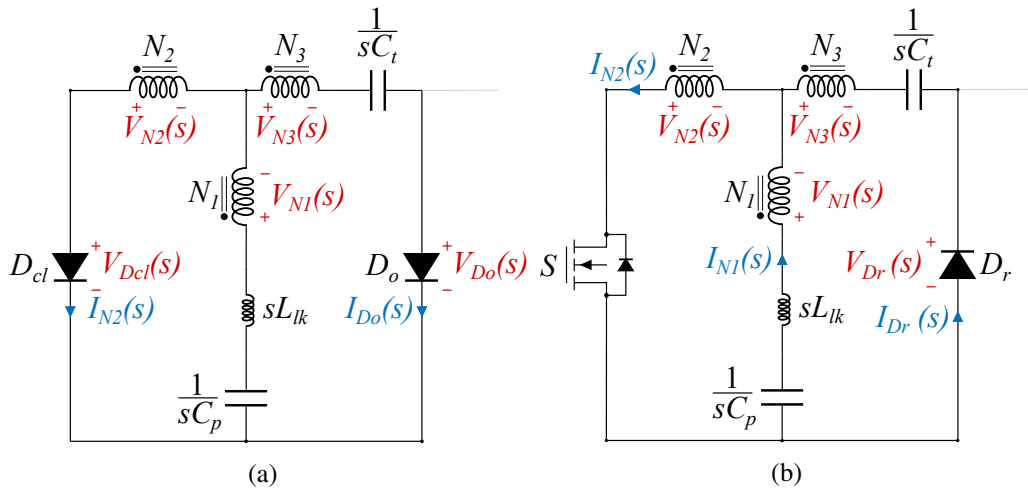
$$\Delta t_3 = \left(\frac{1 + N_{31}}{2 - N_{21} + N_{31}} \right) (1 - D)T_s - \frac{1}{\omega_V} - \sqrt{\left[\left(\frac{1 + N_{31}}{2 - N_{21} + N_{31}} \right) (1 - D)T_s - \frac{1}{\omega_V} \right]^2 - \frac{2}{\omega_V^2}} \quad (3.164)$$

e

$$\Delta t_4 = \left(\frac{1 + N_{31}}{2 - N_{21} + N_{31}} \right) \frac{(1 - D)T_s}{2} - \frac{1}{2\omega_V} + \frac{1}{2} \sqrt{\left[\left(\frac{1 + N_{31}}{2 - N_{21} + N_{31}} \right) (1 - D)T_s - \frac{1}{\omega_V} \right]^2 - \frac{2}{\omega_V^2}} \quad (3.165)$$

Por fim, como evidenciado pela Equação (3.149), é necessário obter a duração da etapa V. Isto é feito de maneira semelhante à realizada na Seção 3.1.5.1 para o diodo D_r durante a etapa I. O circuito equivalente do conversor durante a etapa V no domínio da frequência, tomando em consideração apenas os elementos que contribuem de maneira significativa para a frequência de ressonância é mostrado na Figura 60(a). É possível notar que o circuito equivalente da etapa V é bastante similar ao circuito equivalente da etapa I, exposto na Figura 60(b), de maneira que a frequência de ressonância nas duas etapas é idêntica. Assim:

Figura 60 – Circuito equivalente do conversor durante a etapa V no domínio da frequência.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$\omega_V = \omega_I = \omega = \sqrt{\frac{1}{L_{lk}} \left[\frac{1}{C_p} + \left(\frac{1 - N_{21}}{N_{21} + N_{31}} \right)^2 \frac{1}{C_t} \right]}. \quad (3.166)$$

e a etapa V tem duração igual a:

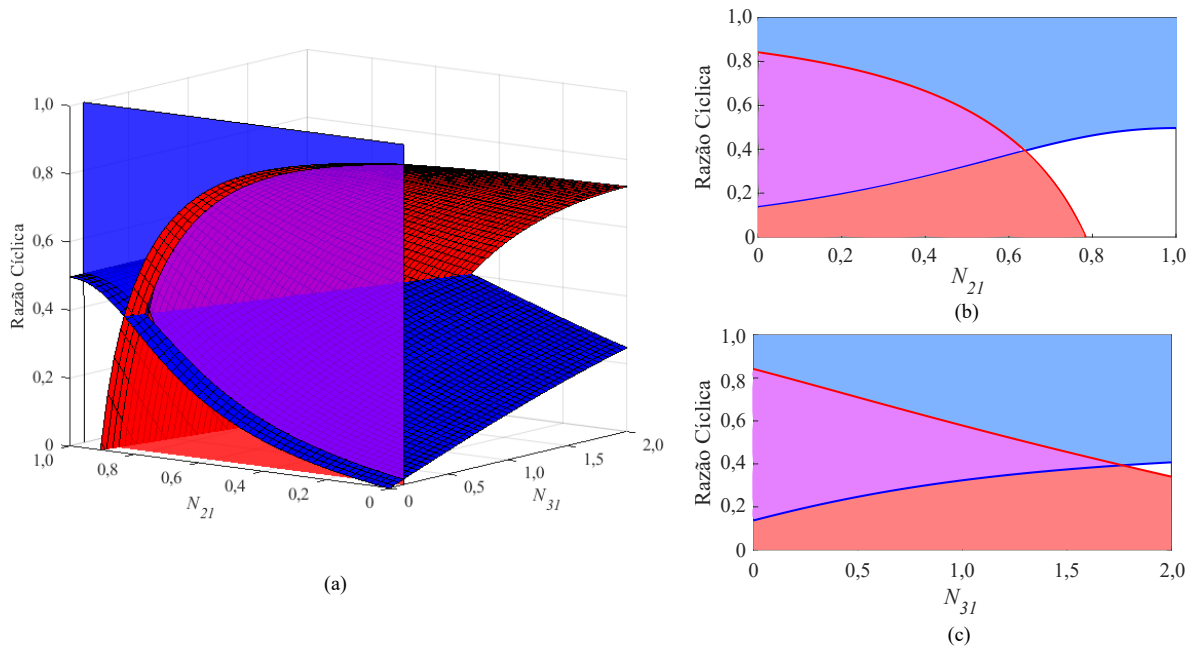
$$\Delta t_5 = \frac{\pi}{2\omega}. \quad (3.167)$$

Substituindo as Equações (3.164), (3.165) e (3.167) na Equação (3.149), tem-se por fim:

$$D \leq \frac{1}{T_s} - \frac{3}{2} \left[\left(\frac{1 + N_{31}}{2 - N_{21} + N_{31}} \right) (1 - D) - \frac{1}{\omega T_s} \right] + \frac{1}{2} \sqrt{\left[\left(\frac{1 + N_{31}}{2 - N_{21} + N_{31}} \right) (1 - D) - \frac{1}{\omega T_s} \right]^2 - \frac{2}{(\omega T_s)^2}} - \frac{\pi}{2\omega T_s}, \quad (3.168)$$

A solução analítica para a Equação (3.168), obtida ao isolar $(1 - D)T_s$, é bastante extensa, o que compromete sua utilização direta. As condições para operação do conversor com ZCS no diodo D_o são então determinadas graficamente, como mostrado na próxima seção.

Figura 61 – Limite entre os modos de operação BRF e ORF para o conversor utilizando transformador abaixador de tensão em função das razões de transformação, em que $L_{lk} = 1\mu\text{H}$, $C_p = 10\mu\text{F}$ e $C_t = 0,82\mu\text{F}$. (a) Regiões delimitadas pelas superfícies descritas pelas Equações (3.148) e (3.168); (b) seção obtida para $N_{31} = 1$; (c) seção obtida para $N_{21} = 0,5$.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.1.5.3 Limite entre os Modos de Operação BRF e ORF

A operação no modo BRF é caracterizada pela comutação suave nos diodos D_r e D_o , simultaneamente. Portanto, para que o conversor opere no modo BRF, é necessário que todas as etapas de operação descritas na Seção 3.1.1. sejam observadas durante um ciclo de comutação. Isso ocorre caso as condições estabelecidas pelas Equações (3.148) e (3.168) sejam obedecidas. Caso apenas alguma destas inequações seja atendida, ou nenhuma delas, tem-se a operação no modo ORF.

A Figura 61 ilustra as regiões de operação do conversor para diferentes relações de transformação, delimitadas pela Equação (3.148) (superfície em azul) e pela Equação (3.168) (superfície em vermelho). Desta forma, a área destacada em azul ilustra uma seção da região onde há o ZCS de D_r , a área em vermelho destaca uma seção da região onde há o ZCS de D_o enquanto a área em lilás denota operação com ZCS em ambos os diodos, caracterizando a operação no modo BRF. Na região descolorida, o conversor opera com comutação forçada em D_o e D_r .

3.1.6 Valor Eficaz das Correntes nos Elementos do Conversor

O valor eficaz de uma função periódica $f(t)$ de período T é dado por:

$$F_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (f(t))^2 dt}. \quad (3.169)$$

Para funções periódicas cujo comportamento é variável dentro de um ciclo, como:

$$f(t) = \begin{cases} f_1(t) & 0 < t \leq t_1; \\ f_2(t) & t_1 < t \leq T, \end{cases} \quad (3.170)$$

o valor eficaz é dado por

$$F_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{t_1} (f_1(t))^2 dt + \int_{t_1}^T (f_2(t))^2 dt \right)} = \sqrt{(F_{1RMS})^2 + (F_{2RMS})^2}. \quad (3.171)$$

Uma vez que as correntes através de todos os componentes do conversor estão definidas para todos os intervalos de operação, é possível encontrar o valor eficaz das mesmas pela aplicação das Equações (3.169) a (3.171). De forma a simplificar análises realizadas, as ondulações de corrente em L_{in} e L_m são consideradas pequenas o suficiente para que seja possível desprezá-las sem alterar de forma significativa o valor eficaz da corrente destes elementos. Caso alguma das etapas de operação não esteja presente na operação no modo ORF, basta igualar a duração da respectiva etapa a zero (por exemplo, $\Delta t_5 = 0$ caso não haja a etapa V).

3.1.6.1 Indutor de Entrada (L_{in})

Uma vez que a ondulação de corrente é desprezada, a corrente em L_{in} passa a ter valor constante igual ao seu valor médio dado pela Equação (3.77). O valor eficaz da corrente $i_{Lin}(t)$ pode ser encontrado aplicando a Equação (3.77) à Equação (3.169):

$$I_{Lin,RMS} = G_V \bar{I}_o. \quad (3.172)$$

3.1.6.2 Diodo Retificador (D_r)

O valor eficaz da corrente i_{Dr} nos modos BRF e ORF pode ser encontrado ao aplicar a Equação (3.107) à Equação (3.171) utilizando os intervalos de integração adequados. Para o modo BRF, tem-se que $t_1 - t_0 = \frac{\pi}{\omega}$, logo:

$$I_{Dr,RMS} = \sqrt{\frac{\pi}{2\omega T_s}} \hat{I}_{Dr} \quad (3.173)$$

e para o modo ORF, $t_1 - t_0 = DT_s$, assim:

$$I_{Dr,RMS} = \sqrt{\frac{D}{2} - \frac{\text{sen}(2\omega DT_s)}{4\omega T_s}} \hat{I}_{Dr}. \quad (3.174)$$

A expressão para $\hat{I}_{Dr}$ é dada pela Equação (3.105) para a operação no modo BRF e pela Equação (3.106) para operação no modo ORF.

3.1.6.3 Interruptor (S)

Utilizando a Equação (3.171) na Equação (3.115), para os intervalos de integração $t_1 - t_0 = \frac{\pi}{\omega}$ e $t_2 - t_1 = DT_s - \frac{\pi}{\omega}$ encontra-se para a operação no modo BRF:

$$I_{S,RMS} = \sqrt{(G_v \bar{I}_o)^2 D + \frac{4G_v}{\omega T_s} \left(\frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}} \right) \bar{I}_o \hat{I}_{Dr} + \frac{\pi}{2\omega T_s} \left[\left(\frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}} \right) \hat{I}_{Dr} \right]^2} \quad (3.175)$$

Para a operação no modo ORF, considera-se que há um único intervalo de integração $t_1 - t_0 = DT_s$:

$$I_{S,RMS} = \sqrt{(G_v \bar{I}_o)^2 D + \frac{2G_v}{\omega T_s} \left(\frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}} \right) (1 - \cos(\omega DT_s)) \bar{I}_o \hat{I}_{Dr} + \left(\frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}} \right)^2 \left(\frac{D}{2} - \frac{\sin(2\omega DT_s)}{4\omega T_s} \right) \hat{I}_{Dr}^2}. \quad (3.176)$$

3.1.6.4 Diodo de Saída (D_o)

Devido à ausência da ondulação nas análises realizadas tem-se que $\hat{I}_{Do} = i_{Do}(t_4) = \left(\frac{1 - N_{21}}{1 + N_{31}} \right) G_v \bar{I}_o$. Aplicando a Equação (3.171) à Equação (3.122), obtêm-se para o modo BRF:

$$I_{Do,RMS} = \sqrt{\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{\Delta t_4}{T_s} + \frac{\pi}{4\omega T_s} \left(\frac{1 - N_{21}}{1 + N_{31}} \right) G_v \bar{I}_o}. \quad (3.177)$$

No modo ORF, tem-se de forma genérica:

$$I_{Do,RMS} = \sqrt{\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{\Delta t_4}{T_s} + \frac{\Delta t_5}{2T_s} + \frac{\sin(2\omega \Delta t_5)}{2\omega T_s} \left(\frac{1 - N_{21}}{1 + N_{31}} \right) G_v \bar{I}_o}. \quad (3.178)$$

Nota-se que a Equação (3.178) torna-se igual à Equação (3.177) caso $\Delta t_5 = \frac{\pi}{2\omega}$.

3.1.6.5 Diodo de Grampeamento (D_{cl})

Para D_{cl} , tem-se $\hat{I}_{Dcl} = G_v \bar{I}_o$ em ambos os modos de operação. Substituindo a Equação (3.129) na Equação (3.171) chega-se a:

$$I_{Dcl,RMS} = \sqrt{\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{(3\pi - 8)}{4\omega T_s} + \frac{\Delta t_6}{T_s} G_v \bar{I}_o}, \quad (3.179)$$

para o modo de operação BRF e:

$$I_{Dcl,RMS} = \sqrt{\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{3\Delta t_5}{2T_s} - \frac{2\sin(\omega \Delta t_5)}{\omega T_s} + \frac{\sin(2\omega \Delta t_5)}{2\omega T_s} G_v \bar{I}_o}. \quad (3.180)$$

para o modo de operação ORF.

3.1.6.6 Enrolamento Terciário do Transformador (N_3) e Capacitor do Enrolamento Terciário (C_t)

As correntes que atravessam o enrolamento terciário do transformador e o capacitor C_t consistem em combinações lineares de i_{Dr} durante DT_s e de i_{Do} durante $(1 - D)T_s$, como pode ser verificado através d Equação (3.123). Assim, tem-se:

$$I_{N3,RMS} = I_{Ct,RMS} = \sqrt{I_{Dr,RMS}^2 + I_{Do,RMS}^2}. \quad (3.181)$$

3.1.6.7 Enrolamento Secundário do Transformador (N_2)

O valor eficaz da corrente no enrolamento secundário é obtida através da Equação (3.124), de forma que é possível expressá-la em função do valor eficaz da corrente no enrolamento terciário como:

$$I_{N2,RMS} = \left[\frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}} \right] \sqrt{I_{Dr,RMS}^2 + I_{Do,RMS}^2} = \left[\frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}} \right] I_{N3,RMS} \quad (3.182)$$

3.1.6.8 Indutância de Dispersão (L_{lk}) e Capacitor do Enrolamento Primário (C_p)

Similarmente ao enrolamento secundário, o valor eficaz da corrente em L_{lk} e C_p é obtido por meio da Equação (3.126), podendo ser escrita em função de $I_{N3,RMS}$ como:

$$I_{lk,RMS} = I_{Cp,RMS} = \left[\frac{N_{21} + N_{31}}{1 - N_{21}} \right] \sqrt{I_{Dr,RMS}^2 + I_{Do,RMS}^2} = \left[\frac{N_{21} + N_{31}}{1 - N_{21}} \right] I_{N3,RMS}. \quad (3.183)$$

3.1.6.9 Capacitor de Saída (C_o)

De acordo com a Equação (3.131), o valor eficaz da corrente no capacitor C_o pode ser escrito como:

$$I_{Co,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (i_{Do}(t) - \bar{I}_o)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (i_{Do}^2 - 2i_{Do}\bar{I}_o + \bar{I}_o^2) dt}. \quad (3.184)$$

Separando os termos do membro direito da Equação (3.184), chega-se a:

$$I_{Co,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Do}^2 dt - \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} 2i_{Do}\bar{I}_o dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \bar{I}_o^2 dt}. \quad (3.185)$$

O termo $\bar{I}_o$ é constante, enquanto $\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Do}^2 dt$ corresponde ao valor eficaz da corrente $i_{Do}(t)$, dado pelas Equações (3.177) e (3.178), e $\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Do} dt$ corresponde ao valor médio de i_{Do} , cujo valor é $\bar{I}_o$, como mostrado pela Equação (3.72). Assim:

$$I_{Co,RMS} = \sqrt{I_{Do,RMS}^2 - \bar{I}_o^2}. \quad (3.186)$$

3.1.6.10 Capacitor de Grampeamento (C_{cl})

O valor eficaz de i_{Ccl} pode ser encontrado a partir da Equação (3.133), válida para os modos de operação BRF e ORF. Aplicando a Equação (3.169), encontra-se:

$$I_{Ccl,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (i_{Dcl}(t) + i_{Do}(t) - i_{Dr}(t) - \bar{I}_o)^2 dt}, \quad (3.187)$$

que após ser expandida, resulta em:

$$I_{Ccl,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (i_{Dcl}^2(t) + i_{Do}^2(t) + i_{Dr}^2(t) + \bar{I}_o^2 + 2(i_{Dcl}(t)i_{Do}(t) - i_{Dcl}(t)i_{Dr}(t) - i_{Dcl}(t)\bar{I}_o - i_{Do}(t)i_{Dr}(t) - i_{Do}(t)\bar{I}_o + i_{Dr}(t)\bar{I}_o)) dt}. \quad (3.188)$$

A integração dos termos quadráticos resulta, por definição, nos valores eficazes destes termos. Por sua vez, dado que $\bar{I}_o$ é uma constante, a integração das parcelas que multiplicam este termos

resultam em seus valores médios. Adicionalmente, os termos $2i_{Dcl}(t)i_{Dr}(t)$ e $2i_{Do}(t)i_{Dr}(t)$ são nulos, pois o diodo D_r nunca conduz simultaneamente aos diodos D_{cl} ou D_o . Desta forma, a Equação (3.188) torna-se:

$$I_{Ccl,RMS} = \sqrt{I_{Dcl,RMS}^2 + I_{Do,RMS}^2 + I_{Dr,RMS}^2 - \bar{I}_o^2 + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} 2i_{Dcl}(t)i_{Do}(t)dt}. \quad (3.189)$$

Os diodos D_{cl} e D_o conduzem simultâneamente nas etapas III e V. Assim, pode-se calcular o termo integral realizando o produto de $i_{Dcl}(t)$ e $i_{Do}(t)$ nestas etapas e utilizar os intervalos de integração adequados, como mostrado na Equação (3.171). Obtem-se então para o modo BRF:

$$I_{Ccl,RMS} = \sqrt{I_{Dcl,RMS}^2 + I_{Do,RMS}^2 + I_{Dr,RMS}^2 + \left(\frac{1 - N_{21}}{1 + N_{31}}\right) \left(\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{4 - \pi}{2\omega T_s}\right) (G_v^2 - 1) \bar{I}_o^2} \quad (3.190)$$

e para o modo ORF:

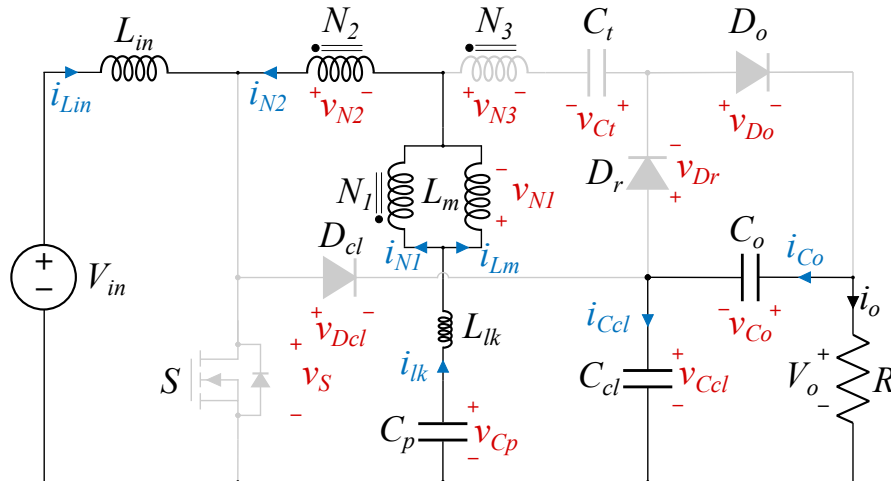
$$I_{Ccl,RMS} = \sqrt{I_{Dcl,RMS}^2 + I_{Do,RMS}^2 + I_{Dr,RMS}^2 + \left(\frac{1 - N_{21}}{1 + N_{31}}\right) \left(\frac{\Delta t_3}{3T_s} - \frac{\Delta t_5}{T_s} + \frac{2\text{sen}(\omega V \Delta t_5)}{\omega T_s} - \frac{\text{sen}(2\omega \Delta t_5)}{2\omega T_s}\right) (G_v^2 - 1) \bar{I}_o^2}. \quad (3.191)$$

3.1.7 Limite entre os Modos de Condução

A depender da potência de saída e do ganho estático no qual opera, é possível que o conversor trabalhe no MCD ao invés do MCC, para o qual ele é originalmente projetado. O conversor apresenta ganho estático mais elevado ao trabalhar no MCD, mas passa a ser dependente da potência fornecida pelo conversor (KAZIMIERCZUK, 2016).

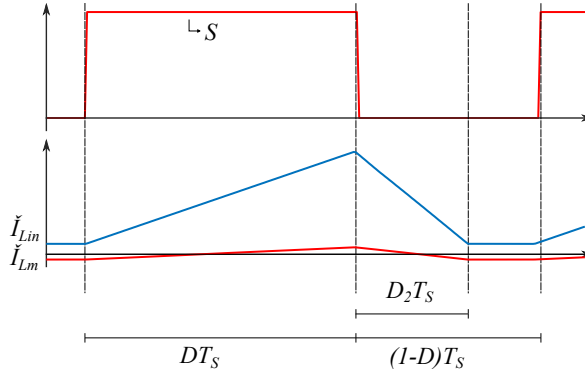
Durante a operação do conversor no MCD, uma etapa de operação é adicionada, cujo circuito equivalente é mostrado na Figura 62. A tensão sobre as indutâncias tornam-se nulas, de forma que suas correntes são constantes e todos os semicondutores estão bloqueados. As formas de onda das correntes i_{Lin} e i_{Lm} durante a operação no MCD são mostradas na Figura 63.

Figura 62 – Formas de onda das correntes i_{Lin} e i_{Lm} durante operação no MCD.



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 63 – Circuito equivalente do conversor proposto durante etapa de operação exclusiva ao MCD.



Fonte: Próprio autor, 2024

Para simplificação das análises realizadas, a ondulação da corrente de magnetização é desprezada, de forma que as correntes nas indutâncias são consideradas iguais a zero durante a etapa adicional. Assim, a corrente máxima no indutor de entrada $\hat{I}_{Lin}$ é igual ao valor de sua variação pico a pico. Além disso, a tensão sobre a indutância de dispersão é desprezada. A partir da Equação (3.81), tem-se então que:

$$\hat{I}_{Lin} = \frac{V_{in}DT_s}{L_{in}}. \quad (3.192)$$

Seja D_2 a fração do período de comutação no qual a corrente de entrada é não nula durante $(1 - D)T_s$. Pode-se escrever a corrente média de entrada como:

$$\bar{I}_{in} = \frac{1}{T_s} \frac{(D + D_2)T_s \hat{I}_{Lin}}{2} = \frac{V_{in}(D + D_2)DT_s}{2L_{in}}. \quad (3.193)$$

A Equação (3.77) continua válida, uma vez que a as perdas de potência são desprezadas, logo:

$$\frac{V_{in}(D + D_2)DT_s}{2L_{in}} = G_{V(MCD)}\bar{I}_o = G_{V(MCD)}\frac{V_o}{R}, \quad (3.194)$$

na qual o termo subscrito (MCD) indica que a variável em questão é válida para o modo de condução descontínuo. A tensão média sobre as indutâncias são nulas, de forma que pode-se escrever para L_{in} que:

$$V_{in}D + (V_{in} - V_{Ccl(MCD)})D_2 = 0. \quad (3.195)$$

Analisando a malha destacada na Figura 64, a tensão sobre a indutância de magnetização durante DT_s é igual a:

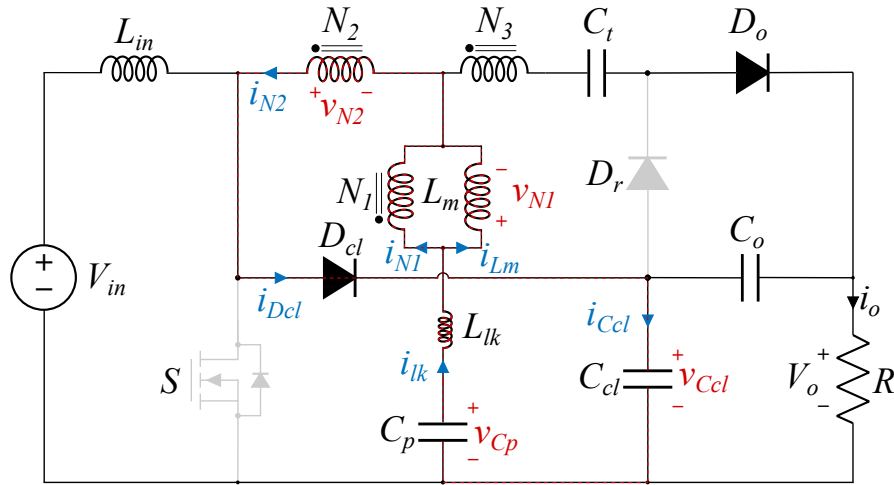
$$V_{N2(MCD)}^{DT_s} - V_{N1(MCD)}^{DT_s} + V_{Cp(MCD)} = -(1 - N_{21})V_{N1(MCD)}^{DT_s} + V_{Cp(MCD)} = 0, \quad (3.196)$$

logo:

$$V_{N1(MCD)}^{DT_s} = \frac{V_{Cp(MCD)}}{1 - N_{21}}. \quad (3.197)$$

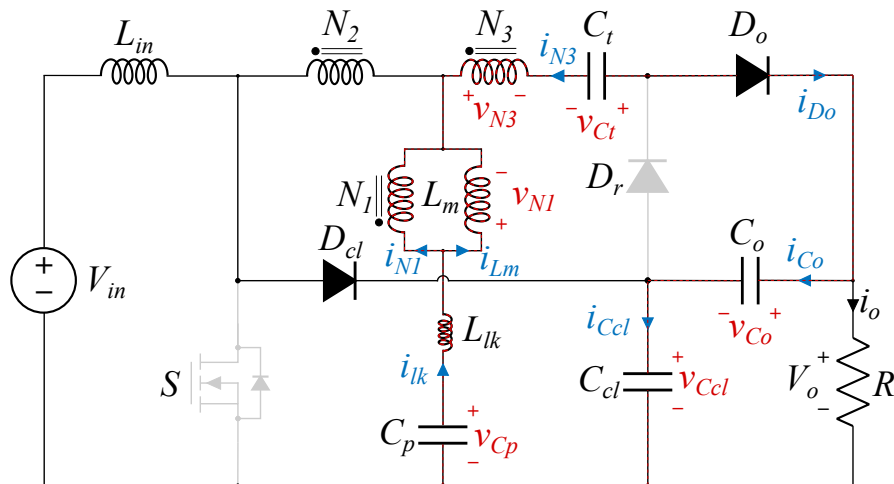
Ao analisar a malha destacada na Figura 65, encontra-se:

Figura 66 – Circuito equivalente do conversor proposto durante etapa I com destaque para a malha analisada na Equação (3.199).



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 67 – Circuito equivalente do conversor proposto durante etapa I com destaque para a malha analisada na Equação (3.200).



Fonte: Próprio autor, 2024

Nota-se, ao comparar as Equações (3.195) e (3.201) que:

$$V_{Cp(MCD)} = V_{in}. \quad (3.202)$$

Substituindo a Equação (3.197) na Equação (3.198), encontra-se:

$$V_{Ct(MCD)} - V_{Ccl(MCD)} = \frac{N_{21} + N_{31}}{1 - N_{21}} V_{in}. \quad (3.203)$$

O mesmo é feito para as Equações (3.199) e (3.200), obtendo-se:

$$V_{Ct(MCD)} + \frac{N_{21} + N_{31}}{1 - N_{21}} V_{Ccl(MCD)} - V_{Co(MCD)} = \frac{N_{21} + N_{31}}{1 - N_{21}} V_{in}. \quad (3.204)$$

Por fim, ao subtrair a Equação (3.203) da Equação (3.204), obtém-se:

$$V_{Co(MCD)} = \frac{1 + N_{31}}{1 - N_{21}} V_{Ccl(MCD)} \quad (3.205)$$

e dado que $V_o = V_{Ccl} + V_{Co}$, tem-se então que:

$$V_{Ccl(MCD)} = \frac{1 - N_{21}}{2 - N_{21} + N_{31}} V_o \quad (3.206)$$

A Equação (3.195) pode ser então reescrita como

$$D_2 = \frac{V_{in} D}{V_{Ccl(MCD)} - V_{in}} = \frac{(2 - N_{21} + N_{31}) V_{in} D}{(1 - N_{21}) V_o - (2 - N_{21} + N_{31}) V_{in}}. \quad (3.207)$$

Utilizando a Equação (3.207) na Equação (3.194), tem-se que

$$D^2 T_s + \frac{(2 - N_{21} + N_{31}) V_{in} D^2 T_s}{(1 - N_{21}) V_o - (2 - N_{21} + N_{31}) V_{in}} = 2 G_{V(MCD)}^2 \frac{L_{in}}{R}. \quad (3.208)$$

Após estabelecer a constante de tempo do indutor de entrada $\tau = \frac{L_{in}}{R}$ e agrupar os termos que contêm $G_{V(MCD)}$, encontra-se:

$$G_{V(MCD)}^2 - \frac{(2 - N_{21} + N_{31})}{(1 - N_{21})} G_{V(MCD)} - \frac{D^2 T_s}{2\tau} = 0. \quad (3.209)$$

Finalmente, ao resolver a Equação (3.208) para $G_{V(MCD)}$, encontra-se:

$$G_{V(MCD)} = \frac{(2 - N_{21} + N_{31})}{2(1 - N_{21})} + \sqrt{\left[\frac{(2 - N_{21} + N_{31})}{2(1 - N_{21})} \right]^2 + \frac{D^2 T_s}{2\tau}}. \quad (3.210)$$

Ao igualar as Equações (3.66) e (3.210), respectivamente as expressões para o ganho estático do conversor no MCC e no MCD, encontra-se a expressão para os valores críticos da razão τ/T_s , nos quais o conversor opera na fronteira entre o MCC e o MCD:

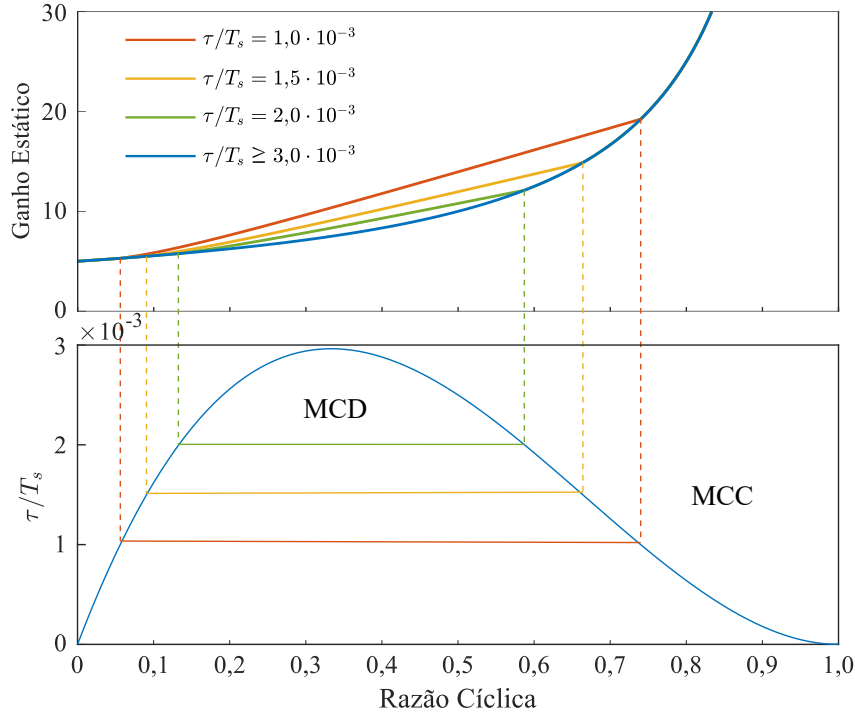
$$\frac{\tau}{T_s} = \left(\frac{1 - N_{21}}{2 - N_{21} + N_{31}} \right)^2 \frac{D(1 - D)^2}{2}. \quad (3.211)$$

A partir das Equações (3.210) e (3.211) são criados os gráficos da Figura 68, que correlaciona a fronteira entre os modos de condução e o ganho estático do conversor a partir da razão τ/T_s . Para valores de τ/T_s acima ou na própria fronteira, o ganho estático do conversor obedece a curva azul. Enquanto para valores de τ/T_s abaixo do valor crítico máximo, o conversor opera no MCD em determinada faixa de razões cíclicas, que podem ser identificadas pelos intervalos representados pelos segmentos de reta dentro da região de operação no MCD e que são correlacionadas aos segmentos de reta de mesma cor nos quais o ganho estático do conversor varia linearmente com a razão cíclica.

3.2 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO PROPOSTO UTILIZANDO TRANSFORMADOR ELEVADOR DE TENSÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

As principais formas de onda do conversor proposto operando no MCC utilizando transformador com relação de transformação entre primário e secundário acima da unidade estão mostradas na Figura 69 (a), para operação no modo BRF e (b), para operação no modo ORF. As análises realizadas desprezam as não-idealidades do conversor com exceção da indutância de dispersão e da indutância de magnetização. São também desprezadas as etapas de duração muito curta.

Figura 68 – Ganho estático do conversor em função de τ/T_s (abaixo) e limite entre os modos de condução (acima) para $N_{21} = 0,5$ e $N_{31} = 1$.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.2.1 Princípio de Operação

3.2.1.1 Etapa I: Intervalo $(t_0 - t_1)$

A etapa I é iniciada quando o interruptor S é acionado. Diferentemente da operação com transformador abaixador, o diodo D_o passa a conduzir, enquanto D_r está reversamente polarizado. Desta maneira, o indutor L_{in} e a indutância de dispersão L_{lk} são magnetizadas, os capacitores C_p , C_{cl} e C_o são carregados, enquanto a indutância de magnetização L_m é desmagnetizada e o capacitor C_t é descarregado, alimentando também a carga. Durante esta etapa o diodo D_{cl} está reversamente polarizado. O circuito equivalente do conversor durante esta etapa é mostrado na Figura 70. O comportamento das correntes do conversor no tempo durante a etapa I é descrito a partir das seguintes equações:

$$i_{Lin}(t) = \frac{V_{in}}{L_{in}} \left(t - t_0 - \frac{DT_s}{2} \right) + \bar{I}_{in}. \quad (3.212)$$

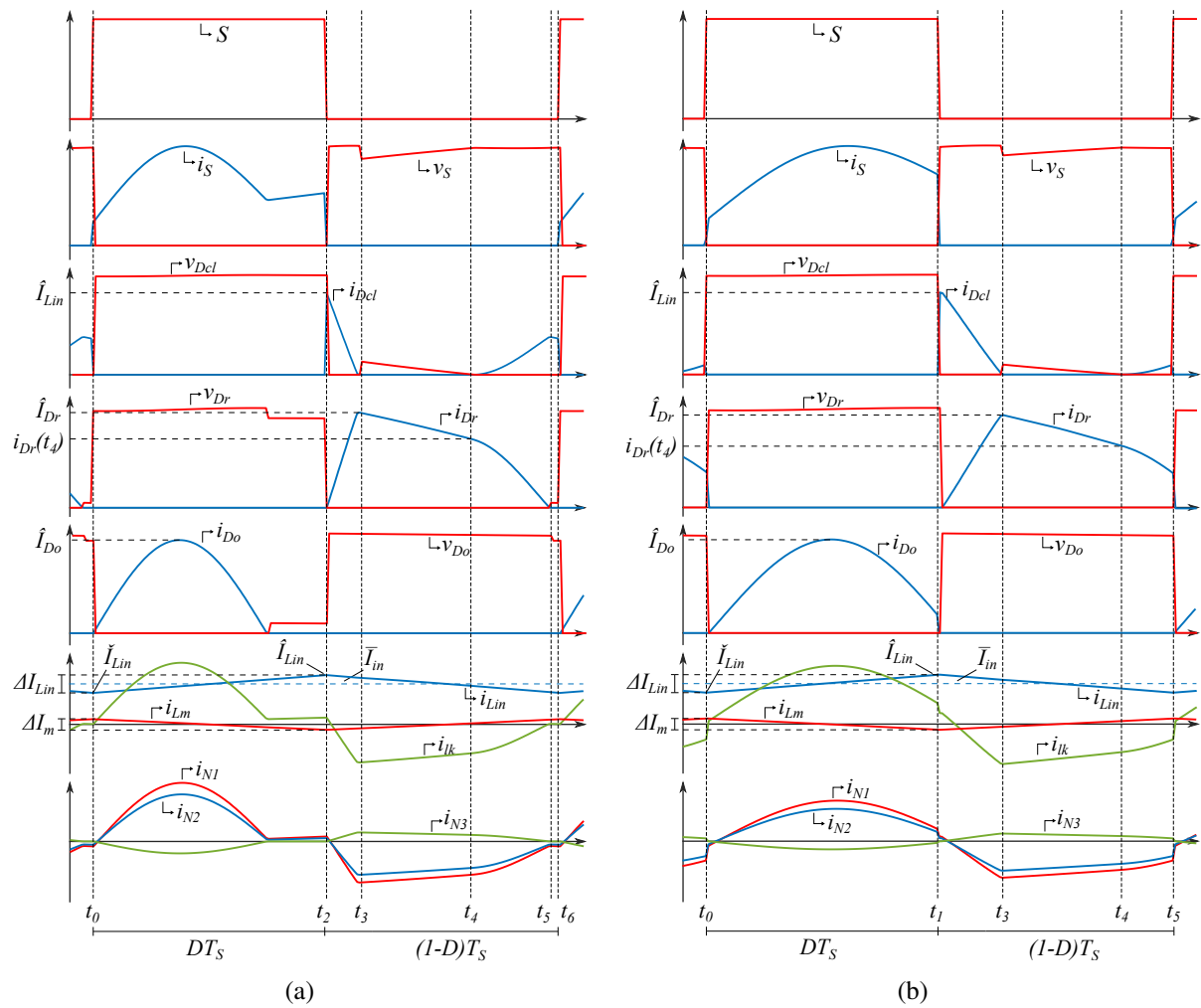
$$i_m(t) = -\frac{\Delta I_m}{DT_s} (t - t_0) + \frac{\Delta I_m}{2}, \quad (3.213)$$

$$i_{Do}(t) = -i_{Ct}(t) = -i_{N3}(t) = \hat{I}_{Do} \sin(\omega_I(t - t_0)), \quad (3.214)$$

$$i_s(t) = i_{Lin}(t) - \frac{i_m(t)}{N_{21} - 1} + \frac{(1 + N_{31})}{N_{21} - 1} i_{Do}(t), \quad (3.215)$$

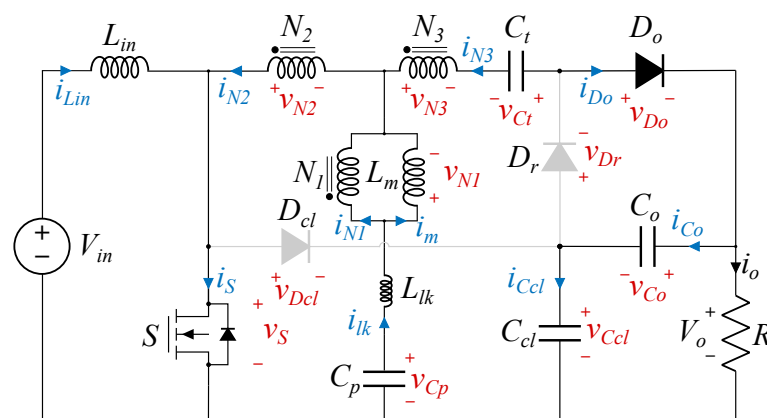
$$i_{N2}(t) = \left(\frac{1 + N_{31}}{N_{21} - 1} \right) i_{Do}(t) - \frac{1}{N_{21} - 1} i_m(t), \quad (3.216)$$

Figura 69 – Principais formas de onda do conversor utilizando transformador abaixador de tensão: (a) Modo BRF, (b) Modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 70 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa I.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$i_{lk}(t) = -i_{Cp}(t) = \left(\frac{N_{21} + N_{31}}{N_{21} - 1} \right) i_{Do}(t) - \frac{1}{N_{21} - 1} i_m(t), \quad (3.217)$$

$$i_{Cd}(t) = i_{Co}(t) = i_{Do}(t) - \bar{I}_o. \quad (3.218)$$

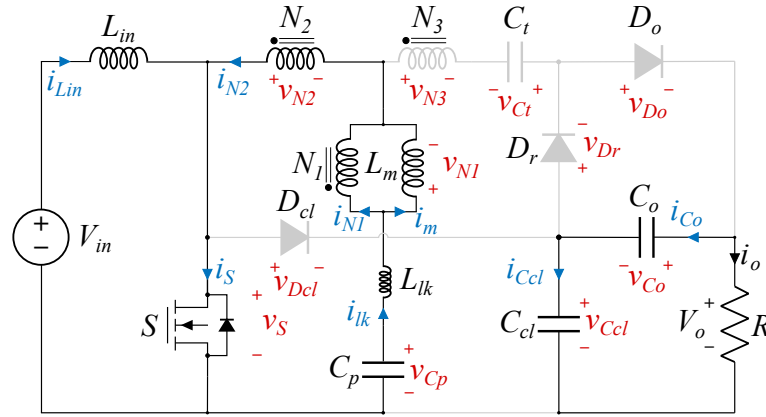
$$t_1 - t_0 = \begin{cases} \frac{\pi}{\omega_I} & \text{BRF;} \\ DT_s & \text{ORF;} \end{cases} \quad (3.219)$$

$$\omega_I = \sqrt{\frac{1}{L_{lk}} \left[\frac{1}{C_p} + \left(\frac{1 - N_{21}}{N_{21} + N_{31}} \right)^2 \frac{1}{C_t} \right]}, \quad (3.220)$$

3.2.1.2 Etapa II: Intervalo ($t_1 - t_2$)

A etapa II ocorre apenas para o conversor operando no modo BRF. O diodo D_o torna-se reversamente polarizado, de forma que a corrente no enrolamento terciário e no capacitor C_t torna-se nula. Os capacitores C_{cl} e C_o passam a ser descarregados. Os demais componentes do conversor apresentam durante esta etapa o mesmo comportamento da etapa anterior. O circuito equivalente do conversor durante esta etapa é mostrado na Figura 71. As equações abaixo descrevem o comportamento das correntes nos componentes do conversor durante esta etapa:

Figura 71 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa II.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$i_s(t) = i_{Lin}(t) - \frac{i_m(t)}{N_{21} - 1}, \quad (3.221)$$

$$i_{N2}(t) = i_{lk}(t) = -i_{Cp}(t) = -\frac{1}{N_{21} - 1} i_m(t), \quad (3.222)$$

$$i_{Ccl}(t) = i_{Co}(t) = -\bar{I}_o, \quad (3.223)$$

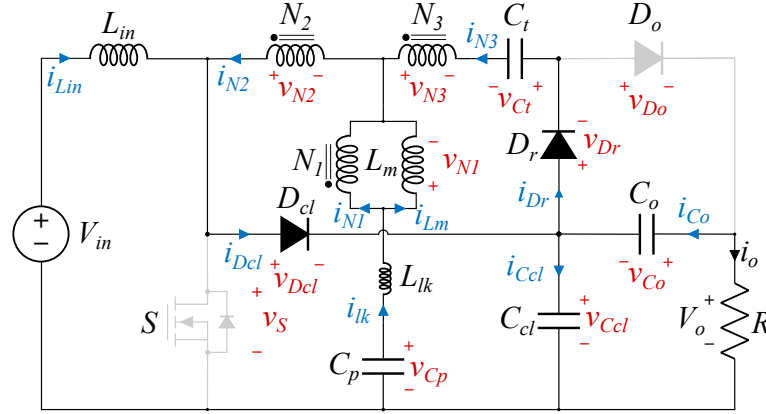
enquanto as Equações (3.212) e (3.213) permanecem válidas.

3.2.1.3 Etapa III: Intervalo ($t_2 - t_3$)

A etapa III é iniciada no instante em que o interruptor S é aberto. O indutor L_{in} e a indutância L_{lk} passam a ser desmagnetizados, enquanto L_m passa a ser magnetizado. Isto faz com que os diodos D_r e D_{cl} tornem-se diretamente polarizados, enquanto D_o permanece bloqueado. Isso leva C_p , C_t e C_{cl} a serem carregados, enquanto C_o é descarregado. Esta etapa é encerrada quando a corrente em D_{cl} decai a zero. O circuito equivalente do conversor durante esta etapa pode ser

visto na Figura 72. As equações a seguir descrevem o comportamento das correntes do conversor durante esta etapa:

Figura 72 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa III.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$i_{Lin}(t) = -\frac{D}{(1-D)} \frac{V_{in}}{L_{in}} \left(t - t_2 - \frac{DT_s}{2} \right) + \bar{I}_{in}. \quad (3.224)$$

$$i_m(t) = \frac{D\Delta I_m}{(1-D)T_s} (t - t_2) - \frac{\Delta I_m}{2}, \quad (3.225)$$

$$i_{Dr}(t) = i_{Ct}(t) = i_{N3}(t) = \frac{\hat{I}_{Dr}}{\Delta t_3} (t - t_2), \quad (3.226)$$

$$i_{Dcl}(t) = \left(\frac{1 + N_{31}}{N_{21} - 1} \right) i_{Lin}(t) - \frac{1}{N_{21} - 1} i_m(t), \quad (3.227)$$

$$i_{N2}(t) = -\left(\frac{1 + N_{31}}{N_{21} - 1} \right) i_{Dr}(t) - \frac{1}{N_{21} - 1} i_m(t), \quad (3.228)$$

$$i_{lk}(t) = -i_{Cp}(t) = -\left(\frac{N_{21} + N_{31}}{N_{21} - 1} \right) i_{Dr}(t) - \frac{1}{N_{21} - 1} i_m(t), \quad (3.229)$$

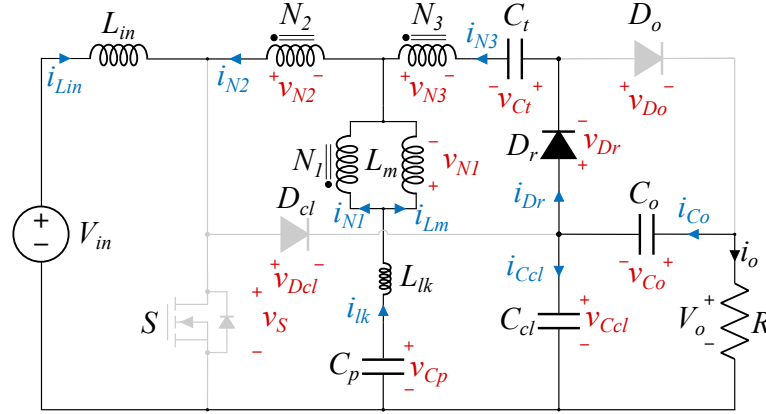
$$i_{Ccl}(t) = i_{Dcl}(t) - i_{Dr}(t) - \bar{I}_o, \quad (3.230)$$

$$i_{Co}(t) = -\bar{I}_o. \quad (3.231)$$

3.2.1.4 Etapa IV: Intervalo $(t_3 - t_4)$

Após D_{cl} tornar-se reversamente polarizado, o capacitor C_{cl} passa a ser descarregado juntamente a C_o , carregando C_t e alimentando a carga. Os demais componentes do conversor apresentam o mesmo comportamento descrito na etapa anterior. Esta etapa é encerrada no instante em que D_{cl} torna a conduzir. O circuito equivalente do conversor durante a sua operação nesta etapa é mostrado na Figura 75 e as expressões para as correntes durante esta etapa são mostradas a seguir, enquanto as Equações (3.2.1.6), (3.2.1.6) e (3.231) apresentam o mesmo comportamento da etapa anterior:

Figura 73 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa IV.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$i_{Dr}(t) = i_{Ct}(t) = i_{N3}(t) = \frac{1}{1 + N_{31}} i_m(t) + \frac{N_{21} - 1}{1 + N_{31}} i_{Lin}(t), \quad (3.232)$$

$$i_{N2}(t) = -i_{Lin}(t), \quad (3.233)$$

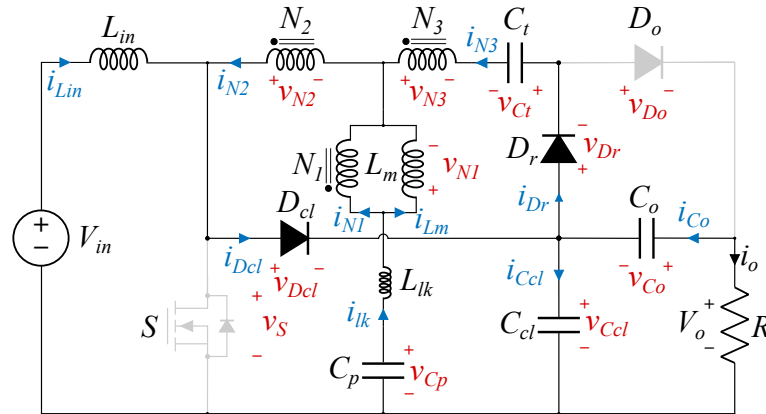
$$i_{lk}(t) = -i_{Cp}(t) = -\left(\frac{N_{21} + N_{31}}{1 + N_{31}}\right) i_{Lin}(t) - \frac{1}{1 + N_{31}} i_m(t), \quad (3.234)$$

$$i_{Ccl}(t) = -i_{Dr}(t) - \bar{I}_o. \quad (3.235)$$

3.2.1.5 Etapa V: Intervalo ($t_4 - t_5$)

A etapa V é iniciada após D_{cl} voltar a conduzir. O capacitor C_{cl} torna a ser carregado, assim como C_p e C_t . Os demais componentes do conversor apresentam o mesmo comportamento descrito na etapa anterior. Esta etapa é encerrada no instante em que D_r torna-se reversamente polarizado. O circuito equivalente do conversor durante a sua operação nesta etapa é mostrado na Figura 72. As principais equações de corrente do conversor durante esta etapa são mostradas a seguir e as Equações (3.2.1.6) e (3.2.1.6) continuam válidas:

Figura 74 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa V.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$i_{Dr}(t) = i_{Ct}(t) = i_{N3}(t) = i_{Dr}(t_4)\cos(\omega_V(t - t_4)), \quad (3.236)$$

$$i_{Dcl}(t) = \left(\frac{1 + N_{31}}{N_{21} - 1}\right) i_{Dr}(t) + i_{Lin}(t) - \frac{1}{N_{21} - 1} i_m(t), \quad (3.237)$$

$$i_{N2}(t) = -\left(\frac{1 + N_{31}}{N_{21} - 1}\right) i_{Dr}(t) - \frac{1}{N_{21} - 1} i_m(t), \quad (3.238)$$

$$i_{lk}(t) = -i_{Cp}(t) = -\left(\frac{N_{21} + N_{31}}{N_{21} - 1}\right) i_{Dr}(t) - \frac{1}{N_{21} - 1} i_m(t), \quad (3.239)$$

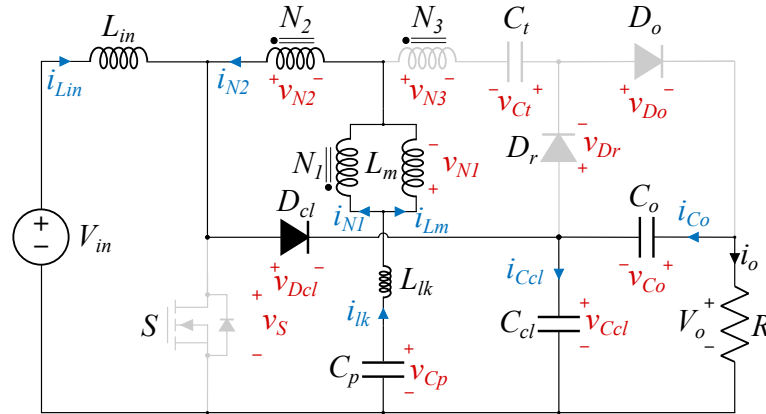
$$i_{Ccl}(t) = i_{Dcl}(t) - \bar{I}_o, \quad (3.240)$$

$$\omega_V = \sqrt{\frac{1}{L_{lk}} \left[\frac{1}{C_p} + \left(\frac{1 - N_{21}}{N_{21} + N_{31}} \right)^2 \frac{1}{C_t} \right]}, \quad (3.241)$$

3.2.1.6 Etapa VI: Intervalo ($t_5 - t_6$)

Após D_r tornar-se reversamente polarizado, a corrente no enrolamento terciário e no capacitor C_t é nula. Os demais componentes do conversor apresentam o mesmo comportamento descrito na etapa anterior. Esta etapa é encerrada no instante em que D_{cl} torna a conduzir. O circuito equivalente do conversor durante a sua operação nesta etapa é mostrado na Figura 75. As Equações () e () permanecem válidas enquanto as equações das correntes do conversor durante esta etapa são mostradas abaixo:

Figura 75 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa VI.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$i_{Dcl}(t) = i_{Lin}(t) - \frac{1}{N_{21} - 1} i_m(t), \quad (3.242)$$

$$i_{N2}(t) = i_{lk}(t) = -i_{Cp}(t) = -\frac{1}{N_{21} - 1} i_m(t), \quad (3.243)$$

$$i_{Ccl}(t) = i_{Dcl}(t) - \bar{I}_o, \quad (3.244)$$

3.2.2 Análise Estática

Assim como na Seção 3.1.3, os cálculos de esforços de tensão e ganho estático são realizados considerando tensões médias. O fator K definido na Equação (3.37) deve ser redefinido aqui como

$$K_{el} = \frac{L_m}{L_m - L_{lk}}. \quad (3.245)$$

Isso se deve ao fato de que na operação utilizando transformador elevador a indutância L_m ser carregada enquanto L_{lk} é descarregada e vice-versa. Isto resulta $K \geq 1$, significando que a tensão sobre a indutância de magnetização é superior à tensão sobre o enrolamento primário.

3.2.2.1 Esforços de Tensão sobre os Capacitores

Uma vez que muitos dos componentes do conversor trabalham de maneira idêntica independentemente da relação de transformação entre o primário e secundário do transformador, várias das equações deduzidas na Seção 3.1.3.1 podem ser reutilizadas. Em particular, apenas as equações deduzidas ao aplicar a LKT em malhas contendo o diodo D_r durante DT_s ou o diodo D_o durante $(1 - D)T_s$ não são mais válidas, pois estes diodos conduzem em etapas distintas no caso presente. Desta forma, as Equações (3.33) a (3.57) continuam válidas, de maneira que a tensão sobre os capacitores C_{cl} e C_p são dadas por

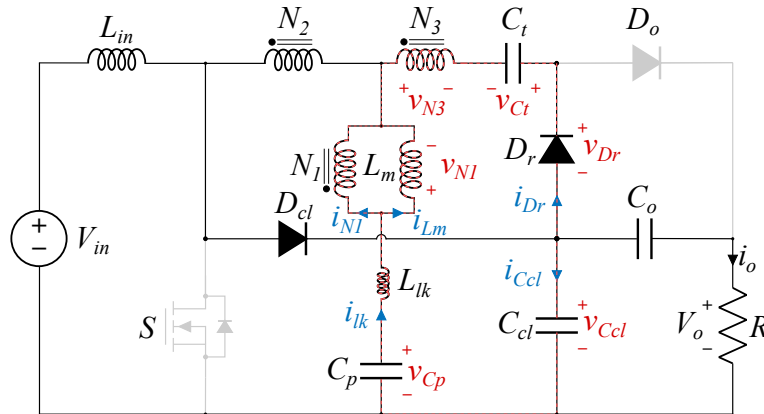
$$V_{Ccl} = \frac{1}{(1 - D)} V_{in} \quad (3.246)$$

e

$$V_{Cp} = V_{in}. \quad (3.247)$$

Ao aplicar a LKT na malha formada por C_p - C_t - D_r - C_{cl} durante a etapa III, destacada na Figura 76, tem-se:

Figura 76 – Circuito equivalente do conversor proposto durante a etapa III com destaque para a malha analisada na Equação (3.248).



Fonte: Próprio autor, 2024

$$-V_{Cp} + V_m^{((1-D)T_s)} + V_{N3}^{((1-D)T_s)} - V_{Ct} + V_{Ccl} = 0. \quad (3.248)$$

Isolando V_{ct} e substituindo as Equações (3.44), (3.46) e (3.50), obtém-se

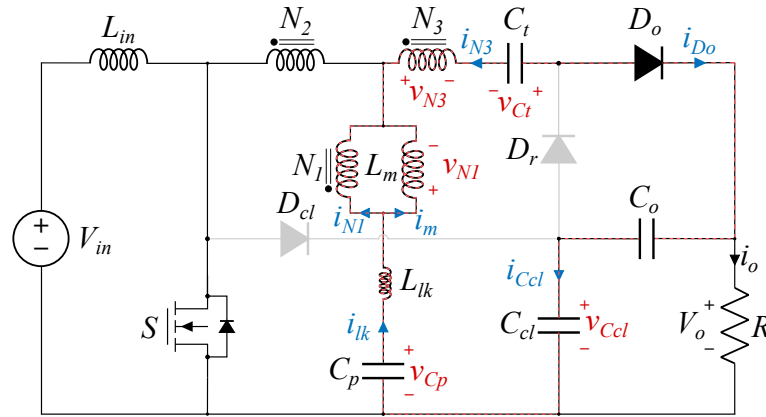
$$V_{Ct} = -V_{Cp} + (1 + N_{31}K)V_p^{((1-D)T_s)} + V_{Ccl}, \quad (3.249)$$

e substituindo as Equações (3.56), (3.246) e (3.247) na Equação (3.249), chega-se a

$$V_{Ct} = \frac{(N_{21} + N_{31})}{(N_{21}K - 1)} \frac{KD}{(1 - D)} V_{in}, \quad (3.250)$$

Utilizar a LKT na malha formada por C_p - C_t - D_o - C_o - C_{cl} durante a etapa I, destacada na Figura 77, resulta em:

Figura 77 – Circuito equivalente do conversor proposto durante etapa I com destaque para a malha analisada na Equação (3.251).



Fonte: Próprio autor, 2024

$$-V_{Cp} + V_m^{(DT_s)} + V_t^{(DT_s)} - V_{Ct} + V_{Co} + V_{Ccl} = 0. \quad (3.251)$$

Substituindo as Equações (3.43), (3.45), (3.49) e isolando V_{Co} , encontra-se

$$V_{Co} = V_{Cp} + V_{Ct} - V_{Ccl} - (1 + N_{31}K_{el})V_p^{DT_s}. \quad (3.252)$$

Por fim, ao substituir as Equações (3.55), (3.246), (3.247) e (3.250) na Equação (3.252), chega-se em

$$V_{Co} = \frac{K_{el}N_{31} + 1}{(K_{el}N_{21} - 1)(1 - D)} V_{in}. \quad (3.253)$$

3.2.2.2 Ganho Estático

A tensão de saída pode ser encontrada ao somar as tensões V_{Ccl} e V_{Co} . A partir das Equações (3.246) e (3.253), obtém-se

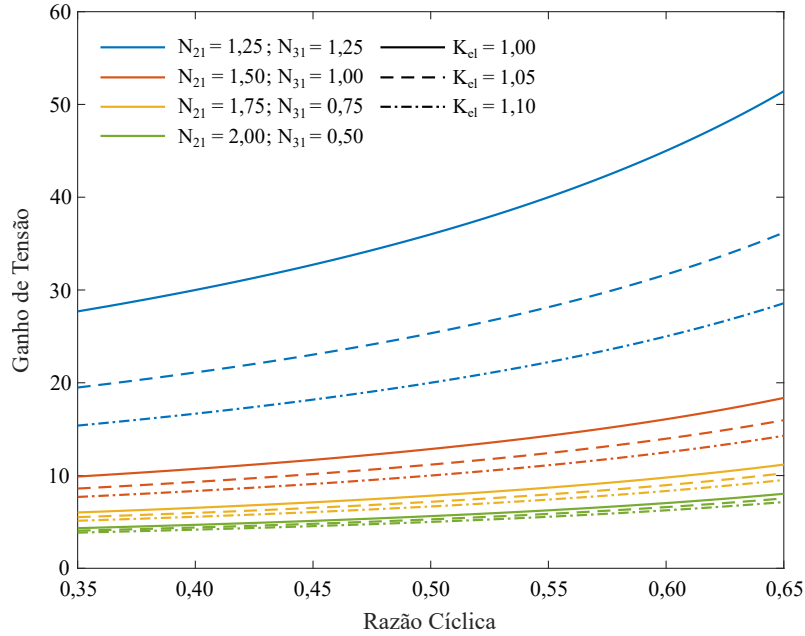
$$V_o = \frac{(N_{21} + N_{31})K_{el}}{(K_{el}N_{21} - 1)(1 - D)} V_{in}. \quad (3.254)$$

A expressão para o ganho estático é, portanto

$$G_v = \frac{(N_{21} + N_{31})K_{el}}{(K_{el}N_{21} - 1)(1 - D)}. \quad (3.255)$$

A Figura 78 mostra a variação do ganho estático em função do ciclo de trabalho para diferentes valores de N_{21} , N_{31} e K_{el} . De forma a manter a comparação equitativa, a soma $N_{21} + N_{31}$ é mantida constante em 2,5 em todos os casos.

Figura 78 – Variação do ganho estático em função do ciclo de trabalho para diferentes valores de relação de transformação e fator de acoplamento.



Fonte: Próprio autor, 2024

De acordo com a Figura 78 e a Equação (3.255), nota-se que a característica inversa do ganho é mantida, sendo possível atingir elevados ganhos de tensão com baixa relação de transformação. É de fundamental importância manter um baixo fator de acoplamento ao utilizar o transformador, dada sua influência no ganho. É importante notar também que não é vantajoso utilizar N_{21} superior a 2, visto que G_v passa a diminuir de valor.

3.2.2.3 Esforços de Tensão sobre os Semicondutores

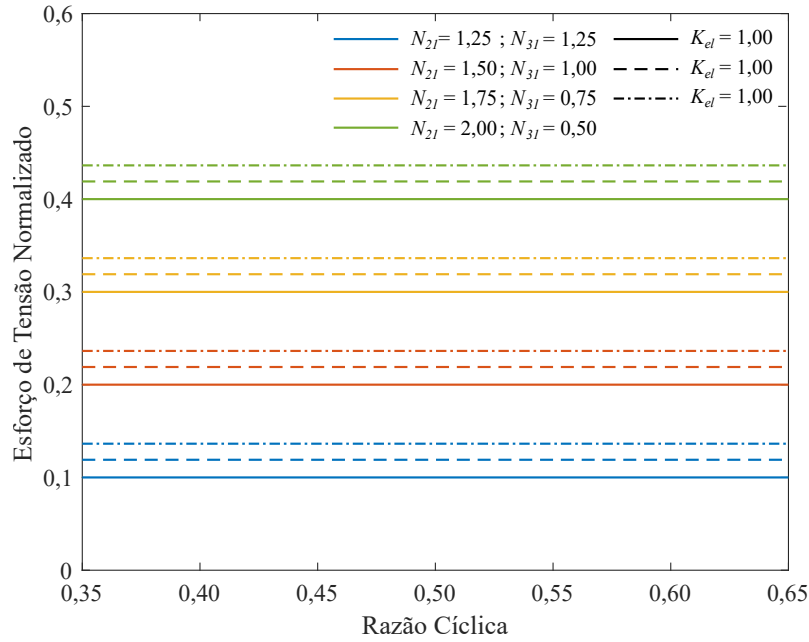
O esforço de tensão sobre S e D_{cl} permanece inalterado em comparação ao calculado na Seção 3.1.3.3, dado que o comportamento destes componentes não é alterado entre os dois casos. Desta forma, o esforço de tensão sobre estes componentes pode ser calculado como:

$$V_s = -V_{Dcl} = V_{Ccl} = \frac{1}{(1-D)} V_{in} = \frac{(K_{el}N_{21} - 1)}{(N_{21} + N_{31})K_{el}} V_o. \quad (3.256)$$

Como pode-se notar a partir da Equação (3.256), para um dado valor constante de tensão de saída, os esforços de tensão sobre D e D_{cl} são constantes. Essa característica é ilustrada na Figura 79, que também mostra o efeito de N_{21} , N_{31} e K_{el} sobre os esforços de tensão nestes semicondutores.

Os diodos D_r e D_o permanecem diretamente em paralelo ao capacitor C_o ao tornarem-se reversamente polarizado, entretanto, a expressão para V_{Co} foi alterada em relação ao caso

Figura 79 – Variação do esforço de tensão normalizado pela tensão de saída em S e D_{cl} em função da razão cíclica para diferentes valores de relação de transformação e fator de acoplamento.



utilizando transformador abaixador. Desta forma, utilizando a Equação (3.253), a tensão de bloqueio destes diodos é dada por:

$$V_{Do} = V_{Dr} = -V_{Co} = -\frac{K_{el}N_{31} + 1}{(K_{el}N_{21} - 1)(1 - D)}V_{in} = -\frac{(K_{el}N_{31} + 1)}{(N_{21} + N_{31})K}V_o. \quad (3.257)$$

Assim como S e D_{cl} , os esforços de tensão sobre D_r e D_o são independentes da razão cíclica para uma dada tensão de saída fixa. Este comportamento pode ser visto através da Figura 80, que também mostra a influência das razões de transformação e do fator de acoplamento sobre os esforços de tensão. Nota-se também que a medida que N_{21} aproxima-se da unidade, os esforços de tensão sobre S e D_{cl} são transferidos para D_r e D_o .

3.2.3 Corrente Média nos Componentes do Conversor

Uma vez que nenhum dos componentes do conversor é trocado de posição, as considerações feitas na Seção 3.1.4 continuam válidas. Desta forma, as correntes médias nos componentes são dadas por

$$\bar{I}_m = \bar{I}_{lk} = 0, \quad (3.258)$$

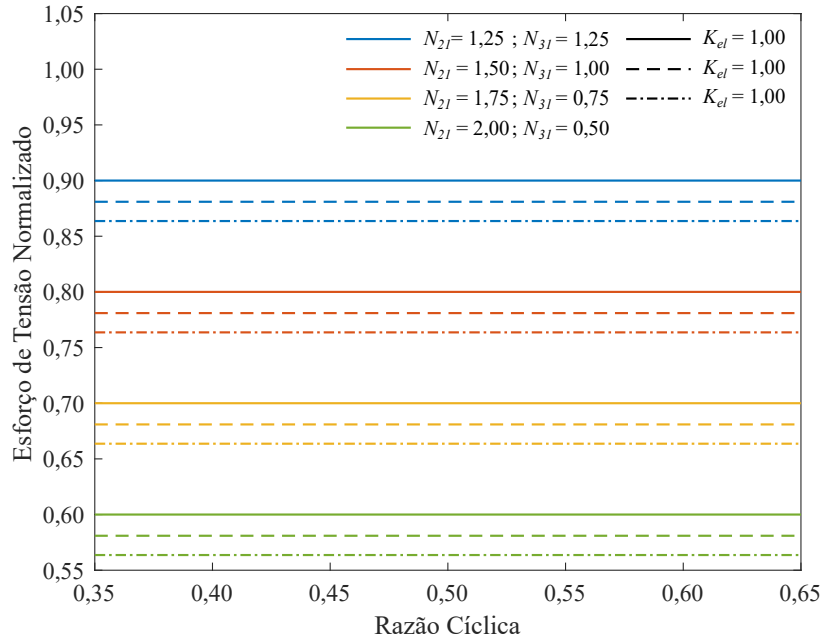
$$\bar{I}_{Do} = \bar{I}_{Dr} = \bar{I}_{Dcl} = \bar{I}_o, \quad (3.259)$$

$$\bar{I}_{Lin} = \bar{I}_{in}, \quad (3.260)$$

e

$$\bar{I}_S = (G_V - 1)\bar{I}_o. \quad (3.261)$$

Figura 80 – Variação do esforço de tensão normalizado pela tensão de saída em D_r e D_o em função da razão cíclica para diferentes valores de relação de transformação e fator de acoplamento.



3.2.4 Correntes nos Componentes do Conversor em Função do Tempo

O comportamento das correntes através dos componentes é estabelecido em função do tempo a partir das correntes médias e esforços de tensão dos mesmos.

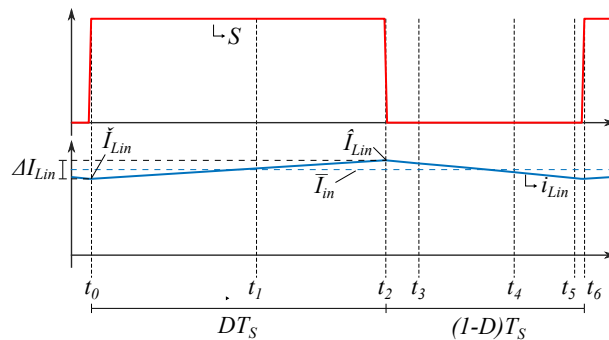
3.2.4.1 Indutor de Entrada (L_{in})

O comportamento do indutor de entrada permanece inalterado ao utilizar um transformador elevador de tensão. Assim, a corrente i_{Lin} pode ser descrita como:

$$i_{Lin}(t) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{L_{in}} \left(t - t_0 - \frac{DT_s}{2} \right) + G_V \bar{I}_o & t_0 \leq t \leq t_2; \\ -\frac{D}{(1-D)} \frac{V_{in}}{L_{in}} \left[t - t_2 - \frac{(1-D)T_s}{2} \right] + G_V \bar{I}_o & t_2 < t \leq t_6. \end{cases} \quad (3.262)$$

As formas de onda da corrente no indutor de entrada no MCC são exibidas na Figura 81.

Figura 81 – Forma de onda da corrente no indutor de entrada para a operação com transformador elevador no MCC.



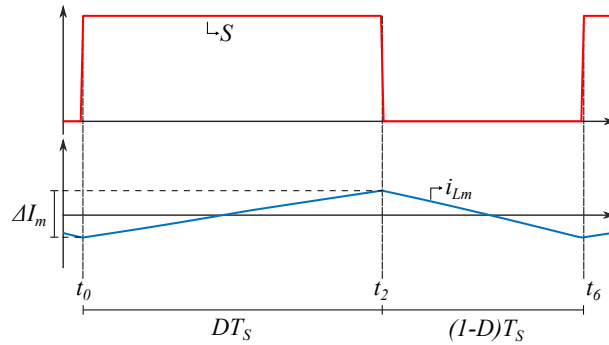
3.2.4.2 Indutância de Magnetização (L_m)

Ao utilizar $N_{21} > 1$ indutância de magnetização passa a ser descarregada durante DT_s e carregada durante $(1-D)T_s$, em oposição ao que ocorre ao utilizar $N_{21} < 1$. Contudo, como pode ser visto a partir das Equações (3.43), (3.44), (3.55) e (3.56), a tensão sobre L_m mantém o mesmo módulo, porém sinal oposto devido à mudança no valor de N_{21} . Como a corrente de magnetização média permanece nula, a expressão para i_m dada na Equação (3.98) continua válida, logo:

$$i_m(t) = \begin{cases} -\frac{K_{el}}{(N_{21}K-1)} \frac{V_{in}}{L_m} \left(t - t_0 - \frac{DT_s}{2}\right) & t_0 \leq t \leq t_2 \\ \frac{K_{el}D}{(N_{21}K-1)(1-D)} \frac{V_{in}}{L_m} \left[t - t_2 - \frac{(1-D)T_s}{2}\right] & t_2 < t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.263)$$

A Figura 82 mostra as formas de onda da corrente na indutância de magnetização para operação no MCC.

Figura 82 – Forma de onda da corrente na indutância de magnetização para a operação com transformador abaixador do transformador no MCC.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.2.4.3 Diodo de Saída (D_o)

Diferentemente da operação utilizando transformador abaixador de tensão, na qual D_r conduz durante a etapa I uma corrente puramente senoidal, na operação com transformador elevador o diodo D_o conduz corrente senoidal durante a etapa I. Ambos os diodos, entretanto, apresentam o mesmo valor médio de corrente, de maneira que as mesmas suposições feitas para i_{D_r} no caso anterior são válidas para i_{D_o} no presente caso. Logo, a corrente i_{D_o} para a operação do conversor com transformador elevador é dada por:

$$i_{D_o}(t) = \begin{cases} \hat{I}_{D_o} \sin(\omega_I(t - t_0)) & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 < t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.264)$$

em que $\hat{I}_{D_o}$ é igual a:

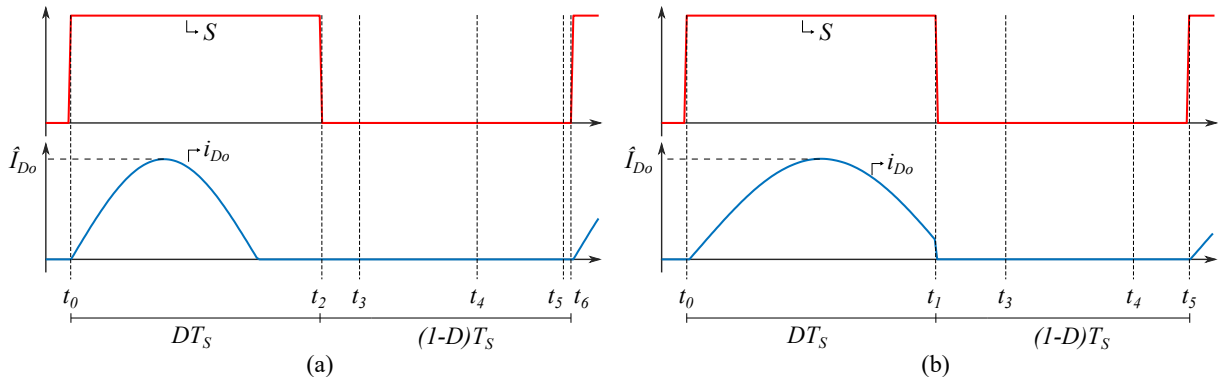
$$\hat{I}_{D_o} = \frac{\omega_I T_s \bar{I}_o}{(1 - \cos(\pi))} = \frac{\omega_I T_s \bar{I}_o}{2} \quad (3.265)$$

para a operação no modo BRF, e igual a:

$$\hat{I}_{Do} = \frac{\omega_I T_s \bar{I}_o}{(1 - \cos(\alpha))} = \frac{\omega_I T_s \bar{I}_o}{(1 - \cos(\omega_I D T_s))}. \quad (3.266)$$

no modo ORF, em que $\alpha = \omega_I D T_s$. As formas de onda das correntes no diodo D_o estão mostradas na Figura 83.

Figura 83 – Forma de onda da corrente no diodo D_o para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.2.4.4 Interruptor (S)

As Equações (3.109) e (3.111) são válidas independentemente da relação de transformação utilizada para o transformador. Durante a etapa 1, contudo, a corrente no enrolamento terciário pode ser descrita como:

$$i_{N3}^I(t) = -i_{Do}^I(t). \quad (3.267)$$

Utilizando as Equações (3.111) e (3.267) na Equação (3.109), e isolando i_{lks} , chega-se a:

$$i_{N2}^I(t) = -\frac{1}{N_{21} - 1} i_m^{I,II}(t) + \frac{1 + N_{31}}{N_{21} - 1} i_{Do}^I(t), \quad (3.268)$$

para a etapa I, e:

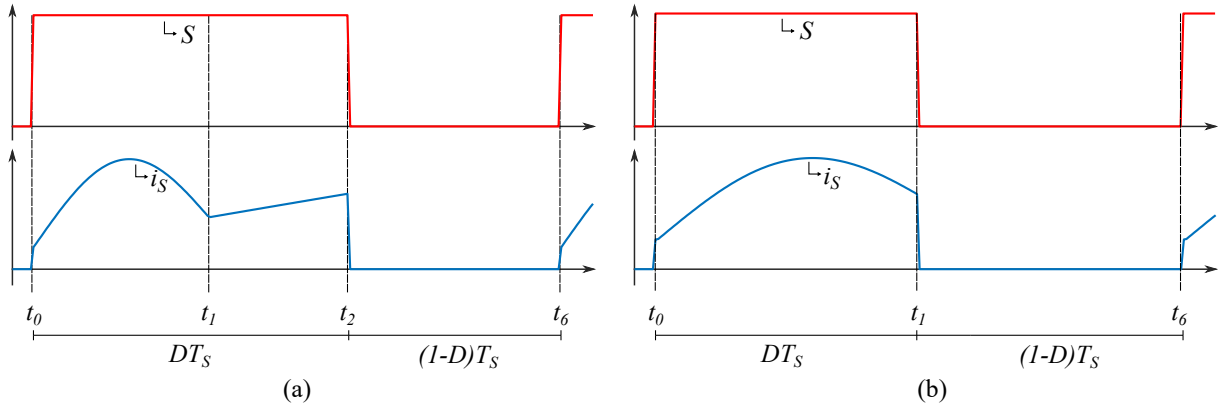
$$i_{N2}^{II}(t) = -\frac{1}{N_{21} - 1} i_m^{I,II}(t). \quad (3.269)$$

durante a etapa II. Obtem-se então:

$$i_S(t) = \begin{cases} i_{Lin}(t) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) + \frac{1+N_{31}}{N_{21}-1} i_{Do}(t) & t_0 \leq t \leq t_1; \\ i_{Lin}(t) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_1 < t \leq t_2; \\ 0 & t_2 < t \leq t_6. \end{cases} \quad (3.270)$$

A Figura 84 mostra as formas de onda da corrente no interruptor.

Figura 84 – Formas de onda da corrente no interruptor para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.2.4.5 Diodo Retificador (D_r)

Na operação com transformador elevador de tensão, o diodo D_r está diretamente polarizado durante as etapas III, IV e V, apresentando comportamento semelhante ao diodo D_o para a operação utilizando transformador abaixador. Desta forma, i_{Dr} pode ser descrita como:

$$i_{Dr}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 < t \leq t_2; \\ \frac{\hat{i}_{Dr}}{\Delta t_3}(t - t_2) & t_2 < t \leq t_3; \\ -\frac{1}{(1+N_{31})}i_m(t) + \frac{(N_{21}-1)}{(1+N_{31})}i_{Lin}(t) & t_3 < t \leq t_4; \\ i_{Dr}(t_4)\cos(\omega_V(t - t_4)) & t_4 < t \leq t_5; \\ 0 & t_5 < t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.271)$$

em que o valor de pico $\hat{I}_{Dr}$ é determinado como:

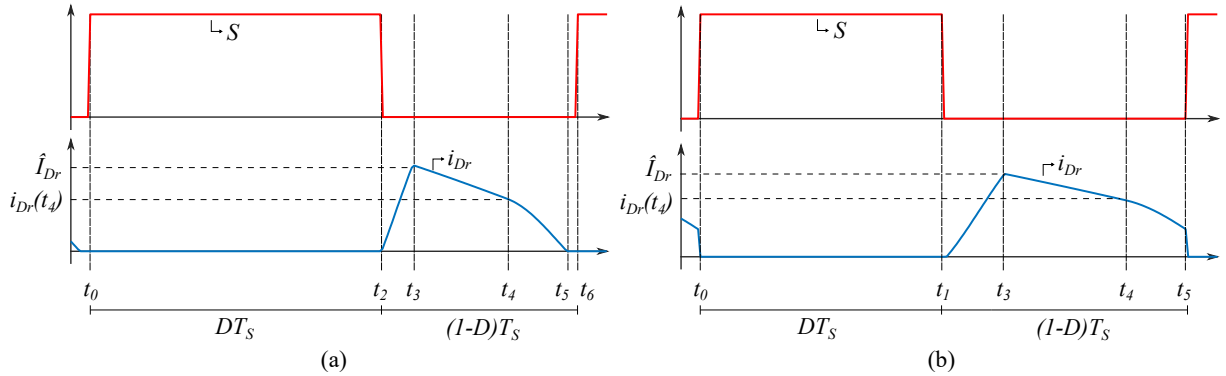
$$\hat{I}_{Dr} = \frac{1}{(1 + N_{31})}i_m^{III,IV,V,VI}(t_3) + \frac{(N_{21} - 1)}{(1 + N_{31})}i_{Lin}^{III,IV,V,VI}(t_3) \quad (3.272)$$

e $i_{Dr}(t_4)$ é o valor de $i_{Dr}(t)$ em $t = t_4$. As formas de onda da corrente no diodo D_r podem ser vistas na Figura 87.

3.2.4.6 Enrolamento Terciário (N_3) e Capacitor do Enrolamento Terciário (C_t)

A corrente através de C_t é idêntica à corrente no enrolamento terciário. A equação $i_{N3}(t) = i_{Dr}(t) - i_{Do}(t)$ é válida em qualquer etapa de operação, logo, utilizando as Equações (3.264) e

Figura 85 – Formas de onda da corrente no diodo D_r para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.

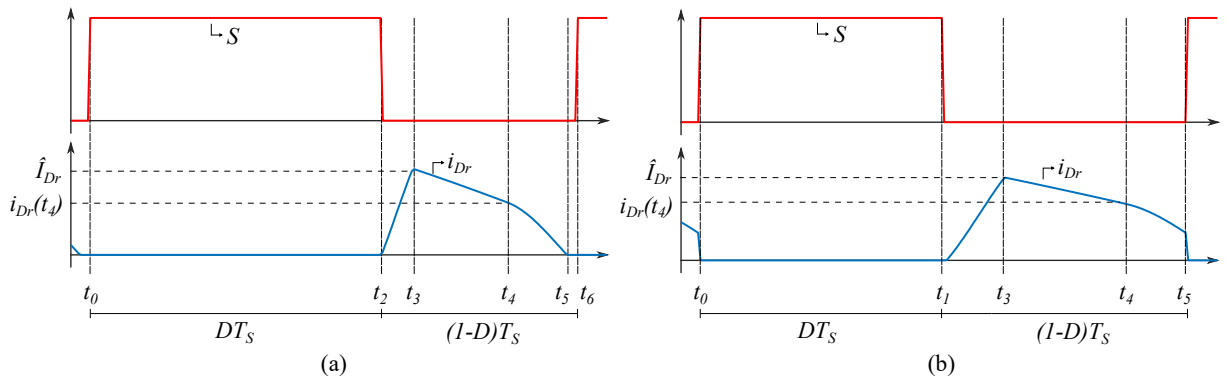


Fonte: Próprio autor, 2024

(3.271), encontra-se:

$$i_{N3}(t) = i_{Ct}(t) = \begin{cases} -\hat{I}_{D0}\text{sen}(\omega_I(t - t_0)) & t_0 < t \leq t_1 \\ 0 & t_1 < t \leq t_2 \\ \frac{\hat{I}_{Dr}}{\Delta t_3}(t - t_2) & t_2 < t \leq t_3; \\ -\frac{1}{(1+N_{31})}i_m(t) + \frac{(N_{21}-1)}{(1+N_{31})}i_{Lin}(t) & t_3 < t \leq t_4; \\ i_{Dr}(t_4)\cos(\omega_V(t - t_4)) & t_4 < t \leq t_5 \\ 0 & t_5 < t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.273)$$

Figura 86 – Formas de onda da corrente no enrolamento terciário e no capacitor C_t para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

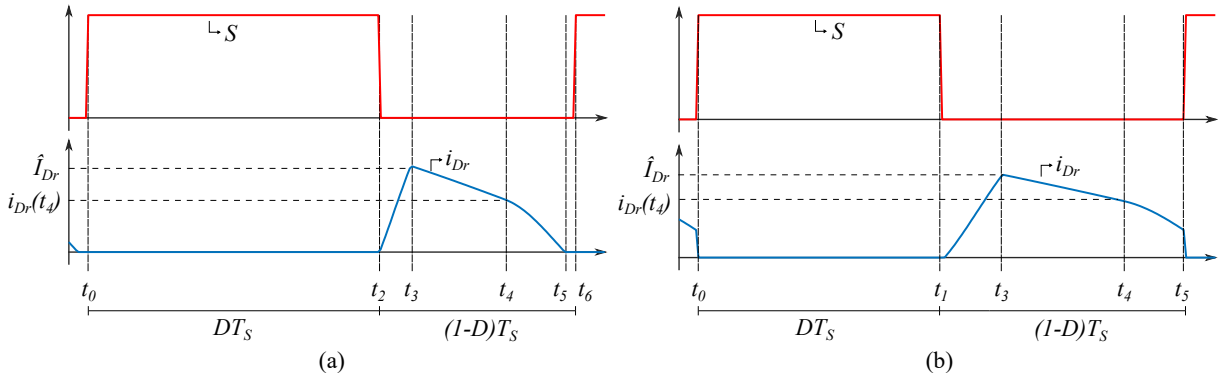
3.2.4.7 Enrolamento Secundário (N_2)

Uma vez que nenhum nó do circuito foi alterado, a Equação (3.124) continua verdadeira, de maneira que é possível expressar a corrente $i_{N2}(t)$ em função de $i_m(t)$ e $i_{N3}(t)$ a partir da

Equação (3.273) como:

$$i_{N2}(t) = \begin{cases} \left(\frac{1+N_{31}}{N_{21}-1} \right) i_{Do}(t) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_0 < t \leq t_1; \\ -\frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_1 < t \leq t_2; \\ -\left(\frac{1+N_{31}}{N_{21}-1} \right) \frac{\hat{I}_{Dr}}{\Delta t_3} (t - t_2) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_2 < t \leq t_3; \\ -i_{Lin}(t) & t_3 < t \leq t_4; \\ -\left(\frac{1+N_{31}}{N_{21}-1} \right) i_{Dr}(t_4) \cos(\omega_V(t - t_4)) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_4 < t \leq t_5; \\ -\frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_5 < t \leq t_6; \end{cases} \quad (3.274)$$

Figura 87 – Formas de onda da corrente no enrolamento secundário para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

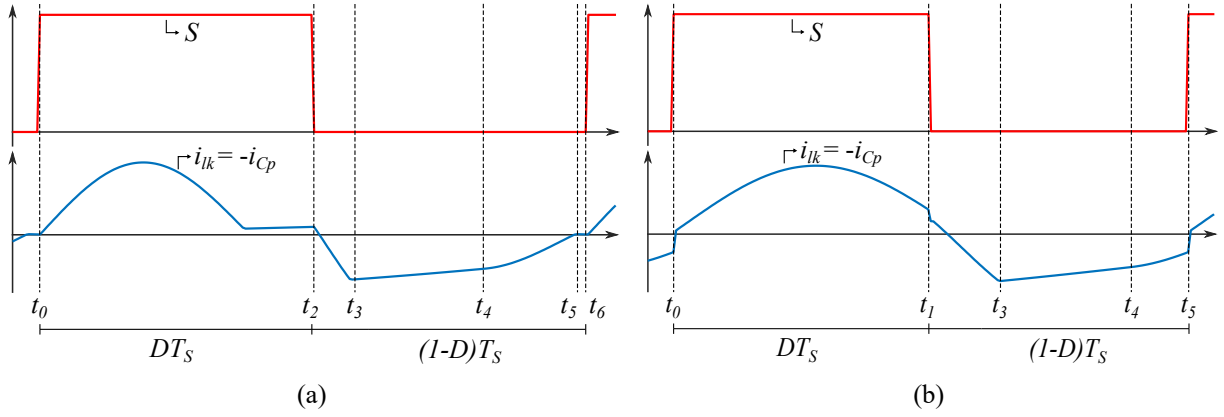
3.2.4.8 Indutância de Dispersão (L_{lk}) e Capacitor do Enrolamento Primário (C_p)

A corrente i_{Cp} tem mesmo módulo que i_{lk} mas sentido oposto. Como a Equação (3.126) continua válida, pode-se expressar estas correntes como:

$$i_{lk}(t) = -i_{Cp}(t) = \begin{cases} \frac{N_{21}+N_{31}}{N_{21}-1} i_{Do}(t) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & 0 < t \leq t_1; \\ -\frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_1 < t \leq t_2; \\ -\left(\frac{N_{21}+N_{31}}{N_{21}-1} \right) \frac{\hat{I}_{Dr}}{\Delta t_3} (t - t_2) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_2 < t \leq t_3; \\ -\frac{(N_{21}+N_{31})}{(1+N_{31})} i_{Lin}(t) - \frac{1}{1+N_{31}} i_m(t) & t_3 < t \leq t_4; \\ -\left(\frac{N_{21}+N_{31}}{N_{21}-1} \right) i_{Dr}(t_4) \cos(\omega_V(t - t_4)) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_4 < t \leq t_5; \\ -\frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_5 < t \leq t_6; \end{cases} \quad (3.275)$$

A Figura 88 ilustra as formas de onda das correntes i_{lk} e i_{Cp} .

Figura 88 – Formas de onda das correntes na indutância de dispersão do transformador e no capacitor C_p para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

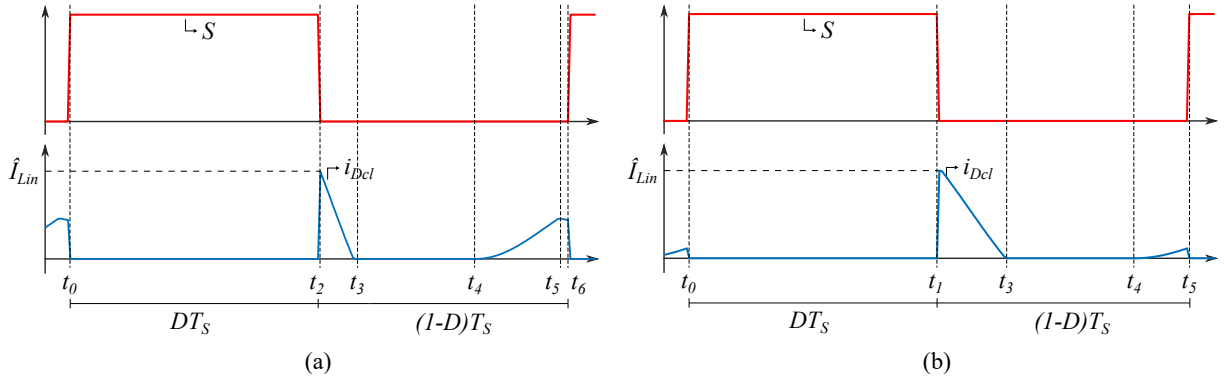
3.2.4.9 Diodo de Grampeamento (D_{cl})

A Equação (3.128) é válida para a operação utilizando transformador elevador de tensão, de maneira que i_{Dcl} pode ser escrita por meio das Equações (3.262) e (3.274) como:

$$i_{Dcl}(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t \leq t_2; \\ -\left(\frac{1+N_{31}}{N_{21}-1}\right) \frac{\hat{I}_{Dr}}{\Delta t_3} (t - t_2) + i_{Lin}(t) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_2 < t \leq t_3; \\ 0 & t_3 < t \leq t_4, \\ -\left(\frac{1+N_{31}}{N_{21}-1}\right) i_{Dr}(t_4) \cos(\omega_V(t - t_4)) + i_{Lin}(t) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_4 < t \leq t_5; \\ i_{Lin}(t) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) & t_5 < t \leq t_6, \end{cases} \quad (3.276)$$

A Figura 89 mostra as formas de onda da corrente no diodo D_{cl} .

Figura 89 – Formas de onda das correntes no diodo D_{cl} para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

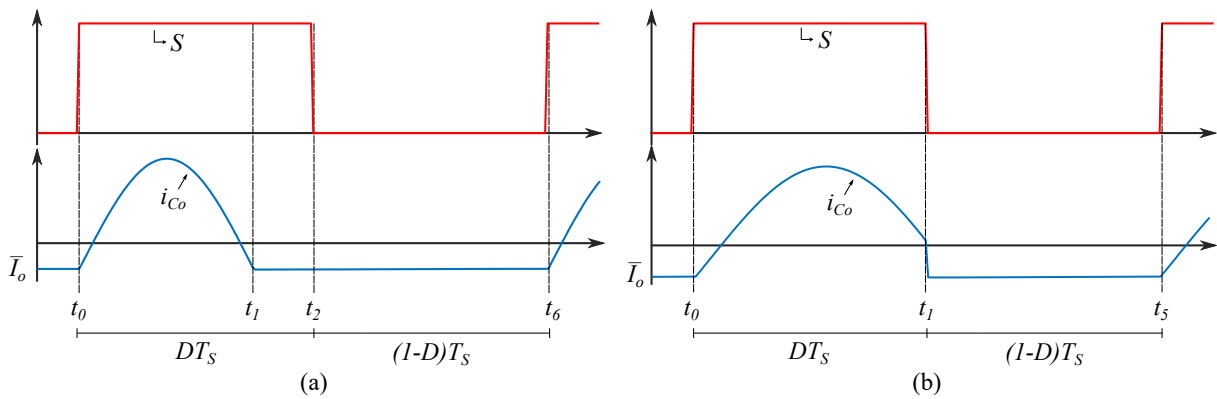
3.2.4.10 Capacitor de Saída (C_o)

A Equação (3.131) continua válida, de forma que i_{C_o} pode ser descrita como:

$$i_{C_o}(t) = \begin{cases} \hat{I}_{D_o} \text{sen}(\omega_I(t - t_0)) - \bar{I}_o & t_0 \leq t \leq t_1 \\ -\bar{I}_o & t_1 < t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.277)$$

em que $\hat{I}_{D_o}$ é dado pela Equação (3.265) para a operação no modo BRF e (3.266) no modo ORF. As formas de onda da corrente no capacitor C_o são mostradas na Figura 90.

Figura 90 – Formas de onda das correntes no capacitor C_o para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.2.4.11 Capacitor de Grampeamento (C_{cl})

A Equação (3.133) continua válida, logo, $i_{C_{cl}}$ pode ser descrita no tempo como:

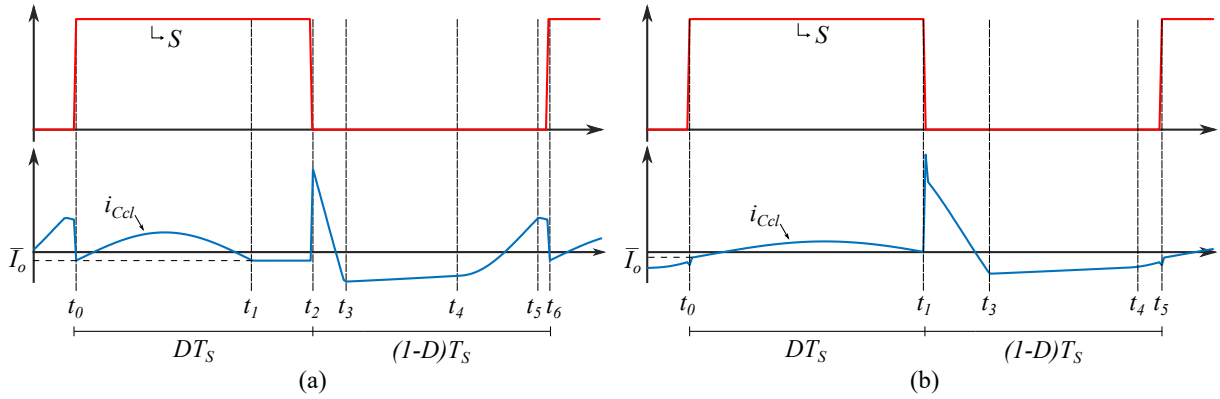
$$i_{C_{cl}}(t) = \begin{cases} \hat{I}_{D_o} \text{sen}(\omega_I(t - t_0)) - \bar{I}_o & t_0 < t \leq t_1; \\ -\bar{I}_o & t_1 < t \leq t_2; \\ -\left(\frac{N_{21}+N_{31}}{N_{21}-1}\right) \frac{\hat{I}_{D_r}}{\Delta t_3}(t - t_2) + i_{Lin}(t) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) - \bar{I}_o & t_2 < t \leq t_3; \\ \frac{1}{(1+N_{31})} i_m(t) - \frac{(N_{21}-1)}{(1+N_{31})} i_{Lin}(t) - \bar{I}_o & t_3 < t \leq t_4; \\ -\left(\frac{N_{21}+N_{31}}{N_{21}-1}\right) i_{D_r}(t_4) \cos(\omega_V(t - t_4)) + i_{Lin}(t) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) - \bar{I}_o & t_4 < t \leq t_5; \\ i_{Lin}(t) - \frac{1}{N_{21}-1} i_m(t) - \bar{I}_o & t_5 < t \leq t_6, \end{cases} \quad (3.278)$$

As formas de onda no capacitor C_{cl} são exibidas na 91.

3.2.5 Condições para o Comutação Suave dos Diodos

Assim como na operação do conversor utilizando transformador abaixador de tensão, há o surgimento de correntes senoidais durante a operação do conversor devido ao fenômeno da ressonância. Para as análises realizadas nesta seção, são desconsiderados L_{in} , L_m , C_{cl} , C_o e R devido ao baixo efeito destes componentes sobre a frequência e amplitude das ondas ressonantes.

Figura 91 – Formas de onda das correntes no capacitor C_{cl} para a operação com transformador elevador no MCC: (a) operação no modo BRF, (b) operação no modo ORF.

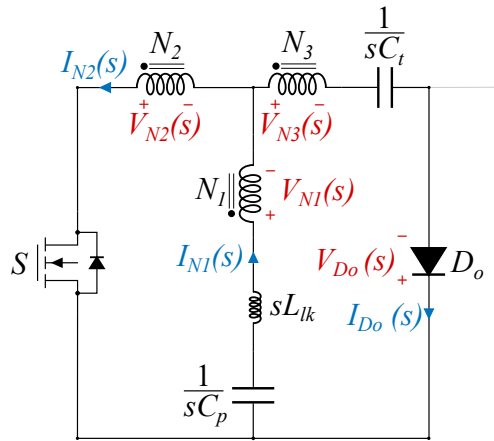


Fonte: Próprio autor, 2024

3.2.5.1 Diodo de saída

Como pode ser observado nas formas de onda do diodo D_o , mostrado na Figura 69. De forma análoga à Seção 3.1.5.1, pode-se descobrir a frequência de ressonância a partir da impedância equivalente de Thévenin, vista agora a partir dos terminais de D_o . Adicionando a fonte de tensão $V(s)$, chega-se ao circuito equivalente mostrado na Figura 92. A impedância equivalente de Thévenin para este caso é dada por:

Figura 92 – Circuito equivalente do conversor durante a etapa I no domínio da frequência.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$Z_{Th}(s) = \frac{V_{Do}(s)}{I_{Do}(s)}, \quad (3.279)$$

Ao comparar as Figuras 58 e 92, percebe-se que os elementos do circuito estão dispostos de forma idêntica, de forma que as expressões para a indutância equivalente e a capacitância equivalente são iguais para ambos os casos. Por consequência a frequência angular de ressonância

durante a etapa I é dada por:

$$\omega_I = \sqrt{\frac{1}{L_{lk}} \left[\frac{1}{C_p} + \left(\frac{1 - N_{21}}{N_{21} + N_{31}} \right)^2 \frac{1}{C_t} \right]}, \quad (3.280)$$

e a condição para o comutação suave por corrente de D_o é:

$$D \geq \frac{\pi}{\omega_I T_s}, \quad (3.281)$$

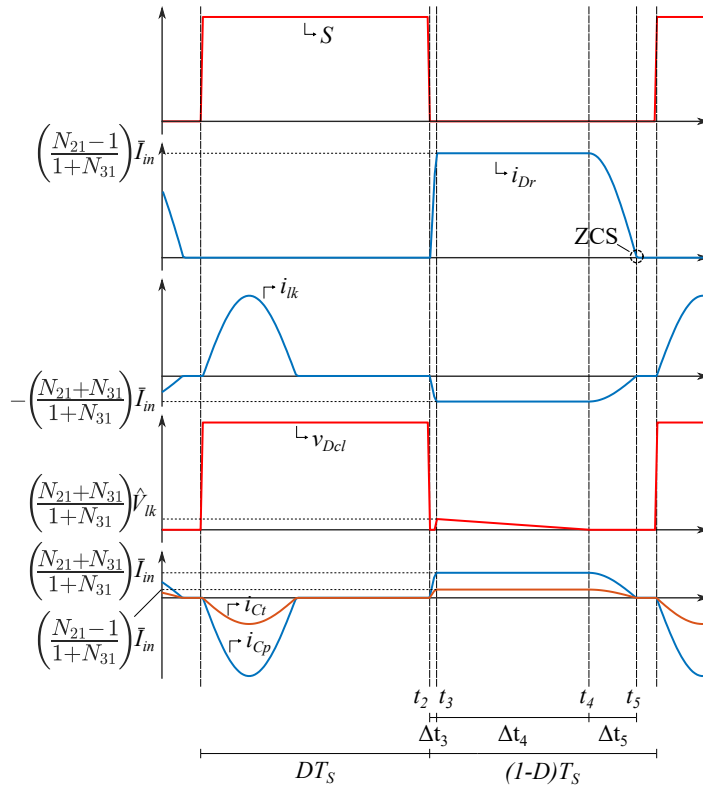
3.2.5.2 Diodo Retificador

A operação com ZCS do diodo D_r ocorre apenas caso a corrente i_{Dr} decaia até zero antes do interruptor ser fechado em $t = T_s$ no modo BRF. Assim, é necessário que:

$$\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 \leq (1 - D)T_s, \quad (3.282)$$

o que pode ser observado a partir da Figura 93. Ao desconsiderar a influência das ondulações das correntes nos indutores, as expressões para i_{Dr} tornam-se iguais a:

Figura 93 – Formas de onda evidenciando a operação com ZCS em D_r .



Fonte: Próprio autor, 2024

$$i_{Dr}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 < t \leq t_2; \\ \left(\frac{N_{21}-1}{1+N_{31}}\right) \frac{\bar{I}_{in}}{\Delta t_3} (t - t_2) & t_2 < t \leq t_3; \\ \frac{(N_{21}-1)}{(1+N_{31})} \bar{I}_{in} & t_3 < t \leq t_4; \\ \frac{(N_{21}-1)}{(1+N_{31})} \bar{I}_{in} \cos(\omega_V(t - t_4)) & t_4 < t \leq t_5; \\ 0 & t_5 < t \leq t_6 \end{cases} \quad (3.283)$$

Nota-se, ao comparar a Figura 59 e as Equações (3.149) e (3.151) desenvolvidas na Seção 3.1.5.2 à Figura 93 e às Equações (3.282) e (3.283), que as condições para o comutação suave de D_r para operação utilizando transformador elevador são idênticas às condições para a ocorrência de ZCS em D_o utilizando transformador abaixador de tensão, com exceção do termo $(1 - N_{21})$, que passa a ser $(N_{21} - 1)$. Desta forma, encontra-se:

$$\omega_V = \omega_I = \omega = \sqrt{\frac{1}{L_{lk}} \left[\frac{1}{C_p} + \left(\frac{1 - N_{21}}{N_{21} + N_{31}} \right)^2 \frac{1}{C_t} \right]}, \quad (3.284)$$

$$\Delta t_3 = \left(\frac{1 + N_{31}}{N_{21} + N_{31}} \right) (1 - D) T_s - \frac{1}{\omega} - \sqrt{\left[\left(\frac{1 + N_{31}}{N_{21} + N_{31}} \right) (1 - D) T_s - \frac{1}{\omega} \right]^2 - \frac{2}{\omega^2}}, \quad (3.285)$$

$$\Delta t_4 = \left(\frac{1 + N_{31}}{N_{21} + N_{31}} \right) \frac{(1 - D) T_s}{2} - \frac{1}{2\omega} + \frac{1}{2} \sqrt{\left[\left(\frac{1 + N_{31}}{N_{21} + N_{31}} \right) (1 - D) T_s - \frac{1}{\omega} \right]^2 - \frac{2}{\omega^2}}, \quad (3.286)$$

e

$$\Delta t_5 = \frac{\pi}{2\omega}, \quad (3.287)$$

Ao utilizar as Equações (3.285) a (3.287) na Equação (3.282), obtêm-se a condição para o ZCS de D_r :

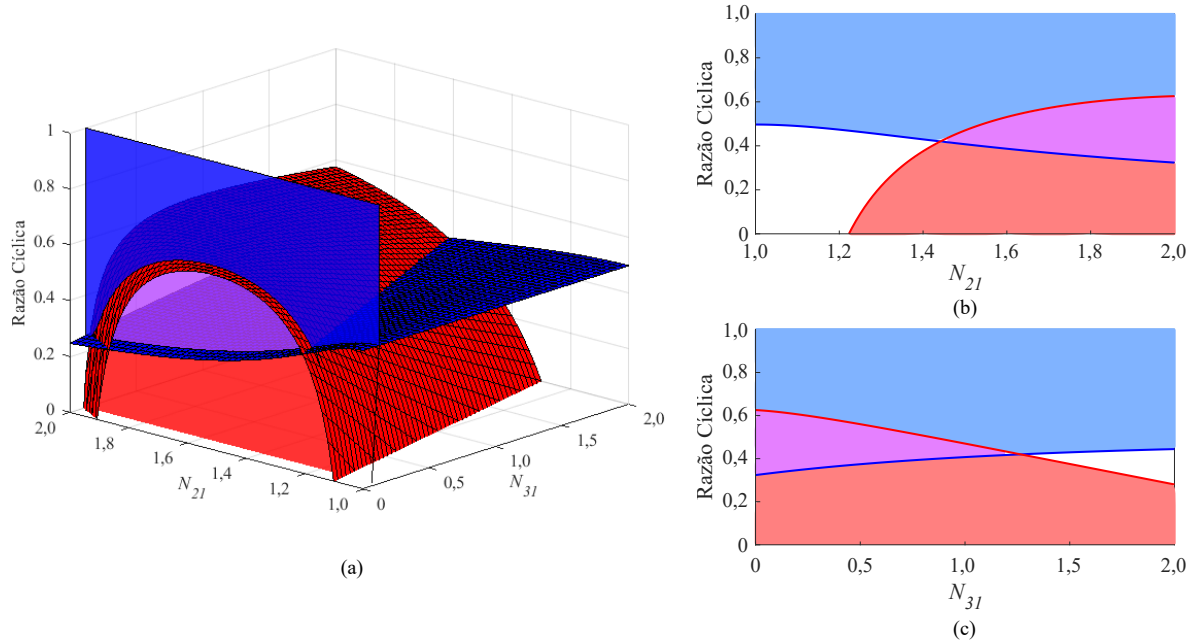
$$D \leq \frac{1}{T_s} - \frac{3}{2} \left[\left(\frac{1+N_{31}}{N_{21}+N_{31}} \right) (1 - D) - \frac{1}{\omega T_s} \right] + \frac{1}{2} \sqrt{\left[\left(\frac{1+N_{31}}{N_{21}+N_{31}} \right) (1 - D) - \frac{1}{\omega T_s} \right]^2 - \frac{2}{(\omega T_s)^2} - \frac{\pi}{2\omega T_s}}. \quad (3.288)$$

3.2.5.3 Limite entre os Modos de Operação BRF e ORF

Para que o conversor opere no modo BRF utilizando transformador elevador, é necessário satisfazer simultaneamente as condições estabelecidas nas Equações (3.281) e (3.288). A Figura 94 mostra as regiões de operação do conversor delimitadas pela Equação (3.281) (superfície em azul) e pela Equação (3.288) (superfície em vermelho). A área destacada em lilás indica a região de operação BRF, no qual há ZCS nos diodos D_r e D_o ; enquanto as demais áreas indicam as regiões de operação ORF, seja devido à presença de ZCS em apenas D_o (área em azul), apenas em D_r (área em vermelho) ou devido à ausência de ZCS em ambos os diodos.

Percebe-se ao comparar a Figura 94 à Figura 61 que, para as mesmas condições de operação, a região de operação BRF do conversor utilizando transformador elevador de tensão é mais restrita que a região de operação BRF do conversor utilizando transformador abaixador.

Figura 94 – Limite entre os modos de operação BRF e ORF para o conversor utilizando transformador elevador de tensão em função das razões de transformação, em que $L_{lk} = 1\mu\text{H}$, $C_p = 10\mu\text{F}$ e $C_t = 0,82\mu\text{F}$. (a) Regiões delimitadas pelas superfícies descritas pelas Equações (3.281) e (3.288); (b) seção obtida para $N_{31} = 1$; (c) seção obtida para $N_{21} = 1,5$.



Fonte: Próprio autor, 2024

3.2.6 Valor Eficaz das Correntes nos Elementos do Conversor

Para simplificar o cálculo dos valores eficazes das correntes do conversor, são desprezadas as ondulações da corrente no indutor de entrada e na indutância de magnetização. Ao comparar o comportamento das correntes nos elementos do conversor durante a operação utilizando transformador abaixador com a operação utilizando transformador elevador, nota-se que em alguns destes elementos, o comportamento da corrente não é alterado, de maneira que a expressão para o valor eficaz da corrente não é alterada.

3.2.6.1 Indutor de entrada (L_{in})

O comportamento da corrente através do indutor de entrada não é alterado, de maneira que a expressão para o valor eficaz $I_{Lin,RMS}$ é dado por:

$$I_{Lin,RMS} = G_V \bar{I}_o. \quad (3.289)$$

3.2.6.2 Diodo de Saída (D_o)

Dado que o comportamento da corrente i_{Do} é idêntico ao de i_{Dr} para o caso anterior, estas correntes tem valor eficaz idêntico. Logo, para o modo BRF:

$$I_{Do,RMS} = \sqrt{\frac{\pi}{2\omega T_s}} \hat{I}_{Do} \quad (3.290)$$

e para o modo ORF:

$$I_{Do,RMS} = \sqrt{\frac{D}{2} - \frac{\text{sen}(2\omega DT_s)}{4\omega T_s}} \hat{I}_{Do}. \quad (3.291)$$

em que $\hat{I}_{Do}$ é definido pela Equação (3.265), para operação no modo BRF, ou pela Equação (3.266) para operação no modo ORF.

3.2.6.3 Interruptor (S)

A expressão para i_S mantém seu formato, sendo composta por um termo constante e um termo senoidal tanto para a operação utilizando transformador abaixador quanto elevador. Assim, a Equação (3.175) torna-se:

$$I_{S,RMS} = \sqrt{(G_v \bar{I}_o)^2 D + \frac{4G_v}{\omega T_s} \left(\frac{1+N_{31}}{N_{21}-1} \right) \bar{I}_o \hat{I}_{Do} + \frac{\pi}{2\omega T_s} \left[\left(\frac{1+N_{31}}{N_{21}-1} \right) \hat{I}_{Do} \right]^2}, \quad (3.292)$$

para o modo BRF, e a Equação (3.176) torna-se:

$$I_{S,RMS} = \sqrt{(G_v \bar{I}_o)^2 D + \frac{2G_v}{\omega T_s} \left(\frac{1+N_{31}}{N_{21}-1} \right) (1 - \cos(\omega DT_s)) \bar{I}_o \hat{I}_{Do} + \left(\frac{1+N_{31}}{N_{21}-1} \right)^2 \left(\frac{D}{2} - \frac{\text{sen}(2\omega DT_s)}{4\omega T_s} \right) \hat{I}_{Do}^2} \quad (3.293)$$

para o modo ORF.

3.2.6.4 Diodo Retificador (D_r)

A corrente i_{Dr} tem o mesmo comportamento que a corrente i_{Do} no caso anterior, logo, a expressão para o valor eficaz de i_{Dr} é dada por:

$$I_{Dr,RMS} = \sqrt{\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{\Delta t_4}{T_s} + \frac{\pi}{4\omega T_s} \left(\frac{N_{21}-1}{1+N_{31}} \right) G_v \bar{I}_o} \quad (3.294)$$

e

$$I_{Dr,RMS} = \sqrt{\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{\Delta t_4}{T_s} + \frac{\Delta t_5}{2T_s} + \frac{\text{sen}(2\omega \Delta t_5)}{2\omega T_s} \left(\frac{N_{21}-1}{1+N_{31}} \right) G_v \bar{I}_o}. \quad (3.295)$$

para os modos de operação BRF e ORF, respectivamente.

3.2.6.5 Diodo de Grampeamento (D_{cl})

O diodo D_{cl} apresenta o mesmo comportamento no tempo em comparação ao caso anterior, de forma que a expressão para o valor eficaz de sua corrente é dada por:

$$I_{Dcl,RMS} = \sqrt{\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{(3\pi-8)}{4\omega T_s} + \frac{\Delta t_6}{T_s} G_v \bar{I}_o}, \quad (3.296)$$

para o modo de operação BRF e

$$I_{Dcl,RMS} = \sqrt{\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{3\Delta t_5}{2T_s} - \frac{2\text{sen}(\omega \Delta t_5)}{\omega T_s} + \frac{\text{sen}(2\omega \Delta t_5)}{2\omega T_s} G_v \bar{I}_o}. \quad (3.297)$$

para o modo de operação ORF.

3.2.6.6 Enrolamento Terciário do Transformador (N_3) e Capacitor do Enrolamento Terciário (C_t)

Assim como em S , as correntes nos enrolamentos do transformador apresentam o mesmo comportamento no tempo. É importante notar que apesar do comportamento no tempo de i_{Dr} e i_{Do} mudar de acordo com o uso do transformador, elas apenas permutam entre si; isto é, i_{Dr} assume o comportamento de i_{Do} e vice versa, de modo que as expressões continuam válidas. Assim, para o enrolamento terciário do transformador, tem-se:

$$I_{N3,RMS} = I_{Ct,RMS} = \sqrt{I_{Dr,RMS}^2 + I_{Do,RMS}^2}. \quad (3.298)$$

3.2.6.7 Enrolamento Secundário do Transformador (N_2)

Uma vez que os nós do circuito do conversor são preservados, ainda é possível representar o valor eficaz de i_{N2} a partir da Equação (3.298):

$$I_{N2,RMS} = \left[\frac{1 + N_{31}}{N_{21} - 1} \right] I_{N3,RMS} \quad (3.299)$$

3.2.6.8 Indutância de Dispersão (L_{lk}) e Capacitor do Enrolamento Primário (C_p)

Da mesma forma que o enrolamento secundário, pode-se escrever o valor eficaz das correntes i_{lk} e i_{Cp} a partir da Equação (3.298) como:

$$I_{lk,RMS} = I_{Cp,RMS} = \left[\frac{N_{21} + N_{31}}{N_{21} - 1} \right] I_{N3,RMS}. \quad (3.300)$$

3.2.6.9 Capacitor de Saída (C_o)

A expressão para o valor eficaz de i_{Co} é dada pela Equação (3.186), pois, mesmo que a expressão para $I_{Do,RMS}$ tenha mudado, o nó que contém o polo positivo de C_o continua inalterado. Pode-se substituir a Equação (3.290) na Equação (3.186) para encontrar $I_{Co,RMS}$ no modo BRF, resultando em:

$$I_{Co,RMS} = \sqrt{\frac{\pi}{2\omega T_s} \hat{I}_{Do}^2 - \bar{I}_o^2}. \quad (3.301)$$

Substituindo 3.291 na Equação (3.186), encontra-se a expressão para $I_{Co,RMS}$ para o modo ORF:

$$I_{Co,RMS} = \sqrt{\left[\frac{D}{2} - \frac{\sin(2\omega DT_s)}{4\omega T_s} \right] \hat{I}_{Do}^2 - I_o^2}. \quad (3.302)$$

em que $\hat{I}_{Do}^2$ é definido pela Equação (3.265) para o modo BRF ou pela Equação (3.265) para o modo ORF.

3.2.6.10 Capacitor de Grampeamento (C_{cl})

Assim como no caso anterior, a expressão para $I_{Ccl,RMS}$ pode ser obtida através da Equação (3.187). No entanto, para a operação utilizando transformador elevador, D_{cl} conduz paralelamente a D_r , de forma que a Equação (3.189) torna-se igual a:

$$I_{Ccl,RMS} = \sqrt{I_{Dcl,RMS}^2 + I_{Do,RMS}^2 + I_{Dr,RMS}^2 - \bar{I}_o^2 - \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} 2i_{Dcl}(t)i_{Dr}(t)dt}. \quad (3.303)$$

Os diodos D_o e D_{cl} estão diretamente polarizados nas etapas III e V no modo BRF e apenas durante a etapa III no modo ORF, de maneira que a Equação (3.303) é igual a:

$$I_{Ccl,RMS} = \sqrt{I_{Dcl,RMS}^2 + I_{Do,RMS}^2 + I_{Dr,RMS}^2 - \left(\frac{N_{21}-1}{1+N_{31}}\right) \left(\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{4-\pi}{2\omega T_s}\right) (G_v^2 + 1) \bar{I}_o^2} \quad (3.304)$$

e para o modo ORF:

$$I_{Ccl,RMS} = \sqrt{I_{Dcl,RMS}^2 + I_{Do,RMS}^2 + I_{Dr,RMS}^2 - \left(\frac{N_{21}-1}{1+N_{31}}\right) \left(\frac{\Delta t_3}{3T_s} - \frac{\Delta t_5}{T_s} + \frac{2\text{sen}(\omega \Delta t_5)}{\omega T_s} - \frac{\text{sen}(2\omega \Delta t_5)}{2\omega T_s}\right) (G_v^2 + 1) \bar{I}_o^2}. \quad (3.305)$$

3.2.7 Limite entre os Modos de Condução

O limite entre os modos de condução e o ganho estático do conversor no MCD são obtidos de forma similar ao caso com operação utilizando transformador abaixador. As etapas nas quais o interruptor está bloqueado são separadas em dois intervalos distintos: um no qual L_{in} apresenta corrente não nula, de duração $D_2 T_s$ e outro no qual L_{in} não conduz corrente, com duração igual a $(1 - D - D_2) T_s$. A partir do balanço volt-segundo em L_{in} , tem-se:

$$DV_{in} + D_2(V_{in} - V_{Ccl(MCD)}) = 0 \quad (3.306)$$

Uma vez que os nós do circuito não são alterados, as Equações (3.195), (3.197) e (3.199) continuam verdadeiras. Por outro lado, dado que D_o está diretamente polarizado durante a etapa I e D_r está diretamente polarizado durante as etapas III a V, as Equações (3.198) e (3.200) trocam de intervalo. Desta forma, tem-se o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{cases} V_{N1(MCD)}^{DT_s} = -\frac{V_{Cp(MCD)}}{N_{21}-1}, \\ V_{N1(MCD)}^{D_2 T_s} = \frac{V_{Ccl(MCD)} - V_{Cp(MCD)}}{N_{21}-1}, \\ (1 + N_{31})V_{N1(MCD)}^{D_2 T_s} = V_{Cp(MCD)} + V_{Ct(MCD)} - V_{Ccl(MCD)}, \\ (1 + N_{31})V_{N1(MCD)}^{DT_s} = V_{Cp(MCD)} + V_{Ct(MCD)} - V_{Ccl(MCD)} - V_{Co(MCD)}, \\ V_{Cp(MCD)} = V_{in}. \end{cases} \quad (3.307)$$

A partir deste conjunto de equações, encontra-se as Equações abaixo:

$$V_{Ccl(MCD)} - \frac{N_{21} + N_{31}}{N_{21} - 1} V_{in} = V_{Ct(MCD)} - V_{Co(MCD)} \quad (3.308)$$

e

$$\frac{N_{21} + N_{31}}{N_{21} - 1} V_{Ccl(MCD)} - \frac{N_{21} + N_{31}}{N_{21} - 1} V_{in} = V_{Ct(MCD)}. \quad (3.309)$$

Subtraindo a Equação (3.308) da Equação (3.309), obtém-se:

$$V_{Co(MCD)} = \frac{1 + N_{31}}{N_{21} - 1} V_{Ccl(MCD)} \quad (3.310)$$

e dado que $V_o = V_{Ccl(MCD)} + V_{Co(MCD)}$ pode-se relacionar $V_{Ccl(MCD)}$ à tensão de saída:

$$V_{Ccl(MCD)} = \frac{N_{21} - 1}{N_{21} + N_{31}} V_o. \quad (3.311)$$

Ao substituir a Equação (3.311) na Equação (3.306) e isolar D_2 , obtém-se:

$$D_2 = \frac{(N_{21} + N_{31}) V_{in} D}{(N_{21} - 1) V_o - (N_{21} + N_{31}) V_{in}}. \quad (3.312)$$

Ao comparar a expressão para D_2 para a operação no MCD utilizando transformador abaixador, dada pela Equação (3.207), e a expressão encontrada para D_2 para a operação utilizando transformador elevador na Equação (3.312), pode-se deduzir o ganho estático no MCD $G_{v(MCD)}$ para o presente caso:

$$G_{v(MCD)} = \frac{N_{21} + N_{31}}{2(N_{21} - 1)} + \sqrt{\left[\frac{N_{21} + N_{31}}{2(N_{21} - 1)} \right]^2 + \frac{D^2 T_s}{2\tau}}. \quad (3.313)$$

e a expressão para a razão τ/T_s que delimita a fronteira entre o MCC e o MCD para o conversor operando com transformador elevador:

$$\frac{\tau}{T_s} = \left(\frac{N_{21} - 1}{N_{21} + N_{31}} \right)^2 \frac{D(1 - D)^2}{2}. \quad (3.314)$$

A partir das Equações (3.313) e (3.314), são gerados os gráficos mostrados na Figura 95, que relaciona as curvas de ganho do conversor com a fronteira entre os modos de operação.

3.3 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS MODOS ABAIXADOR E ELEVADOR

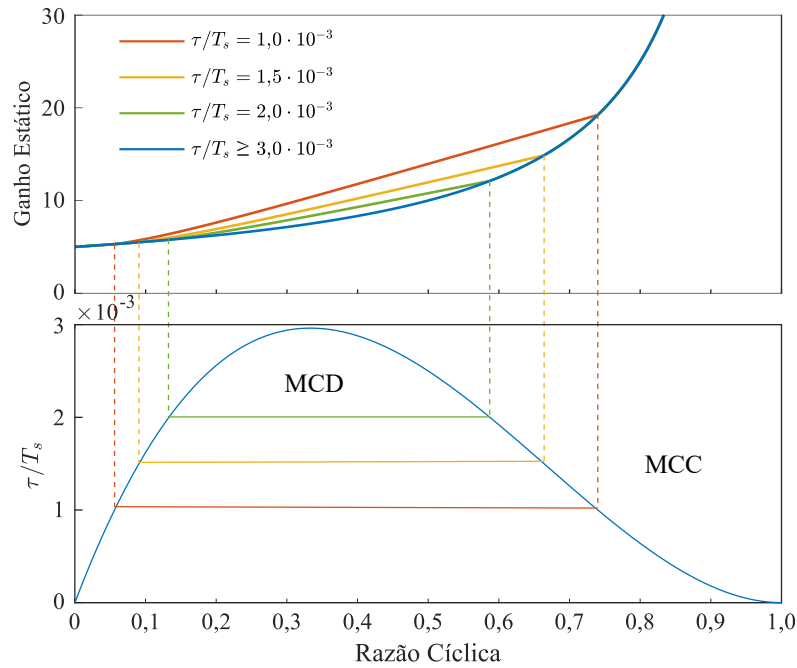
Nesta seção é feita a comparação entre as características operacionais do conversor ao empregar transformador abaixador de tensão ou transformador elevador de tensão. De forma a estabelecer uma base comum para a comparação, considera-se que em ambos os casos o conversor opera sob as mesmas condições: tensão de entrada, razão cíclica, ganho estático, potência e frequência de comutação. O fator de acoplamento é considerado unitário e o conversor opera no modo BRF.

3.3.1 Ganho Estático e Esforços de Tensão

Para ilustrar a relação entre os ganhos de tensão do conversor utilizando transformador abaixador de tensão ou elevador de tensão utiliza-se o fator N , tal que

$$G_v = \frac{N}{(1 - D)}. \quad (3.315)$$

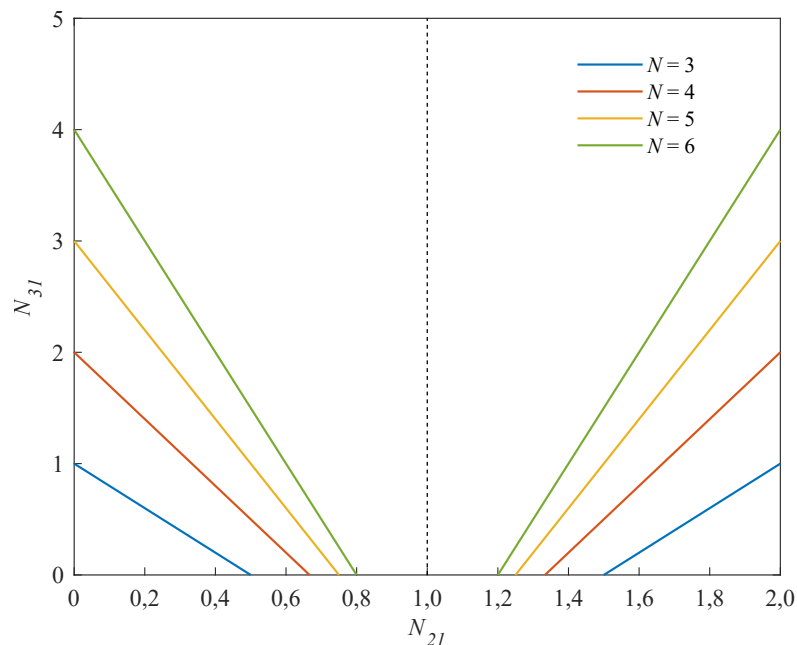
Figura 95 – Ganho estático do conversor em função de τ/T_s (abaixo) e limite entre os modos de condução (acima) para $N_{21} = 1, 5$ e $N_{31} = 1$.



Fonte: Próprio autor, 2024

Desta forma, tem-se que $N = \frac{2-N_{21}+N_{31}}{1-N_{21}}$ para a operação com transformador abaixador e $N = \frac{N_{21}+N_{31}}{N_{21}-1}$ para a operação com transformador elevador. A Figura 96 mostra a relação de N_{21} e N_{31} para determinados valores de G , evidenciando a simetria em torno do eixo $N_{21} = 1$. Isto significa que dados dois transformadores com mesmo valor de N_{31} , o conversor apresenta ganho estático idêntico se o valor N_{21} for equidistante de 1 em ambos os casos.

Figura 96 – Relação entre N_{21} e N_{31} para determinados valores de N .



Fonte: Próprio autor, 2024

A partir das equações desenvolvidas nas Seções 3.1.2 e 3.2.2 é criada a Tabela 1, que compara os esforços de tensão nos componentes do conversor nos dois modos de operação normalizadas pela tensão de saída. Nota-se, a partir do uso da Equação (3.329), que para o mesmo ganho estático, os esforços de tensão são idênticos em ambos os casos.

Tabela 1 – Expressões para os esforços de tensão normalizados pela tensão de saída.

	$\frac{V_s}{V_o}$	$-\frac{V_{Dcl}}{V_o}$	$-\frac{V_{Dr}}{V_o}$	$-\frac{V_{Dx}}{V_o}$
	$\frac{1-N_{21}}{2-N_{21}+N_{31}}$	$\frac{1-N_{21}}{2-N_{21}+N_{31}}$	$\frac{N_{31}+1}{2-N_{21}+N_{31}}$	$\frac{N_{31}+1}{2-N_{21}+N_{31}}$
Abaixador	$\frac{1}{N}$	$\frac{1}{N}$	$\frac{N-1}{N}$	$\frac{N-1}{N}$
	$\frac{N_{21}-1}{N_{21}+N_{31}}$	$\frac{N_{21}-1}{N_{21}+N_{31}}$	$\frac{N_{31}+1}{N_{21}+N_{31}}$	$\frac{N_{31}+1}{N_{21}+N_{31}}$
Elevador	$\frac{1}{N}$	$\frac{1}{N}$	$\frac{N-1}{N}$	$\frac{N-1}{N}$

3.3.2 Esforços de Corrente

A partir das equações desenvolvidas nas Seções 3.1.6 e 3.2.6, monta-se a Tabela 2, que contém os esforços de corrente no indutor de entrada, nos semicondutores e enrolamentos do transformador em função de N . Pelas condições estabelecidas para a comparação no início da seção, a corrente de entrada e a corrente de saída são idênticas para ambos os casos. Adicionalmente, $I_{Dr,RMS}$ para a operação com transformador abaixador é igual a $I_{Do,RMS}$ para a operação com transformador elevador e vice-versa. Isso também resulta em expressões idênticas para $I_{S,RMS}$, $I_{Dcl,RMS}$, $I_{N3,RMS}$ e $I_{N2,RMS}$.

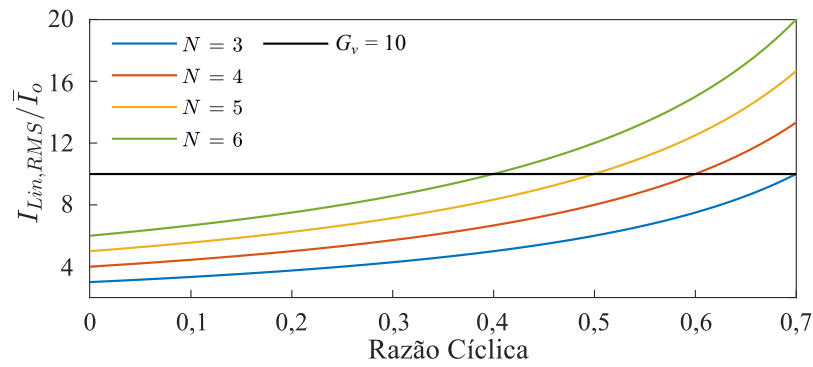
Tabela 2 – Expressões para os esforços de corrente em função de N .

	Abaixador	Elevador
$I_{Lin,RMS}$	$\frac{N}{1-D} \bar{I}_o$	$\frac{N}{1-D} \bar{I}_o$
$I_{Dr,RMS}$	$\sqrt{\frac{\pi\omega T_s}{8}} \bar{I}_o$	$\sqrt{\left(\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{\Delta t_4}{T_s} + \frac{\pi}{4\omega T_s}\right) \frac{N}{(N-1)(1-D)}} \bar{I}_o$
$I_{Do,RMS}$	$\sqrt{\left(\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{\Delta t_4}{T_s} + \frac{\pi}{4\omega T_s}\right) \frac{N}{(N-1)(1-D)}} \bar{I}_o$	$\sqrt{\frac{\pi\omega T_s}{8}} \bar{I}_o$
$I_{S,RMS}$	$\sqrt{\left[\left(\frac{N}{1-D}\right)^2 D + \frac{2N(N-1)}{1-D} + (N-1)^2 \frac{\pi\omega T_s}{8}\right]} \bar{I}_o$	$\sqrt{\left[\left(\frac{N}{1-D}\right)^2 D + \frac{2N(N-1)}{1-D} + (N-1)^2 \frac{\pi\omega T_s}{8}\right]} \bar{I}_o$
$I_{Dcl,RMS}$	$\sqrt{\left[\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{(3\pi-8)}{4\omega T_s} + \frac{\Delta t_6}{T_s}\right] \frac{N}{1-D}} \bar{I}_o$	$\sqrt{\left[\frac{\Delta t_3}{3T_s} + \frac{(3\pi-8)}{4\omega T_s} + \frac{\Delta t_6}{T_s}\right] \frac{N}{1-D}} \bar{I}_o$
$I_{N3,RMS}$	$\sqrt{I_{Dr,RMS}^2 + I_{Do,RMS}^2}$	$\sqrt{I_{Dr,RMS}^2 + I_{Do,RMS}^2}$
$I_{N2,RMS}$	$(N-1)I_{N3,RMS}$	$(N-1)I_{N3,RMS}$
$I_{lk,RMS}$	$(N-2)I_{N3,RMS}$	$N I_{N3,RMS}$

Nota-se através da Figura 96 que para obter um dado N , é necessário adicionar mais espiras ao enrolamento terciário em relação à quantidade necessária para obter o mesmo N incrementando apenas o enrolamento secundário. Ainda, através da Tabela 2, percebe-se que o valor eficaz das correntes mostradas é função de N , não importando especificamente qual combinação de N_{21} e N_{31} . Dessa forma, é preferível utilizar apenas N_{21} para conseguir atingir o ganho de tensão desejado, pois o aumento de N_{31} eleva a quantidade de espiras totais no núcleo e também as perdas por condução.

A Figura 97 mostra a variação de $I_{Lin,RMS}$ normalizado por $\bar{I}_o$ em função da razão cíclica para diferentes valores de N , assim como a variação para ganho de tensão constante $G_v = 10$. É importante salientar que, apesar das curvas com N menor estarem sempre abaixo das curvas com N maior, isso não significa em menores perdas por condução em L_{in} , uma vez que menor N acarreta em maior D para atingir o mesmo ganho estático. Assim, para o indutor de entrada, o valor eficaz da corrente se mantém constante para pontos de operação nos quais o ganho estático é idêntico.

Figura 97 – Comportamento de $I_{Lin,RMS}$ normalizada pela corrente de saída em função da razão cíclica para determinados valores de N .



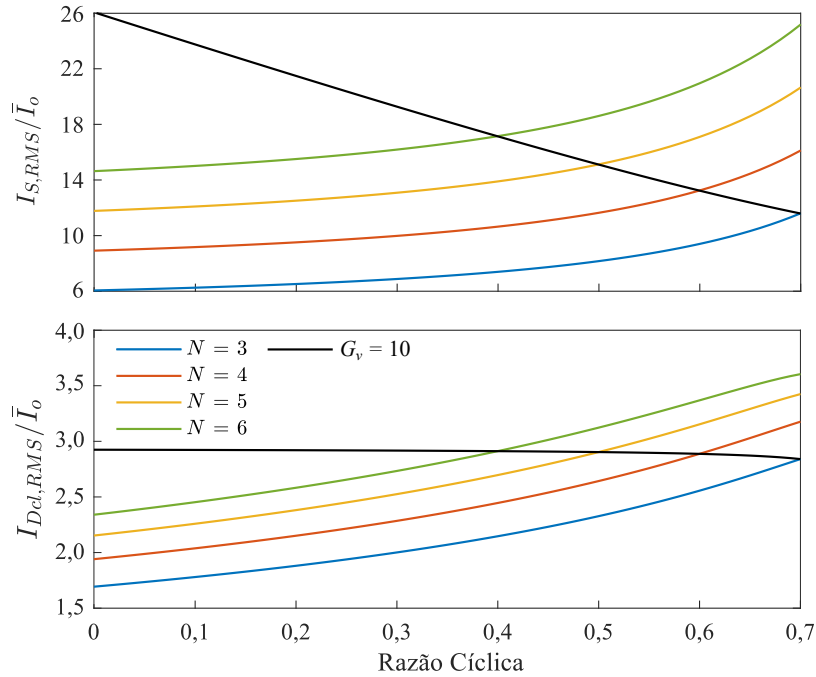
Fonte: Próprio autor, 2024

Os esforços de corrente no interruptor e no diodo de grampeamento são mostrados na Figura 98. Diferentemente de $I_{Lin,RMS}$, há discrepâncias entre os esforços de corrente nas diferentes curvas, em pontos nos quais o ganho estático é igual. A influência de N sobre $I_{S,RMS}$ é particularmente aparente, evidenciada pelo aumento maior que cem por cento para $N = 6$ comparado a $N = 3$.

O diodo D_r na operação com transformador abaixador e o diodo D_o na operação com transformador elevador apresentam corrente invariante em função de N . Contudo, o diodo D_o na operação com transformador abaixador e o diodo D_r na operação com transformador elevador são ligeiramente mais elevadas para os casos em que N é menor, como pode ser observado na Figura 99.

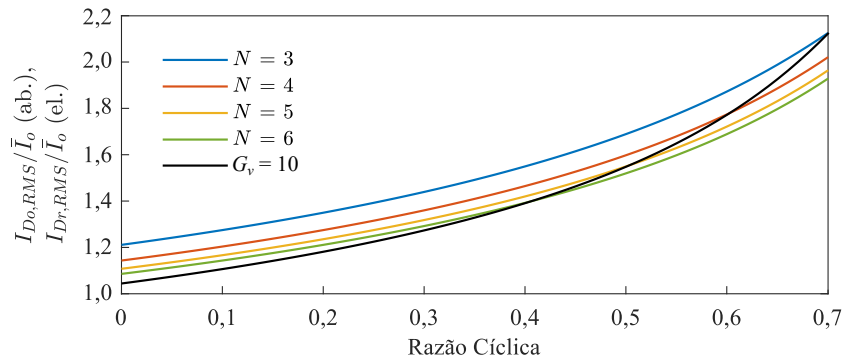
O efeito de N sobre as correntes nos enrolamentos do transformador é mostrado na 100. Assim como $I_{Dcl,RMS}$, a corrente no enrolamento terciário decresce a medida que N aumenta, enquanto a corrente no enrolamento secundário e no enrolamento primário apresentam comportamento inverso. É importante notar que, devido ao posição dos enrolamentos no circuito e às

Figura 98 – Comportamento de $I_{S,RMS}$ (acima) e comportamento de $I_{Dcl,RMS}$ (abaixo) normalizadas pela corrente de saída em função da razão cíclica para determinados valores de N .



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 99 – Comportamento de $I_{Do,RMS}$ na operação com transformador abaixador e comportamento de $I_{Dr,RMS}$ na operação com transformador elevador normalizadas pela corrente de saída em função da razão cíclica para determinados valores de N .



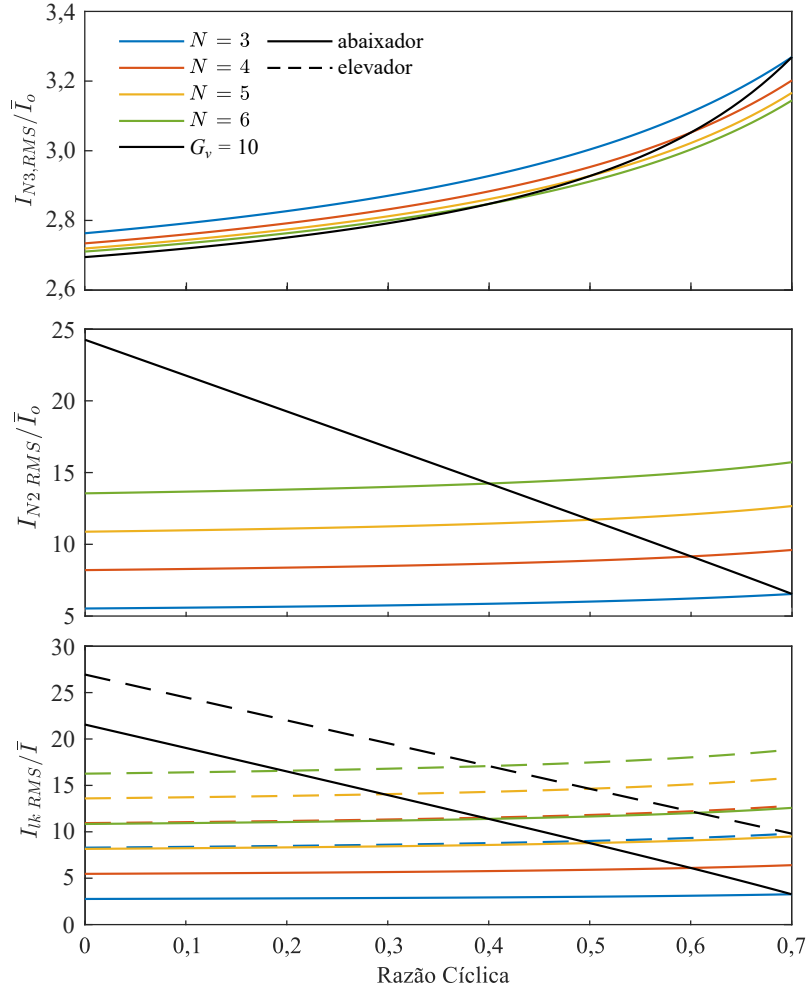
Fonte: Próprio autor, 2024

relações de transformação, $I_{lk,RMS}$ é comparativamente menor para a operação com transformador abaixador.

3.3.3 Regiões de Operação

As superfícies que delimitam as regiões de operação BRF e ORF do conversor proposto também podem ser representadas em função de N . Neste caso, ao avaliar as regiões de operação variando N linearmente, obtém-se a Figura 101. Desde que N seja constante, diferentes combinações de N_{21} e N_{31} resultam em frequências de ressonância iguais e, portanto, nos mesmos valores limites de razão cíclica no qual o conversor opera no modo BRF. A Figura 101

Figura 100 – Comportamento das correntes no enrolamentos do transformador normalizadas pela corrente de saída em função da razão cíclica para determinados valores de N .



Fonte: Próprio autor, 2024

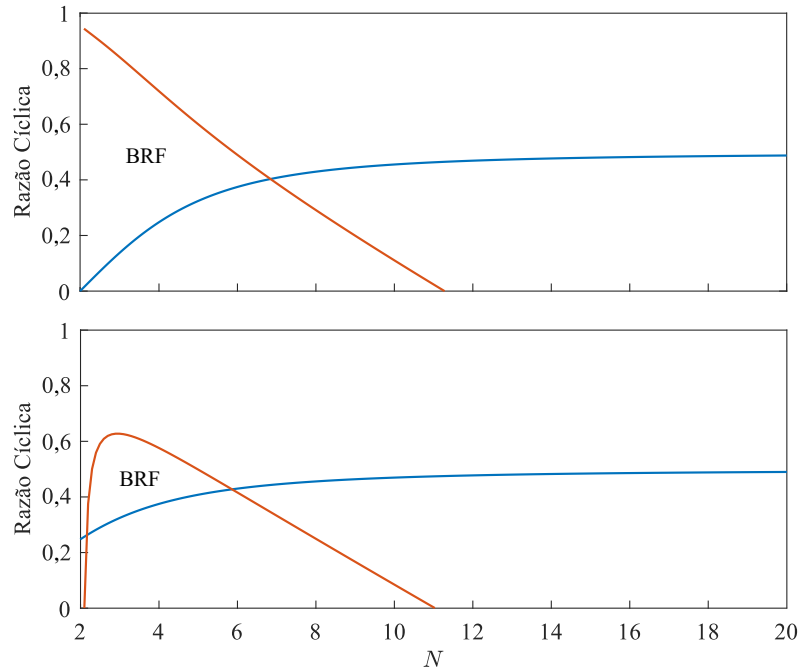
mostra que a região de operação BRF do conversor é maior na operação utilizando transformador abaixador de tensão em comparação à operação utilizando transformador elevador de tensão.

Outro ponto importante a ser discutido é ilustrado pela Figura 102, que mostra as fronteiras entre o MCC e MCD para diferentes valores de N . Nota-se que região de operação do conversor no MCD diminui a medida que N aumenta, como pode ser observado a partir das Equações (3.211) e (3.314), que se tornam iguais a:

$$\frac{\tau}{T_s} = \frac{D(1-D)^2}{2N^2}. \quad (3.316)$$

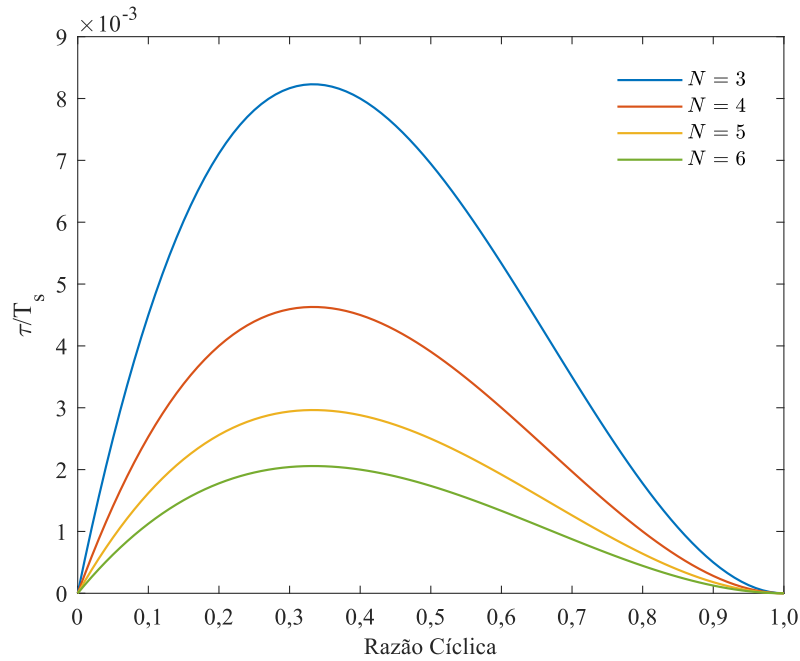
Isso significa que a medida que N aumenta, menor a potência na qual o conversor opera no MCD ou, alternativamente, menor o valor necessário de L_{in} para que o conversor opere no MCD em um determinado valor de potência.

Figura 101 – Regiões de operação do conversor proposto em função de N para a operação com transformador abaixador (acima) e para a operação com transformador elevador (abaixo), em que $L_{lk} = 1 \mu H$, $C_p = 10 \mu F$ e $C_t = 0,82 \mu F$.



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 102 – Fronteiras entre a operação no MCC e MCD.



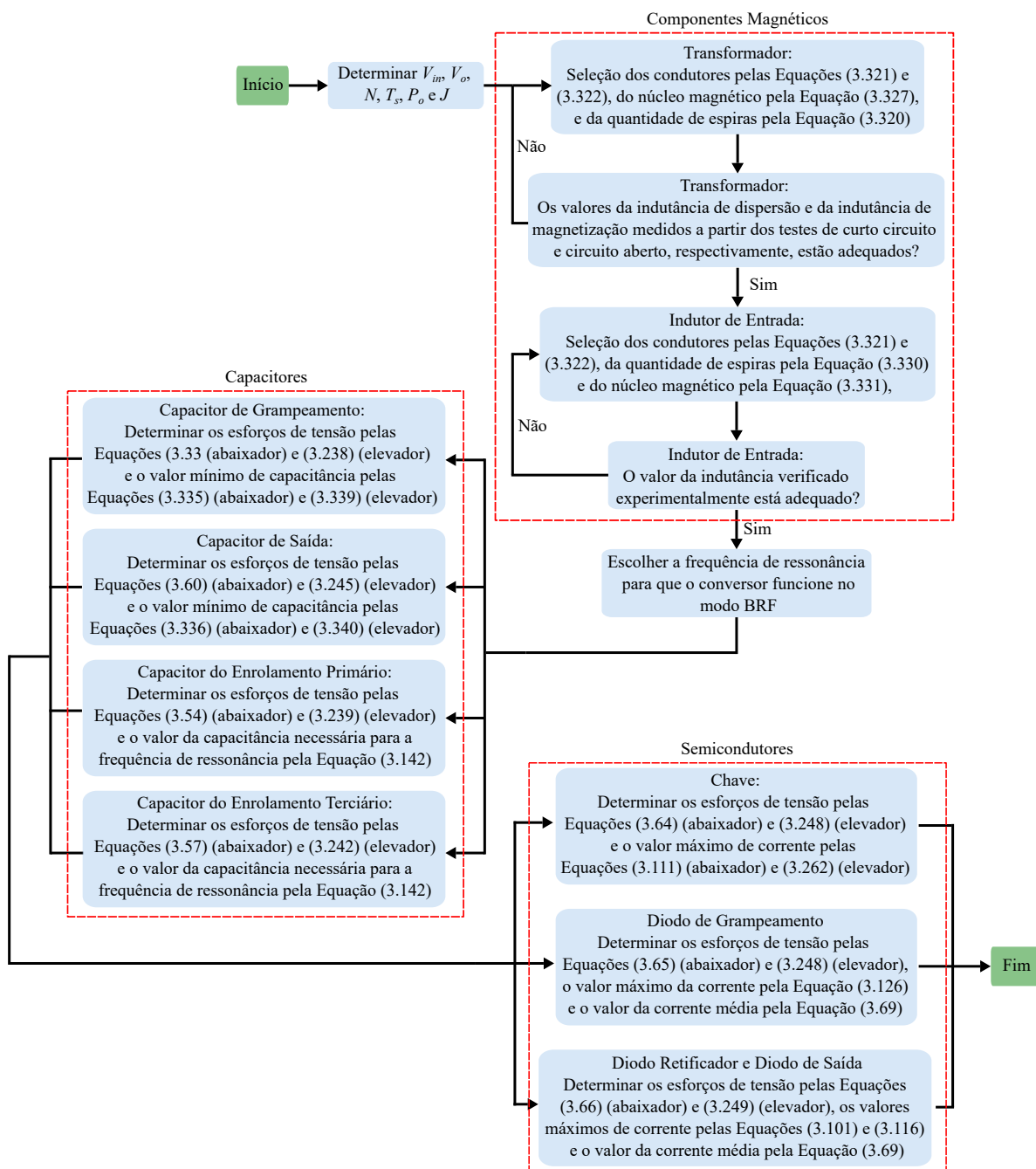
Fonte: Próprio autor, 2024

3.4 PROJETO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

Esta seção aborda a escolha dos componentes a partir das equações desenvolvidas nas seções anteriores deste capítulo. É também discutido a otimização de parametros do conversor a fim

de obter alto rendimento sem a utilização de componentes sobredimensionados. Por fim, são apresentadas as diretrizes para o projeto do conversor. A Figura 103 exibe o fluxograma com a sequência de instruções para a realização do projeto do conversor proposto.

Figura 103 – Fluxograma ilustrando a sequência de passos a ser tomada no projeto do conversor proposto.



Fonte: Próprio autor, 2024.

Para iniciar o projeto do conversor, deve-se estipular os valores máximo e mínimo para o ganho estático, tensão de entrada e tensão de saída, potência nominal, o limite inferior de potência no qual o conversor opera no MCC e a frequência de comutação. A escolha do valor adequado para a frequência de comutação é fundamental: o uso de baixa frequência de comutação resulta em indutâncias e capacitâncias elevadas para manter as ondulações de corrente e tensão dentro

das faixas especificadas, enquanto uma alta frequência de comutação resulta em perdas elevadas devido à comutação dos semicondutores e também devido aos núcleos magnéticos.

3.4.1 Transformador de Três Enrolamentos

O material utilizado no núcleo magnético é determinado a partir da frequência de comutação (KAZIMIERCZUK, 2014; HURLEY; WöLFLE, 2013). Para aplicações em alta frequência opta-se por núcleos composto por materiais cerâmicos genericamente denominados por ferrite. Estes núcleos apresentam bom desempenho em altas frequências, ao custo de menor permeabilidade magnética e maior susceptibilidade à saturação (KAZIMIERCZUK, 2014). Dentre os núcleos de ferrite, diversos materiais e métodos de fabricação são utilizados para adequar um determinado núcleo a certa faixa de frequências de operação e permeabilidade (FERROXCUBE, 2017).

Para o projeto do transformador, além da escolha do material e dimensões do núcleo magnético, também é necessário determinar as relações de transformação entre os enrolamentos do transformador.

3.4.1.1 Relações de Transformação e Ganho Estático

Como discutido na Seção 3.3, o fator N tem grande impacto na operação do conversor, desde os esforços de tensão e corrente até os limites das regiões de operação.

A escolha de valores elevados de N resulta em esforços de tensão baixos sobre o interruptor e o diodo de grampeamento, possibilitando o emprego de semicondutores com baixa resistência de condução. Adicionalmente, a região de operação no MCC é comparativamente maior, o que permite o uso de núcleos magnéticos menores para o indutor de entrada ou menor quantidade de voltas. Por outro lado, o uso de valores baixos para N acarreta menores esforços de corrente nos enrolamentos primário e secundário do transformador, interruptor e diodo de grampeamento, além de maior área de operação no modo BRF.

Fica evidente, portanto, a necessidade da escolha de valores intermediários de N de forma a atingir o ganho desejado para valores de razão cíclica dentro da faixa de operação BRF, balanceando os esforços de tensão e os esforços de corrente entre os componentes do conversor e garantindo a operação do conversor proposto no MCC até o limite inferior de potência desejado.

3.4.1.2 Dimensões do Núcleo e Quantidade de Voltas dos Enrolamentos

No projeto do transformador, busca-se chegar a um valor elevado de indutância de magnetização, evitando a saturação de seu núcleo magnético e reduzindo as perdas no núcleo. Deve-se também garantir alta indutância de magnetização a fim de não afetar a operação do conversor no MCC, como discutido na Seção 3.1.7. A escolha das dimensões do núcleo deve levar em consideração a sua seção transversal A_e , a área disponível dentro do núcleo para a inserção dos condutores, denominada área de janela, A_w e a área ocupada pelos condutores A_c (HURLEY; WöLFLE, 2013).

Para evitar a saturação e limitar as perdas do núcleo magnético do transformador, é necessário definir um valor para a máxima densidade de fluxo magnético $\hat{B}$. A variação total da densidade de fluxo magnético ΔB é dada por (HURLEY; WöLFLE, 2013):

$$\Delta B = \frac{1}{N_1 A_e} \int_0^{DT_s} V_m dt. \quad (3.317)$$

Por se tratar de um transformador, a densidade de fluxo magnético tem média nula, de maneira que o valor máximo é igual à metade de ΔB . Substituindo as Equações (3.43) e (3.55) na (Equação 3.317), obtem-se a expressão para o fluxo magnético máximo para fator de acoplamento unitário:

$$\hat{B} = \frac{1}{2N_1 A_e |1 - N_{21}|} \int_0^{DT_s} V_{in} dt = \frac{V_{in} DT_s}{2N_1 A_e |1 - N_{21}|} \quad (3.318)$$

e isolando o termo N_1 , encontra-se a expressão para o número de espiras do enrolamento primário:

$$N_1 = \frac{V_{in} DT_s}{2\hat{B} A_e |1 - N_{21}|}, \quad (3.319)$$

válida para ambos os casos de operação. Consequentemente, encontra-se N_2 e N_3 , dado que $N_2 = N_{21} N_1$ e $N_3 = N_{31} N_1$.

Em aplicações em que há correntes de alta frequência, são usualmente empregados fios *Litz*. O diâmetro de cada condutor individual que compõe o fio *Litz* é escolhido de forma a não ser afetado pelo efeito pelicular (KAZIMIERCZUK, 2014; HURLEY; WöLFLE, 2013). Assim, para fios de cobre, usa-se a expressão empírica

$$d_c \leq \frac{132}{\sqrt{f_s}}, \quad (3.320)$$

em que d_c é o diâmetro dos condutores que compõe o fio *Litz* em milímetros e f_s é a frequência de comutação em Hertz. O número de condutores N_c que compõe o fio é calculado diretamente a partir da área de cobre necessária para ter a densidade de corrente desejada J . Logo, para o enrolamento primário, tem-se:

$$N_c \geq \frac{I_{lk,rms}}{J\pi(d_c/2)^2}. \quad (3.321)$$

O mesmo procedimento pode ser adotado para os enrolamentos secundário e terciário. É comumente adotado como valor máximo $J = 4,5 \text{ A/mm}^2$ por resultar em bom meio termo entre a resistência e a área dos condutores (KAZIMIERCZUK, 2014).

As áreas ocupada pelos enrolamentos primário, secundário e terciário são dadas por, respectivamente, $A_{c,N1}$, $A_{c,N2}$ e $A_{c,N3}$. Assim, a área total ocupada pelos condutores A_c é dada por (KAZIMIERCZUK, 2014)

$$A_c = A_{c,N1} + A_{c,N2} + A_{c,N3} = N_1(N_{c,N1}d_{c,N1} + N_{21}N_{c,N2}d_{c,N2} + N_{31}N_{c,N3}d_{c,N3}). \quad (3.322)$$

Conhecendo A_c , deve-se assegurar que $A_w > A_c$. Isso se deve ao fato de que a janela para inserção dos condutores no núcleo não é plenamente aproveitada, resultando em áreas em vazio.

Para relacionar as áreas A_w e A_c , é estabelecido o fator de preenchimento k , dado por

$$k = \frac{A_c}{A_w} < 1, \quad (3.323)$$

que resulta em

$$A_w = \frac{A_c}{k}. \quad (3.324)$$

É comumente utilizado k entre 0,1 e 0,7 a depender do tipo de cabos e geometria de núcleo utilizados.

O produto de áreas A_p , dado por (KAZIMIERCZUK, 2014; HURLEY; WöLFLE, 2013)

$$A_p = A_w A_e, \quad (3.325)$$

é uma figura de mérito utilizada para a escolha das dimensões do núcleo. Analisando as Equações 3.319 e 3.324, percebe-se que estas duas áreas tem relação de proporcionalidade inversa: quanto maior A_e , menor N_1 e consequentemente menor A_w e vice-versa. Substituindo as Equações 3.319, 3.322 e 3.324 na Equação 3.325, chega-se a:

$$A_p = \frac{V_{in} D T_s}{2k \hat{B} |1 - N_{21}|} \frac{\pi}{4} (N_{c,N1} d_{c,N1}^2 + N_{21} N_{c,N2} d_{c,N2}^2 + N_{31} N_{c,N3} d_{c,N3}^2). \quad (3.326)$$

Desta forma, núcleos de mesmo material com dimensões distintas mas com mesmo A_p são equivalentes. É importante notar que apesar de tanto N_{21} quanto N_{31} contribuírem para a elevação do ganho estático, apenas N_{21} influencia diretamente o valor de A_p . Desta forma, obter o ganho estático desejado ao aproximar N_{21} da unidade requer aumentar o A_p necessário, enquanto elevar N_{31} aumenta a resistência do enrolamento terciário e, portanto, também as perdas por condução. Assim, para um determinado núcleo, deve-se ter N_{21} mais próximo da unidade quanto possível para atingir o ganho estático desejado. Ao chegar ao limite de N_{21} , aumenta-se então N_{31} .

A indutância de magnetização resultante do transformador projetado é calculada a partir do fator de indutância A_l , dado pela ficha técnica do núcleo, a partir da Equação (KAZIMIERCZUK, 2014):

$$L_m = A_l N_1^2. \quad (3.327)$$

Uma vez executado o projeto do transformador é importante verificar o valor de L_m e obter o valor da indutância de dispersão L_{lk} vista através dos terminais do enrolamento primário, que podem ser obtidos através da realização dos ensaios de curto-circuito e de circuito aberto do transformador.

3.4.2 Indutor de Entrada

Como estipulado na Seção 3.3, o indutor L_{in} é projetado de forma a não permitir a operação do conversor no MCD nas faixas de ganho estático e potência desejadas. Após projetar o transformador e conhecer N_{21} e N_{31} , além dos limites máximo e mínimo da razão cíclica,

pode-se calcular τ , o que permite saber o valor desejado de L_{in} através das Equações (3.211) e (3.314). Assim como no projeto do transformador, a escolha do material do núcleo é feita a partir da frequência de comutação do conversor. Para evitar a saturação, são utilizados núcleos com entreferro, que pode ser discreto ou distribuído.

A indutância do núcleo do indutor de entrada é encontrada a partir do fator de indutância do núcleo, de forma semelhante ao transformador:

$$L_{in} = A_l N_{Lin}^2 \quad (3.328)$$

e, portanto, o número de voltas necessárias para ter a indutância desejada é igual a

$$N_{Lin} = \sqrt{\frac{L_{in}}{A_l}}. \quad (3.329)$$

A área de janela mínima necessária para a execução do projeto é dada por

$$A_w = N_{Lin} \frac{I_{Lin,RMS}}{Jk}. \quad (3.330)$$

Caso o núcleo escolhido apresente A_w menor que o calculado na Equação (3.330), é necessário utilizar um núcleo de dimensões maiores. A escolha dos condutores de maneira idêntica ao transformador, utilizando as Equações (3.320) e (3.321). Após a confecção do núcleo, deve-se medir sua indutância, o que é feito de forma semelhante à medição da indutância de magnetização do transformador. Caso o valor de indutância obtido na medição não esteja adequado, é necessário refazer o projeto do indutor.

3.4.3 Capacitores

Para o projeto dos capacitores, é necessário conhecer suas tensões médias e as capacitâncias necessárias. Os esforços de tensão sobre os capacitores C_{cl} , C_p , C_t e C_o são dados pelas Equações 3.36, 3.57, 3.60 e 3.63 para a operação utilizando conversor abaixador. Operando com conversor elevador, os esforços de tensão nestes mesmos capacitores são dados pelas Equações 3.246, 3.247, 3.250 e 3.253.

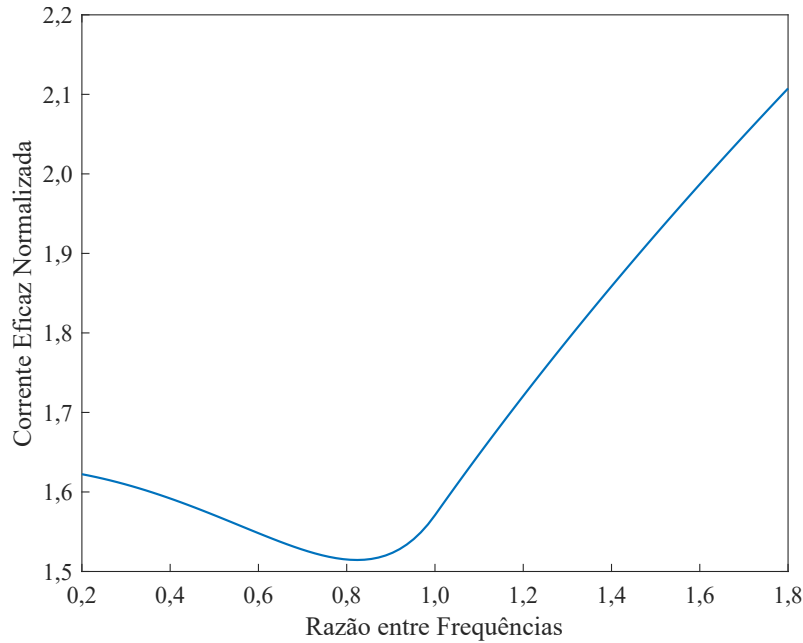
A frequência e capacitância dos capacitores ditam qual a tecnologia a ser utilizada. Capacitores eletrolíticos são capazes de atingir capacitância elevada com volume reduzido e baixo custo, mas apresentam ESR elevada em alta frequência, enquanto capacitores de cerâmicos ou de filme plástico são mais caros e volumosos, mas apresentam baixa ESR.

3.4.3.1 Capacitor do Enrolamento Primário e Capacitor do Enrolamento Terciário

Como evidenciado pelas Equações 3.146 e 3.284, os capacitores C_t e C_p contribuem para a frequência de ressonância, de forma que suas capacitâncias devem ser escolhidas de maneira a atingir a frequência de ressonância desejada. É importante notar que a tensão sobre C_t é mais elevada que a tensão sobre C_p e, caso necessário, deve-se priorizar utilizar capacitâncias maiores em C_p em relação a C_t .

Um aspecto importante acerca da frequência de ressonância é seu impacto nas perdas por condução. A escolha de frequência de ressonância elevada em relação à frequência de comutação resulta em amplas regiões de operação no modo BRF, mas também acarreta em valores eficazes elevados das correntes no conversor. Esta relação pode ser observada na Figura 104. Portanto, deve-se projetar a frequência de ressonância para permitir a operação no modo BRF dentro da faixa de razões cíclicas que o conversor opera, sem demasiada margem adicional.

Figura 104 – Relação entre o valor eficaz da corrente no diodo D_r normalizado pela corrente de saída ($I_{Dr,RMS}/\bar{I}_o$) e a razão entre a frequência de ressonância e a frequência de comutação ($\omega/(2\pi f_s)$) para $D = 0,5$.



Fonte: Próprio autor, 2024.

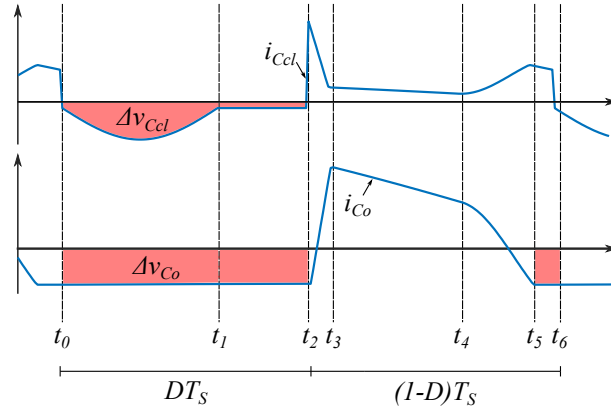
3.4.3.2 Capacitor de Grampeamento e Capacitor de Saída

Os capacitores C_{cl} e C_o tem como função limitar a ondulação da tensão de saída ao patamar desejado. Adicionalmente, C_{cl} também limita a ondulação de tensão sobre o interruptor durante o intervalo de tempo em que a mesma está aberta. Assim, as capacitâncias destes capacitores são definidas a partir da ondulação de tensão máxima projetada sobre os mesmos.

Para a operação com transformador abaixador, C_{cl} é descarregado durante as etapas I, II e carregado durante as etapas III a VI, enquanto C_o é descarregado nas etapas I, II e VI e carregado durante as etapas III a V, como pode ser visto na Figura 105. Em regime permanente, estes ciclos de carregamento e descarregamento resultam em ondulações de tensão de mesma magnitude, de forma que pode-se escolher o intervalo mais conveniente. Para obter a ondulação de tensão como percentual da tensão média sobre os capacitores, tem-se então:

$$|\Delta v_{Ccl}(\%)| = \frac{1}{C_{cl}V_{Ccl}} \left| \int_{t_0}^{t_2} i_{Ccl} dt \right| \quad (3.331)$$

Figura 105 – Formas de onda de corrente dos capacitores C_{cl} e C_o na operação utilizando transformador abaixador. A área destacada representa o valor numérico da integral.



Fonte: Próprio autor, 2024

e

$$|\Delta v_{Co}(\%)| = \frac{1}{C_o V_{Co}} \left| \int_{t_0}^{t_2} i_{Co} dt + \int_{t_5}^{t_6} i_{Co} dt \right|. \quad (3.332)$$

Substituindo a Equação (3.134) na Equação (3.331) obtem-se:

$$\Delta v_{Ccl}(\%) = \frac{1}{C_{cl} V_{Ccl}} (1 + D) T_s \bar{I}_o \quad (3.333)$$

e isolando C_{cl}

$$C_{cl} = \frac{(1 + D) T_s \bar{I}_o}{V_{Ccl} \Delta v_{Ccl}(\%)} \quad (3.334)$$

Para obter a capacitância de C_o , substitui-se a Equação (3.134) na Equação (3.332), resultando em:

$$C_o = \frac{(DT_s + \Delta t_6) \bar{I}_o}{V_{Co} \Delta v_{Co}(\%)} \quad (3.335)$$

Para a operação com transformador elevador, C_{cl} é carregado durante as etapas I e III, parte da etapa V e na etapa VI, sendo descarregado durante as etapas II, IV e parte da etapa V. Já o capacitor C_o é carregado durante a etapa I e descarregado durante todas as demais etapas. As correntes nestes capacitores podem ser vistas na Figura 106.

Para simplificação, considera-se que C_{cl} é descarregado apenas durante as etapas II e IV:

$$|\Delta v_{Ccl}(\%)| = \frac{1}{C_{cl} V_{Ccl}} \left| \int_{t_1}^{t_2} i_{Ccl}(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} i_{Ccl}(t) dt \right| \quad (3.336)$$

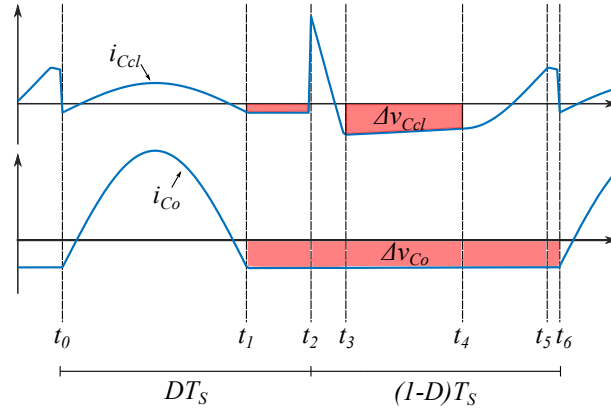
de forma que utilizando a Equação (3.278) e desprezando a ondulação de corrente causada pelo descarregamento das indutâncias, encontra-se:

$$\Delta v_{Ccl}(\%) = \frac{1}{C_{cl} V_{Ccl}} \left[DT_s - \frac{\pi}{\omega} + \left(\frac{2N - 1}{N - 1} \right) \Delta t_4 \right] \bar{I}_o. \quad (3.337)$$

Por fim, isolando C_{cl} , encontra-se:

$$C_{cl} = \frac{1}{\Delta v_{Ccl}(\%) V_{Ccl}} \left[DT_s - \frac{\pi}{\omega} + \left(\frac{2N - 1}{N - 1} \right) \Delta t_4 \right] \bar{I}_o. \quad (3.338)$$

Figura 106 – Formas de onda de corrente dos capacitores C_{cl} e C_o na operação utilizando transformador elevador. A área destacada representa o valor numérico da integral.



Fonte: Próprio autor, 2024

Fazendo o mesmo para o capacitor C_o , tem-se:

$$C_o = \frac{1}{V_{Co} \Delta v_{Co(\%)}} \left(T_s - \frac{\pi}{\omega} \right) \bar{I}_o \quad (3.339)$$

Em ambos os casos, para obter ondulação de tensão igual ou menor à desejada, deve-se utilizar capacitâncias de valores iguais ou maiores às obtidas a partir das Equações (3.334) e (3.335) para a operação utilizando transformador abaixador ou, para a operação utilizando transformador elevador, a partir das Equações (3.338) e (3.339).

3.4.4 Semicondutores

A escolha do interruptor S é feita a partir de, principalmente, sua tensão de bloqueio. Recomenda-se que a tensão de bloqueio esteja entre 70 e 90% da tensão suportável pelo interruptor (INFINEON TECHNOLOGIES AG, 2002). A expressão para a tensão de bloqueio do interruptor S é dada nas Equações (3.67), para o conversor operando com transformador abaixador, e (3.256), para a operação com transformador elevador, além da Tabela 1. A tensão de bloqueio do interruptor é um dos principais determinantes de sua resistência de condução $R_{DS,on}$ e, conseqüentemente, as perdas por condução da mesma. Deve-se então priorizar a escolha de interruptores com baixo $R_{DS,on}$, além de tempos de abertura e fechamento curtos a fim de minimizar também as perdas por comutação. É importante também selecionar interruptores que suportem os picos de corrente que ocorrem durante a operação do conversor, que podem ser calculadas a partir das Equações (3.115) e (3.270) para a operação utilizando transformador abaixador e utilizando transformador elevador, respectivamente.

Os diodos são escolhidos a partir de considerações semelhantes às feitas para o interruptor. O principal parâmetro na escolha dos diodos é sua máxima tensão de bloqueio suportada, que é calculada para o diodo D_{cl} pelas Equações (3.68) e (3.256) e para os diodos D_r e D_o pelas Equações (3.69), (3.70) e 3.257 para os respectivos modos de operação. Estas expressões também encontram-se na Tabela 1. Adicionalmente, é necessário que os diodos suportem o máximo

valor médio possível de sua corrente, dado pelas Equações (3.72) e (3.259), na potência de saída máxima estipulada pelo conversor. Os diodos também devem suportar os valores de pico de suas correntes, que podem ser calculadas para D_r pelas Equações (3.105) e (3.272), D_o pelas Equações (3.120) e (3.265) e para D_{cl} pelas Equações (3.130) e (3.276), na operação utilizando transformador abaixador e transformador elevador, respectivamente. A escolha dos diodos deve priorizar baixa queda de tensão durante a condução e baixa resistência de condução.

3.5 CÁLCULO DAS PERDAS DO CONVERSOR

Nesta seção é realizado o cálculo das perdas do conversor. Os cálculos são realizados para cada componente a partir das equações deduzidas nas Seções 3.1 e 3.2.

3.5.1 Perdas no Transformador

O transformador apresenta perdas por condução e perdas em seu núcleo. As perdas por condução referem-se à potência dissipada na forma de calor devido à passagem da corrente elétrica. Todo componente do conversor apresenta um determinado valor de resistência parasita, que é parcialmente responsável por pequenas quedas de tensão ao longo do circuito, além do aquecimento do próprio componente durante a operação do conversor. No transformador, as perdas por condução são dadas por

$$P_{c,T} = R_{N1}I_{Lk,RMS}^2 + R_{N2}I_{N2,RMS}^2 + R_{N3}I_{N3,RMS}^2, \quad (3.340)$$

em que R_{N1} , R_{N2} e R_{N3} são as resistências parasitas dos enrolamento primário, secundário e terciário, respectivamente.

As correntes que circulam nos enrolamentos do transformador resultam no aparecimento de fluxo magnético variável nos núcleos destes componentes, que por sua vez resultam em perdas. Estas perdas são dependentes do valor máximo da densidade de fluxo do núcleo $\hat{B}$ e da frequência da corrente de magnetização f_s . Usualmente, as fabricantes de núcleos magnéticos fornecem as curvas de perdas do núcleo para determinados $\hat{B}$ e f_s , ou os coeficientes α , β e k_N da Equação

$$P_N = k_N f_s^\alpha \hat{B}^\beta, \quad (3.341)$$

denominada Equação de Steinmetz. Usualmente, o parâmetro α tem seu valor situado entre 1 e 2, enquanto o parâmetro β tem seu valor entre 2 e 3, dentro da faixa de frequências de operação indicadas pelo fabricante. Dado que para um determinado núcleo, o aumento de f_s resulta na diminuição de $\hat{B}$, o aumento da frequência de comutação pode resultar em menores perdas no núcleo.

3.5.2 Perdas no Indutor de Entrada

Assim como o transformador, o indutor de entrada apresenta perdas por condução e no núcleo. As perdas por condução são calculadas a partir da Equação:

$$P_{c,Lin} = R_{Lin} I_{Lin,RMS}^2 \quad (3.342)$$

em que R_{Lin} é a resistência do enrolamento do indutor L_{in} .

É importante notar que a Equação de Steinmetz ou a Equação não se aplica diretamente a casos nos quais há componente contínua na corrente, como ocorre em L_{in} . Neste caso, as perdas do núcleo são obtidas através de curvas obtidas empiricamente e fornecidas pelo fabricante na ficha de dados do núcleo.

3.5.3 Perdas no Interruptor

O interruptor apresenta perdas de potência por condução e no comutação. As perdas por condução do interruptor são obtidas através da equação:

$$P_{c,S} = R_{DS,on} I_{S,RMS}^2 \quad (3.343)$$

As perdas por comutação correspondem à potência dissipada pelos semicondutores durante a transição entre os estados de condução e bloqueio. Estas perdas ocorrem devido à sobreposição das ondas de tensão e corrente durante o intervalo de tempo da comutação. No interruptor, as perdas por comutação no interruptor são calculados a partir da Equação (ZHANG, 2020):

$$P_{chav,S} = \frac{1}{2} (v_S(t_0) i_S(t_0) t_f + v_S(t_2) i_S(t_2) t_r) f_s, \quad (3.344)$$

em que $v_S(0)$ e $v_S(DT_s)$ são o valor da tensão no interruptor nos instantes $t = 0$ e $t = DT_s$, $i_S(0)$ e $i_S(DT_s)$ são o valor da corrente que atravessa o interruptor nestes mesmos instantes e t_f e t_r são os tempos de abertura e fechamento do interruptor, fornecidos pelo fabricante na ficha técnica. As correntes $i_S(0)$ e $i_S(DT_s)$ podem ser calculadas utilizando as Equações 3.115 e 3.270. A tensão de bloqueio no interruptor, por sua vez, é considerada constante e dada pela Equação 3.67, de forma que a Equação 3.344 torna-se:

$$P_{sw,S} = \frac{V_{in}}{2(1-D)} (i_S(0) t_f + i_S(DT_s) t_r) f_s. \quad (3.345)$$

Vê-se que as perdas por comutação aumentam linearmente com o aumento da frequência de comutação.

3.5.4 Perdas nos Diodos

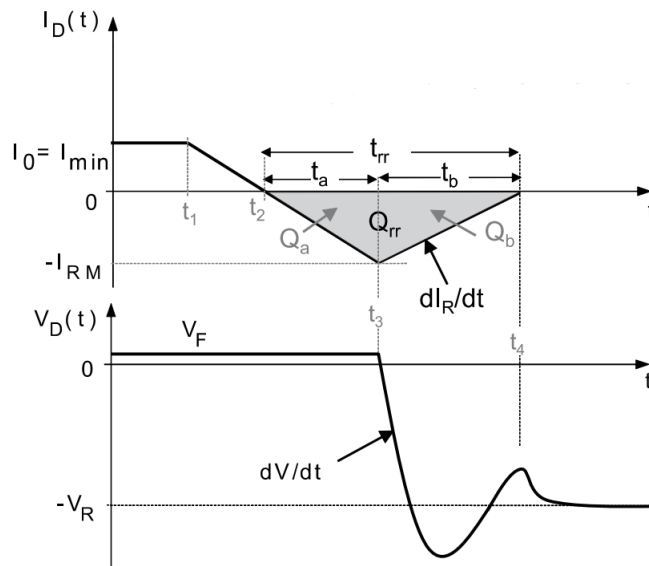
Nos diodos, além da resistência de condução, a queda de tensão devido à polarização direta do diodo também é responsável por parte das perdas por condução. A equação utilizada para o cálculo das perdas no diodo é mostrada a seguir:

$$P_{c,D} = R_d I_{D,RMS}^2 + V_{fw} \bar{I}_D, \quad (3.346)$$

em que R_d é a resistência de condução do diodo e V_{fw} é a queda de tensão no diodo.

Nos diodos, as perdas por comutação ocorrem majoritariamente durante a transição de abertura, devido ao fenômeno da corrente de recuperação reversa, no qual o diodo, ao ser forçadamente bloqueado, conduz corrente na direção oposta durante um breve intervalo. Durante uma parte deste período de condução reversa, o diodo está reversamente polarizado, como pode ser visto na Figura 107, o que leva à dissipação de energia na forma de calor.

Figura 107 – Comportamento da tensão e corrente de um diodo durante comutação forçada. A carga Q_{rr} é numericamente igual à área destacada.



Fonte: (STMICROELECTRONICS, 2017), adaptado.

A carga Q_{rr} acumulada no diodo devido a sua capacitância parasita C_j submetida à tensão de bloqueio do diodo é responsável por este fenômeno. Considerando que toda a carga é dissipada, a perda de potência pode ser calculada para os diodos a partir de C_j e de suas tensões de bloqueio, logo:

$$P_{chav,D} = C_j \frac{V_D^2}{2} f_s \quad (3.347)$$

Assim como no interruptor, as perdas por comutação aumentam linearmente com o aumento da frequência de comutação.

3.5.5 Perdas nos Capacitores

Nos capacitores as perdas por condução são dadas por:

$$P_{c,C} = ESR_C I_{C,RMS}^2 \quad (3.348)$$

A ESR dos capacitores pode ser obtida através do fator de dissipação, fornecido na ficha de dados do componente. O fator de dissipação indica a componente resistiva da impedância do capacitor a uma determinada frequência e temperatura. Enquanto a Equação 3.348 não explicita a relação entre as perdas nos capacitores com a frequência de comutação, a ESR dos capacitores aumenta ao elevar-se a frequência de comutação.

3.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo é abordada a análise do conversor em operação durante regime permanente. A partir da análise do conversor em suas diferentes etapas de operação, pôde-se obter as expressões para os esforços de tensão e corrente sobre seus componentes, tanto utilizando transformador abaixador de tensão quanto elevador de tensão, assim como nos modos BRF e ORF. A partir destas expressões foi possível deduzir os limites de operação do conversor no modo BRF e também no MCC. As análises realizadas e expressões deduzidas são utilizadas para o projeto dos componentes do conversor buscando alto rendimento.

Foi delimitada a região de operação na qual o conversor opera no modo BRF. Devido à redução nas perdas por comutação nos diodos neste modo de operação, a frequência de ressonância deve ser elevada a ponto de sempre possibilitar a operação dentro desta região. Entretanto, como uma frequência de ressonância demasiadamente elevada resulta em maiores perdas por condução, deve-se também limitar o valor da frequência de ressonância de forma a conseguir comutação suave nos diodos apenas na região de operação prevista.

Constatou-se que no projeto do transformador é preferível aproximar N_{21} da unidade até atingir o ganho estático almejado e só então incrementar N_{31} . Esta abordagem resulta em menores perdas por condução no transformador, uma vez que resulta em menor quantidade de espiras nos enrolamentos do transformador e, conseqüentemente, menor resistência, além de menor volume no núcleo.

Percebeu-se também a influência das relações de transformação sobre a operação do conversor através do fator N , evidenciando esforços de corrente mais elevados na operação utilizando transformador elevador, além de maior restrição nas regiões de operação BRF. Por outro lado, a escolha de N muito baixo resulta em região de operação no MCD mais ampla, o que por sua vez exige o uso de indutor de entrada com maior indutância e maiores perdas por condução neste componente.

As análises realizadas, portanto, evidenciam a necessidade da escolha balanceada da frequência de ressonância e do ganho de tensão do conversor a fim de ter operação com rendimento elevado e sem a necessidade de utilizar componentes de valor demasiadamente altos.

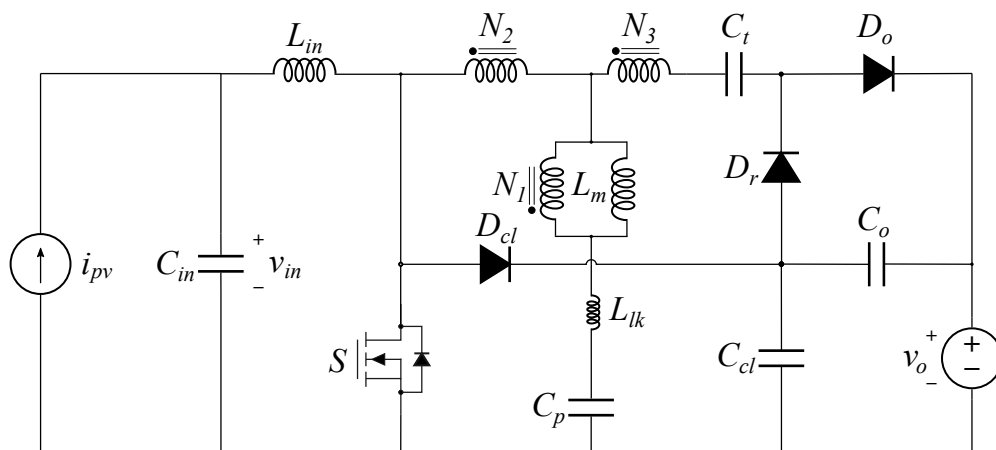
4 MODELAGEM DO CONVERSOR PROPOSTO

Neste capítulo é desenvolvido o modelo matemático do conversor em espaço de estados. O modelo é validado a partir da varredura em frequência do circuito do conversor e da comparação entre o modelo e o circuito do conversor do comportamento dinâmico da variável de saída após a aplicação de perturbações nas variáveis de entrada.

4.1 MODELAGEM DO CONVERSOR

O modelo em espaço em espaço de estados é desenvolvido para o conversor a partir do circuito mostrado na Figura 108. É adicionado o capacitor C_{in} na entrada do conversor e substituída a fonte de tensão por uma fonte de corrente. Adicionalmente, a carga resistiva é substituída por uma fonte de corrente a fim de emular o inversor. Isto é feito de forma a permitir o uso do conversor em aplicações de energia FV, nas quais a tensão de entrada do conversor é controlada a partir da razão cíclica do conversor de forma a buscar o MPP do *string* de módulo(s) FV. A modelagem do conversor então busca representar o comportamento de V_{in} frente a variações de D e é utilizada para o projeto do controlador da tensão de entrada. A corrente fornecida pelo(s) módulo(s) FV i_{pv} e a tensão do barramento CC do inversor v_o são consideradas perturbações do sistema e podem ser utilizadas para compensação *feed-forward*, buscando a melhora do desempenho do sistema em malha fechada.

Figura 108 – Circuito utilizado para modelagem.



Fonte: Próprio autor, 2024

Ao adicionar C_{in} , o conversor passa a ter cinco capacitores, que, somados às três indutâncias existentes (L_{in} , L_m e L_{lk}) totalizam oito elementos armazenadores de energia. Utilizando as técnicas convencionais de modelagem empregadas para conversores CC-CC., como a técnica de Modelo Médio em Espaço de Estados (*Space-State Averaging Method* - SSAM), a tensão sobre cada capacitância e a corrente através de cada indutância é considerada uma variável de estado, o que, para o presente caso, resulta em funções de transferência (FT) de oitava ordem. A

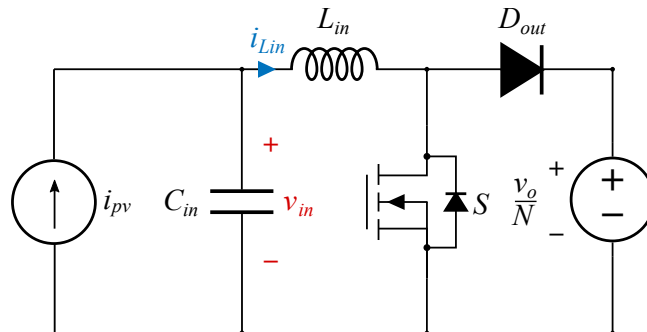
ordem elevada da FT resultante dificulta a análise da planta e projeto do controlador, devendo ser evitado.

Além disso, o SSAM não é aplicável em casos em que o valor médio de alguma variável de estado seja nula, como é o caso das correntes que atravessam a indutância de magnetização e a indutância de dispersão (MAHDAVI, 1997). Uma forma de contornar este problema é utilizando o método SSAM generalizado (*Generalized State-Space Averaging Method* - GSSAM), no qual as componentes alternadas das variáveis de estado são também consideradas ao custo de maior complexidade (MAHDAVI, 1997). Alternativamente, pode-se considerar o transformador um elemento ideal, cuja indutância de magnetização é infinita e indutâncias de dispersão são nulas. Isto reduz o número total de variáveis de estado para seis. A eliminação das variáveis de estado atreladas ao transformador resulta na representação incorreta do conversor em alta frequência, uma vez que a indutância de dispersão é fundamental para o fenômeno da ressonância.

Como visto nas Seções 3.1.5 e 3.2.5, os capacitores C_p e C_t contribuem para o surgimento das correntes ressonantes e estão intrinsecamente ligadas à dinâmica de alta frequência do conversor, enquanto C_{cl} e C_o participam da dinâmica de baixa frequência do conversor, filtrando a tensão sobre a carga.

Logo, é necessário que estes fenômenos em alta frequência estejam fora da banda passante do controlador. Consequentemente, pode-se desprezar a dinâmica de alta frequência do conversor, causada pelas indutâncias do transformador e pelos capacitores C_p e C_t . Adicionalmente, os capacitores C_{cl} e C_o estão em série e filtram a tensão de saída, cujo controle é realizado pelo inversor de frequência, de forma que os mesmos são substituídos por uma fonte de tensão. Assim, pode-se combinar o número de variáveis de estado é reduzido para apenas dois. Após estas considerações, o circuito equivalente do conversor pode ser representado como mostrado na Figura 109, em que o fator N é o mesmo apresentado na Seção 3.3. Esta abordagem permite também unificar as análises para qualquer modo de operação do conversor no MCC no modo BRF, seja utilizando transformador abaixador ou elevador de tensão.

Figura 109 – Circuito equivalente do conversor para baixas frequências.



Fonte: Próprio autor, 2024

Assim como no conversor real, o circuito apresentado na Figura 109 contém um indutor de entrada de indutância L_{in} e um capacitor de capacitância C_{in} . A tensão de bloqueio sobre o interruptor é idêntica à do conversor real e igual a $1/(1 - D)$. Como os elementos armazenadores

de energia do conversor equivalente apresentam variáveis de estado de valor médio não nulo, pode-se utilizar o SSAM para o cálculo da função de transferência que relaciona a razão cíclica à tensão de entrada.

De forma geral, estas simplificações são válidas desde que L_{lk} seja menor que L_{in} . De fato, após variar o valor dos parâmetros do circuito do conversor, observou-se a condição:

$$L_{in} < \frac{L_{lk}}{(1 - N_{21})^2}. \quad (4.1)$$

É também necessário que L_m seja suficientemente elevado. Como discutido nas seções seguintes, a indutância de magnetização causa o aparecimento de polos complexos conjugados e zeros complexos conjugados, cuja influência aumenta a medida que o valor de L_m decresce ou o valor de N_{21} aproxima-se da unidade. Já a indutância de dispersão torna o sistema mais amortecido a medida que seu valor aumenta. Este efeito é mostrado para outros conversores com acoplamento magnético em (SCHMITZ; MARTINS; COELHO, 2021), em que é proposto substituir a indutância de dispersão por uma resistência parasita para simplificar a modelagem do conversor.

4.1.1 Método do Modelo Médio em Espaço de Estados

As variáveis de estado de um conversor chaveado apresentam comportamento não linear devido a presença de interruptores e diodos em seu circuito. É possível, entretanto, descrever o conversor através de equivalentes lineares ao analisar cada etapa de operação individualmente. O equivalente médio do conversor é então encontrado ao fazer a média ponderada das equações em espaço de estados utilizando a duração de cada etapa como peso, em que a soma dos pesos é igual a um período de comutação T_s (ROBERT W. ERICKSON, 2020). Seja um conversor chaveado que apresenta n etapas. O comportamento deste conversor pode ser descrito em espaço de estados durante a m -ésima etapa de operação como

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_m(t) &= \mathbf{A}_m \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_m \mathbf{u}(t); \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_m \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_m \mathbf{u}(t), \end{aligned} \quad (4.2)$$

em que $\mathbf{x}(t)$ representa o vetor de variáveis de estado, $\mathbf{A}$ é a matriz que relaciona o vetor de estados à sua própria derivada no tempo, $\mathbf{B}$ é a matriz que relaciona o vetor de variáveis de entrada ao vetor de variáveis de estado, $\mathbf{U}$ é o vetor de variáveis de entrada, $\mathbf{y}$ é o vetor de variáveis de saída, $\mathbf{C}$ é a matriz que relaciona o vetor de estados ao vetor de variáveis de saída e $\mathbf{E}$ é a matriz que relaciona o vetor de variáveis de entrada ao vetor de variáveis de saída. Sabendo que a etapa m tem duração $t_m - t_{m-1}$, as matrizes médias do conversor podem ser calculadas como

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \frac{1}{T_s} \sum_{m=1}^n \mathbf{A}_m (t_m - t_{m-1}) = \sum_{m=1}^n D_m \mathbf{A}_m; \\ \mathbf{B} &= \frac{1}{T_s} \sum_{m=1}^n \mathbf{B}_m (t_m - t_{m-1}) = \sum_{m=1}^n D_m \mathbf{B}_m; \\ \mathbf{C} &= \frac{1}{T_s} \sum_{m=1}^n \mathbf{C}_m (t_m - t_{m-1}) = \sum_{m=1}^n D_m \mathbf{C}_m; \\ \mathbf{E} &= \frac{1}{T_s} \sum_{m=1}^n \mathbf{E}_m (t_m - t_{m-1}) = \sum_{m=1}^n D_m \mathbf{E}_m, \end{aligned} \quad (4.3)$$

em que D_m é a fração do período de comutação no qual a m-ésima etapa ocorre.

Após ser escolhido o ponto de operação do conversor e determinadas as matrizes **A**, **B**, **C** e **E**, são adicionadas perturbações às variáveis de entrada e à razão cíclica. Este passo resulta no aparecimento de produtos de perturbações, que são não lineares, pois ambos os fatores são variantes no tempo (ROBERT W. ERICKSON, 2020). É necessário então linearizar as equações descartando os termos não lineares. As funções de transferência podem ser posteriormente obtidas a partir das equações linearizadas.

4.1.2 Aplicação do SSAM ao Conversor Equivalente

Para aplicar o SSAM ao conversor equivalente é necessário então estabelecer suas equações em espaço de estados em cada etapa de operação para definir as matrizes **A**, **B**, **C** e **E**. O conversor equivalente apresenta apenas duas etapas de operação, cuja duração é determinada pela razão cíclica do interruptor. As variáveis de estado escolhidas são v_{in} , i_{Lin} e v_o . A corrente i_{pv} é considerada uma entrada e a tensão v_{in} é a variável de saída, logo:

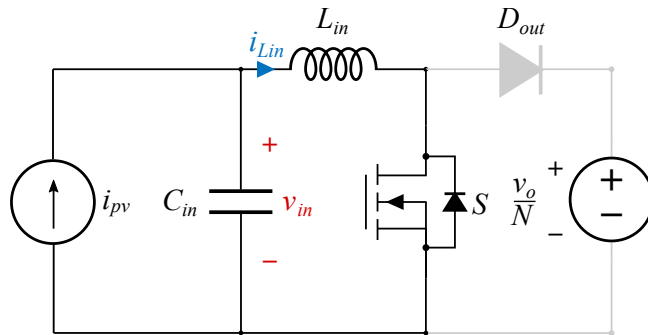
$$\begin{aligned}\mathbf{x}(t) &= [v_{in} \ i_{Lin}]^t \\ \mathbf{u}(t) &= [i_{pv} \ v_o]^t; \\ \mathbf{y} &= v_{in},\end{aligned}\tag{4.4}$$

em que o sobrescrito t indica que a matriz está transposta.

4.1.2.1 Etapa 1

O circuito do conversor equivalente durante a etapa 1 é mostrado na Figura 110. O circuito do conversor nesta etapa pode ser descrito pelo seguinte sistema de equações:

Figura 110 – Circuito equivalente do conversor durante a etapa 1.



Fonte: Próprio autor, 2022

$$\begin{aligned}C_{in}\dot{v}_{in} &= -i_{Lin} + i_{pv}; \\ L_{in}\dot{i}_{Lin} &= v_{in}.\end{aligned}\tag{4.5}$$

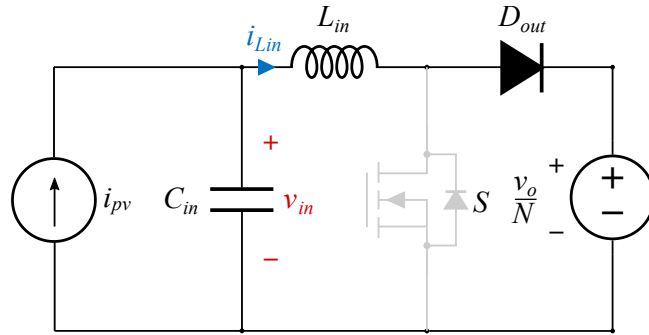
Este sistema de equações resulta nas matrizes

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_{in}} \\ \frac{1}{L_{in}} & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{in}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

4.1.2.2 Etapa 2

O circuito do conversor equivalente durante a Etapa 2 é mostrado na Figura 111. O comportamento do conversor nesta etapa pode ser descrito pelo seguinte Sistema de equações

Figura 111 – Circuito equivalente do conversor durante a etapa 2.



Fonte: Próprio autor, 2024

$$\begin{aligned} C_{in}\dot{v}_{in} &= -i_{Lin} + i_{pv}; \\ L_{in}\dot{i}_{Lin} &= v_{in} - \frac{v_o}{N}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Este sistema de equações resulta nas matrizes

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_{in}} \\ \frac{1}{L_{in}} & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{in}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{NL_{in}} \end{bmatrix}; \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

4.1.2.3 Modelo Médio do Conversor Equivalente

Uma vez obtidas as matrizes A,B,C e E em cada etapa de operação, pode-se calcular as matrizes do modelo médio do conversor a partir da Equação 4.3:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= d\mathbf{A}_1 + (1-d)\mathbf{A}_2 \\ \mathbf{B} &= d\mathbf{B}_1 + (1-d)\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C} &= d\mathbf{C}_1 + (1-d)\mathbf{C}_2 \\ \mathbf{E} &= d\mathbf{E}_1 + (1-d)\mathbf{E}_2 \end{aligned} \quad (4.9)$$

4.1.3 Linearização e Modelo de Pequenos Sinais

A partir do modelo médio do conversor, pode-se obter a resposta da variável de saída frente a pequenos distúrbios nas variáveis de entrada. A adição de sinais CA de pequena amplitude ao

sistema é representado no modelo médio como

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(t) &= \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}; \\ \mathbf{u}(t) &= \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}; \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}}; \\ d &= D + \tilde{d}\end{aligned}\tag{4.10}$$

em que os vetores de variáveis, mostrados no membro esquerdo da Equação 4.10 são separados em um termo constante, correspondente ao valor médio das variáveis, escritos em letra maiúscula e um termo correspondente às variações de pequena amplitude em torno do ponto de operação e valor médio nulo, indicados pelo "til" acima do vetor.

Aplicando estas pequenas variações ao sistema apresentado na Equação (4.9), tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= [(D + \tilde{d})\mathbf{A}_1 + (1 - D - \tilde{d})\mathbf{A}_2](\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) + [(D + \tilde{d})\mathbf{B}_1 + (1 - D - \tilde{d})\mathbf{B}_2](\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}); \\ \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} &= [(D + \tilde{d})\mathbf{C}_1 + (1 - D - \tilde{d})\mathbf{C}_2](\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) + [(D + \tilde{d})\mathbf{E}_1 + (1 - D - \tilde{d})\mathbf{E}_2](\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}).\end{aligned}\tag{4.11}$$

Os termos puramente constantes são utilizados para avaliar o ponto de operação do sistema em regime permanente, assim como o vetor $\mathbf{X}$. Entretanto, não contribuem para as perturbações do sistema, enquanto os termos que contêm o produto de perturbações são não lineares e têm amplitude muito pequena, podendo ser desprezados. Desta forma, considerando apenas os termos contendo perturbações lineares, tem-se

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= [D\mathbf{A}_1 + (1 - D)\mathbf{A}_2]\tilde{\mathbf{x}} + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X}\tilde{d} + [D\mathbf{B}_1 + (1 - D)\mathbf{B}_2]\tilde{\mathbf{u}} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}\tilde{d}; \\ \tilde{\mathbf{y}} &= [D\mathbf{C}_1 + (1 - D)\mathbf{C}_2]\tilde{\mathbf{x}} + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X}\tilde{d} + [D\mathbf{E}_1 + (1 - D)\mathbf{E}_2]\tilde{\mathbf{u}} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}\tilde{d}.\end{aligned}\tag{4.12}$$

Percebe-se pela Equação 4.12 que há duas fontes de perturbação no sistema $\tilde{d}$ e $\tilde{\mathbf{u}}$. Para analisar individualmente o efeito de determinada perturbação na variável de saída, basta tornar a outra perturbação igual a zero. Assim, o sistema de equações em espaço de estados que mostra o efeito das perturbações na razão cíclica é dado por

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= [D\mathbf{A}_1 + (1 - D)\mathbf{A}_2]\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\tilde{d}; \\ \tilde{\mathbf{y}} &= [D\mathbf{C}_1 + (1 - D)\mathbf{C}_2]\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}]\tilde{d},\end{aligned}\tag{4.13}$$

enquanto o efeito das perturbações nas variáveis de entrada no sistema é dado por

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= [D\mathbf{A}_1 + (1 - D)\mathbf{A}_2]\tilde{\mathbf{x}} + [D\mathbf{B}_1 + (1 - D)\mathbf{B}_2]\tilde{\mathbf{u}}; \\ \tilde{\mathbf{y}} &= [D\mathbf{C}_1 + (1 - D)\mathbf{C}_2]\tilde{\mathbf{x}} + [D\mathbf{E}_1 + (1 - D)\mathbf{E}_2]\tilde{\mathbf{u}}.\end{aligned}\tag{4.14}$$

De maneira a obter as funções de transferência do sistema, é aplicada a Transformada de Laplace aos sistemas das Equações 4.13 e 4.14, resultando em

$$\begin{aligned}s\tilde{\mathbf{X}}(s) &= [D\mathbf{A}_1 + (1 - D)\mathbf{A}_2]\tilde{\mathbf{X}}(s) + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\tilde{D}(s); \\ \tilde{\mathbf{Y}}(s) &= [D\mathbf{C}_1 + (1 - D)\mathbf{C}_2]\tilde{\mathbf{X}}(s) + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}]\tilde{D}(s),\end{aligned}\tag{4.15}$$

e

$$\begin{aligned}s\tilde{\mathbf{X}}(s) &= [D\mathbf{A}_1 + (1 - D)\mathbf{A}_2]\tilde{\mathbf{X}}(s) + [D\mathbf{B}_1 + (1 - D)\mathbf{B}_2]\tilde{\mathbf{U}}(s); \\ \tilde{\mathbf{Y}}(s) &= [D\mathbf{C}_1 + (1 - D)\mathbf{C}_2]\tilde{\mathbf{X}}(s) + [D\mathbf{E}_1 + (1 - D)\mathbf{E}_2]\tilde{\mathbf{U}}(s),\end{aligned}\tag{4.16}$$

respectivamente. Os vetores de funções de transferência $\tilde{Y}(s)/\tilde{d}(s)$ e $\tilde{Y}(s)/\tilde{U}(s)$ são então dados por

$$\frac{\tilde{Y}(s)}{\tilde{D}(s)} = [DC_1 + (1-D)C_2][sI - DA_1 - (1-D)A_2]^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U] + (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U, \quad (4.17)$$

e

$$\frac{\tilde{Y}(s)}{\tilde{U}(s)} = [DC_1 + (1-D)C_2][sI - DA_1 - (1-D)A_2]^{-1}[DB_1 + (1-D)B_2] + [DE_1 + (1-D)E_2], \quad (4.18)$$

em que I é a matriz identidade. Substituindo as Equações 4.6 e 4.8 nas Equações 4.17 e 4.18, chega-se às funções de transferência desejadas:

$$\frac{\tilde{V}_{in}(s)}{\tilde{D}(s)} = \left(-\frac{1}{NL_{in}C_{in}} \right) \left(\frac{V_o}{s^2 + \frac{1}{L_{in}C_{in}}} \right), \quad (4.19)$$

$$\frac{\tilde{V}_{in}(s)}{\tilde{I}_{pv}(s)} = \frac{1}{C_{in}} \left(\frac{s}{s^2 + \frac{1}{L_{in}C_{in}}} \right) \quad (4.20)$$

e

$$\frac{\tilde{V}_{in}(s)}{\tilde{V}_o(s)} = \frac{(1-D)}{NL_{in}C_{in}} \left(\frac{1}{s^2 + \frac{1}{L_{in}C_{in}}} \right). \quad (4.21)$$

É importante notar que a Equação 4.19 é dependente do ponto de operação do conversor no qual o conversor foi linearizado. Variações na tensão de saída média e corrente média em L_{in} alteram a função de transferência.

4.2 VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA OBTIDAS

O circuito mostrado na Figura 108 é reproduzido utilizando o *software* PSIM para validar as Equações (4.19) a (4.21). Isto é feito a partir das ferramentas de varredura em frequência (*AC Sweep*), que obtêm a resposta de uma determinada variável de estado do circuito frente a adição de uma perturbação em torno do ponto de operação em regime permanente a uma variável de entrada desejada por meio de diagramas de Bode.

São realizadas simulações para o conversor utilizando transformador abaixador de tensão e uma simulação para o conversor utilizando transformador aumentador de tensão. Os diagramas de Bode obtidos a partir das varreduras em frequência realizadas em cada simulação são comparadas ao diagramas obtidos a partir das Equações (4.19) a (4.21). Os parâmetros do circuito do conversor utilizado na simulação e nas equações são mostrados na Tabela 3. A partir dos parâmetros apresentados, tem-se que $N = 5$ tanto para a operação com transformador abaixador quanto para a operação com transformador elevador e que o conversor opera no modo BRF em ambos os casos. A simulação dos conversores apresenta passo de cálculo fixo de 100 ns. Para levantar o diagrama de Bode da simulação, são determinados 201 pontos de frequência logaritmicamente espaçados entre 100 Hz e 25 kHz, de forma a ter boa resolução. Estes valores de frequência são utilizados para criar curvas composta por recortes de senoides, cada um destes

Tabela 3 – Parâmetros do circuito do conversor.

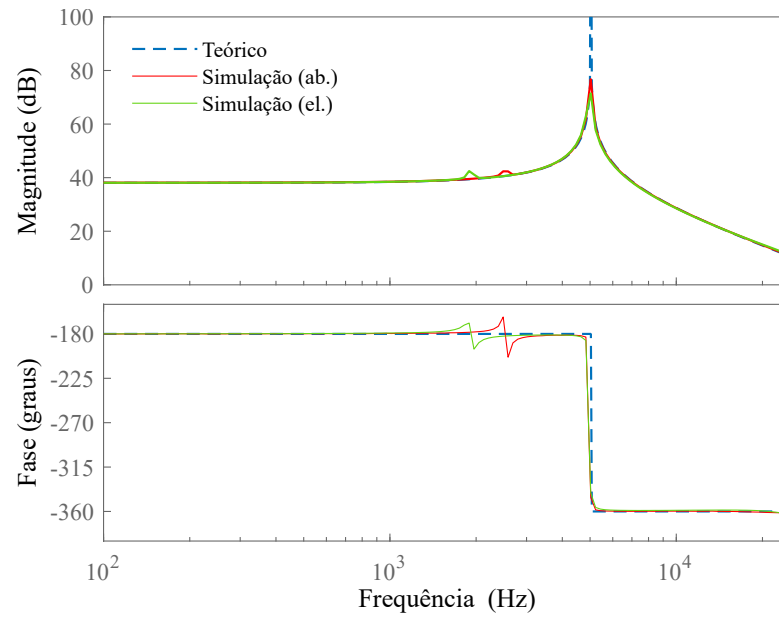
Parâmetro	Valor	
	Abaixador	Elevador
D	0,6	0,6
I_{pv}	6,25 A	6,25 A
V_o	400 V	400 V
N_{21}	0,5	1,5
N_{31}	1	1
f_s	50 kHz	50 kHz
L_{in}	100 μ H	100 μ H
C_{in}	10 μ F	10 μ F
L_m	900 μ H	900 μ H
L_{lk}	1 μ H	1 μ H
C_{cl}	8,2 μ F	8,2 μ F
C_p	10 μ F	10 μ F
C_t	0,82 μ F	1 μ F
C_o	1 μ F	1 μ F
ω	$2\pi \cdot 80800$ rad/s	$2\pi \cdot 64000$ rad/s

recortes compreende 3 períodos da senoide em cada frequência. A amplitude destas curvas é igual a um centésimo do valor médio da variável de entrada.

A Figura 112 compara os diagramas de Bode obtidos em simulação ao diagrama de Bode obtido através da Equação (4.19). A comparação entre as curvas mostra que as funções de transferência calculadas são boas aproximações para as funções de transferência obtidas a partir do circuito simulado. As funções de transferência calculadas são menos amortecidas que as obtidas em simulação, dado que os zeros e polos do circuito simulado encontram-se em frequências ligeiramente inferiores e a magnitude máxima na frequência de ressonância é menor que a calculada.

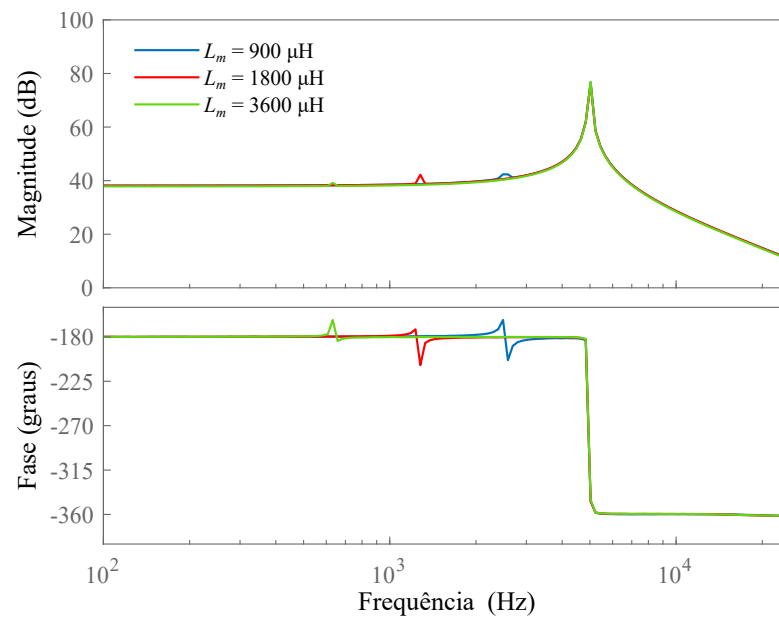
Nota-se uma divergência entre as curvas teóricas e a curva obtida em simulação nas frequências intermediárias. Isto se deve à presença da indutância de magnetização no circuito real, que não é modelada no circuito simplificado. A indutância de magnetização, em conjunto com os capacitores do circuito, origina um par de polos complexos conjugados e um par de zeros complexos conjugados próximos, resultando no efeito observado. As Figuras 113 e 114 mostram

Figura 112 – Comparação entre os diagramas de Bode da função de transferência $\frac{\tilde{V}_{in}(s)}{\tilde{D}(s)}$ teórica e obtida em simulação para o conversor proposto.



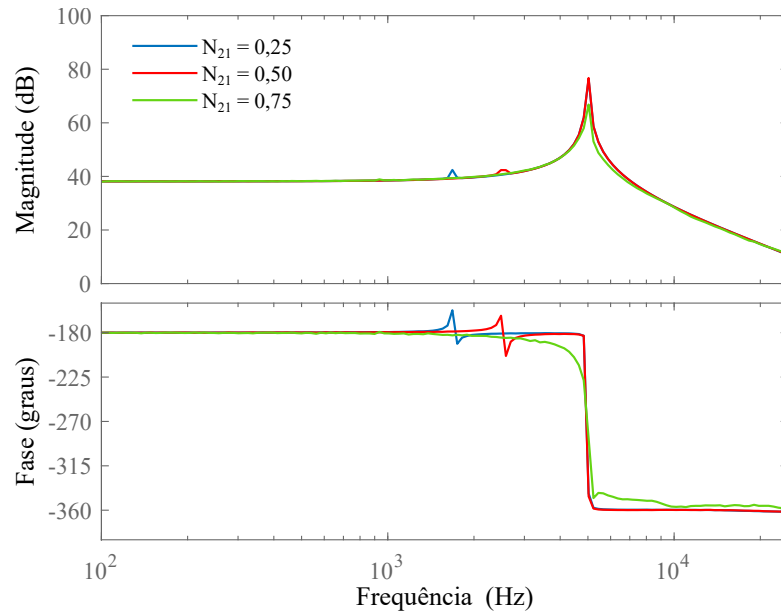
Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 113 – Efeito da variação dos valores de L_m sobre a função de transferência $\frac{\tilde{V}_{in}(s)}{\tilde{D}(s)}$



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 114 – Efeito da variação dos valores de N_{21} sobre a função de transferência $\frac{\hat{V}_{in}(s)}{\hat{D}(s)}$

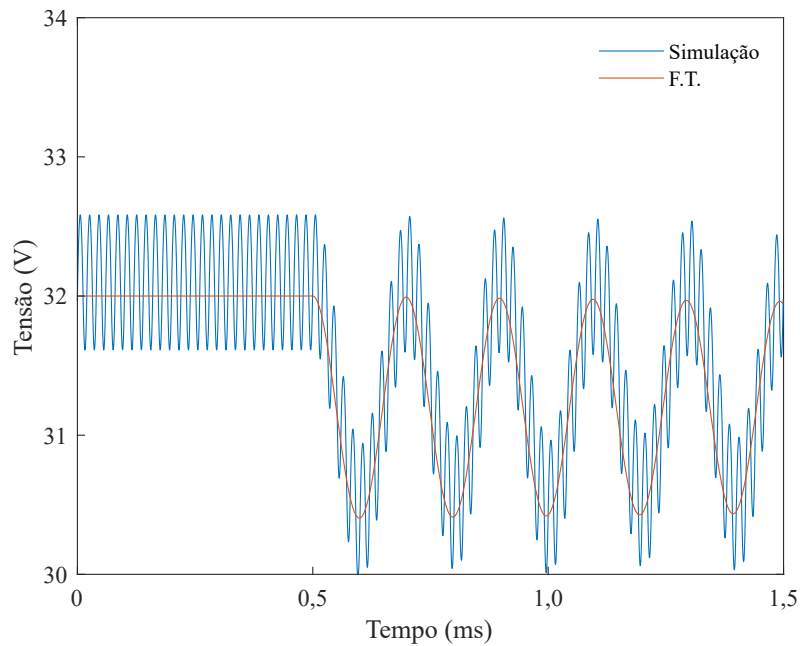


Fonte: Próprio autor, 2024

o efeito dos parâmetros L_m e N_{21} . Observa-se que, de forma geral, o aumento do valor de L_m desloca os polos e zeros para frequências mais baixas, enquanto a aproximação de N_{21} da unidade resulta no efeito contrário.

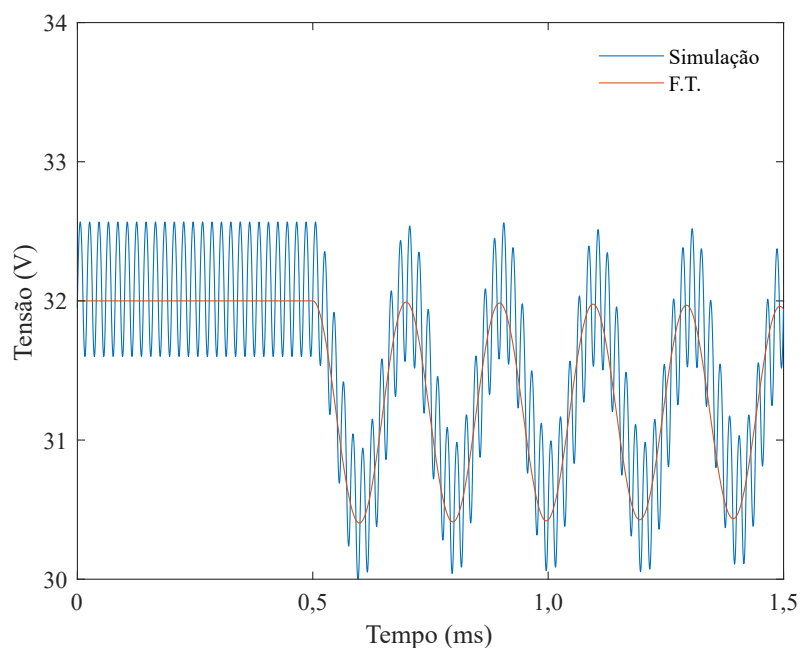
As Figuras 115 e 116 mostram o comportamento dinâmico da tensão de entrada frente a um

Figura 115 – Comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada entre o conversor proposto utilizando transformador abaixador e o modelo médio obtido a partir da Equação (4.19).



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 116 – Comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada entre o conversor proposto utilizando transformador elevador e o modelo médio obtido a partir da Equação (4.19).



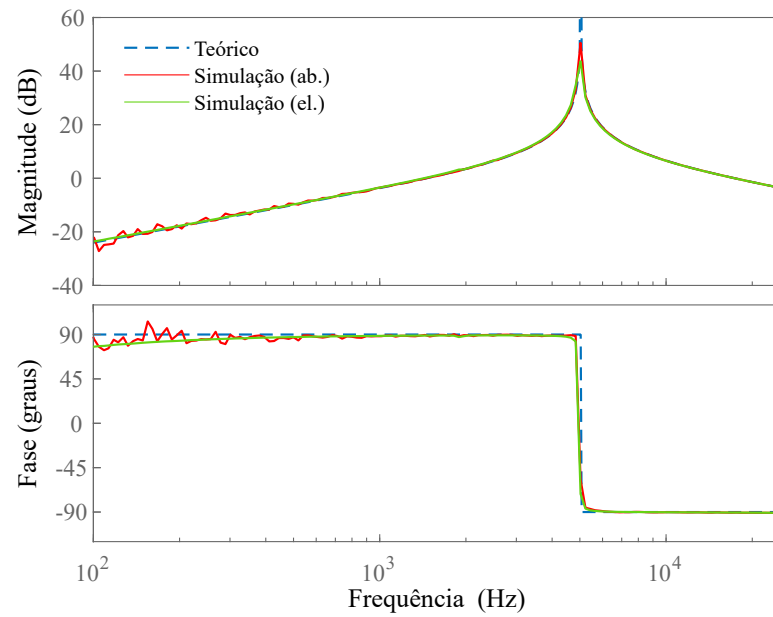
Fonte: Próprio autor, 2024

degrau de 0,01 na razão cíclica para o conversor operando com transformador abaixador de tensão e elevador de tensão, respectivamente, em comparação com a função de transferência $\frac{\hat{V}_{in}(s)}{\hat{D}(s)}$. Nota-se, como anteriormente mencionado, que as oscilações do circuito simulado tem frequência ligeiramente menor que o do modelo médio.

A Figura 117 mostra uma situação similar à Figura 112, com as curvas obtidas através da varredura em frequência bastante próximas da curva teórica. As variações de magnitude e fase em baixa frequência ocorrem devido à alta atenuação do sinal nesta região.

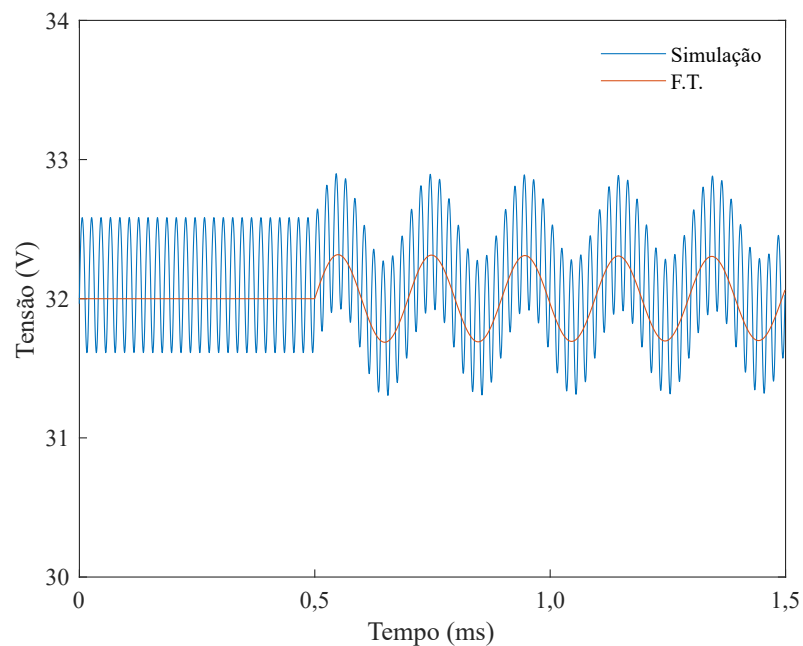
A comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada para um degrau de 0,1 A na corrente de entrada pode ser observada na Figura 118 para a operação utilizando transformador abaixador e na Figura 119 para a operação utilizando transformador elevador.

Figura 117 – Comparação entre os diagramas de Bode da função de transferência $\frac{\tilde{V}_{in}(s)}{\tilde{I}_{pv}(s)}$ teórica e obtida em simulação para o conversor proposto.



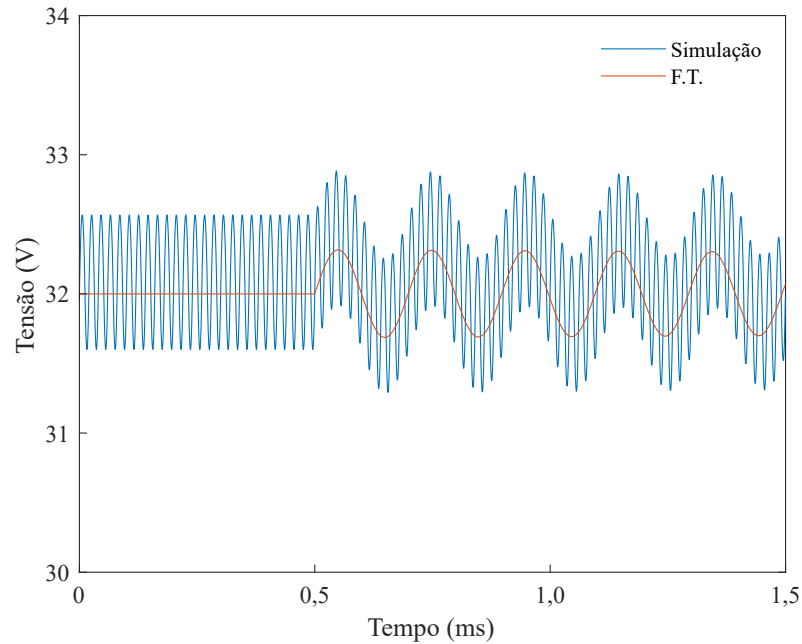
Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 118 – Comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada entre o conversor proposto utilizando transformador abaixador e o modelo médio obtido a partir da Equação (4.20).



Fonte: Próprio autor, 2024

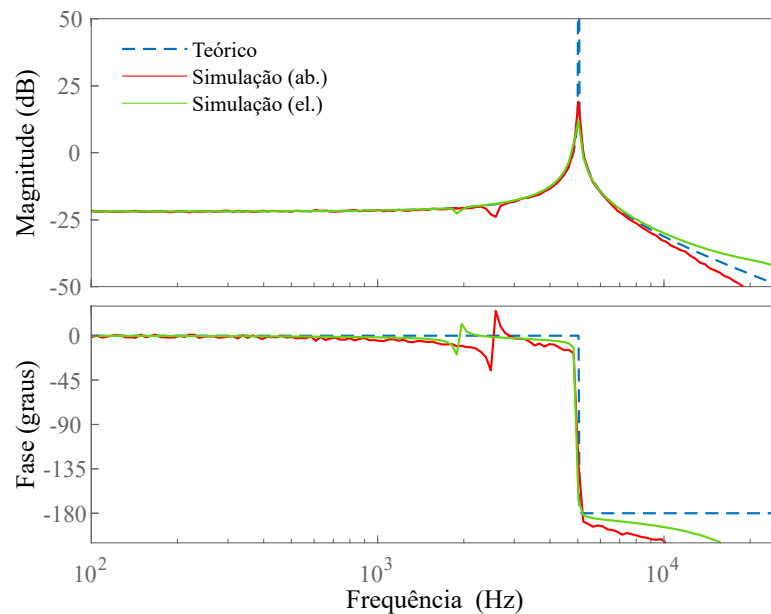
Figura 119 – Comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada entre o conversor proposto utilizando transformador abaixador e o modelo médio obtido a partir da Equação (4.20).



Fonte: Próprio autor, 2024

A comparação entre os diagramas de Bode da função de transferência $\frac{\tilde{v}_{in}(s)}{\tilde{v}_o(s)}$ é exibida na Figura 120. Assim como no caso anterior, as divergências entre as curvas deve-se à elevada atenuação, o que é observado principalmente em frequências elevadas. A comparação do

Figura 120 – Comparação entre os diagramas de Bode da função de transferência $\frac{\tilde{V}_{in}(s)}{\tilde{V}_o(s)}$ teórica e obtida em simulação para o conversor proposto.

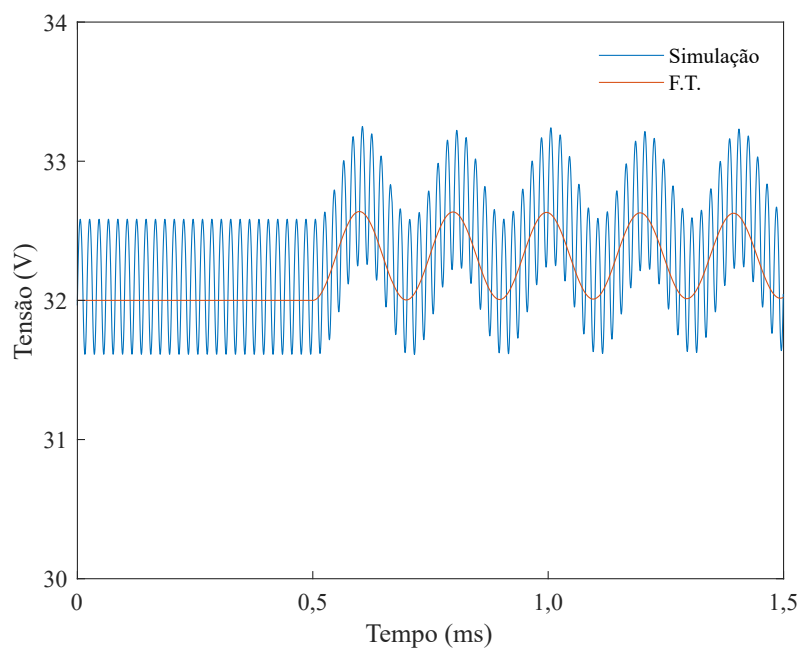


Fonte: Próprio autor, 2024

comportamento da tensão de entrada no tempo para um degrau de 4 V na tensão de saída é

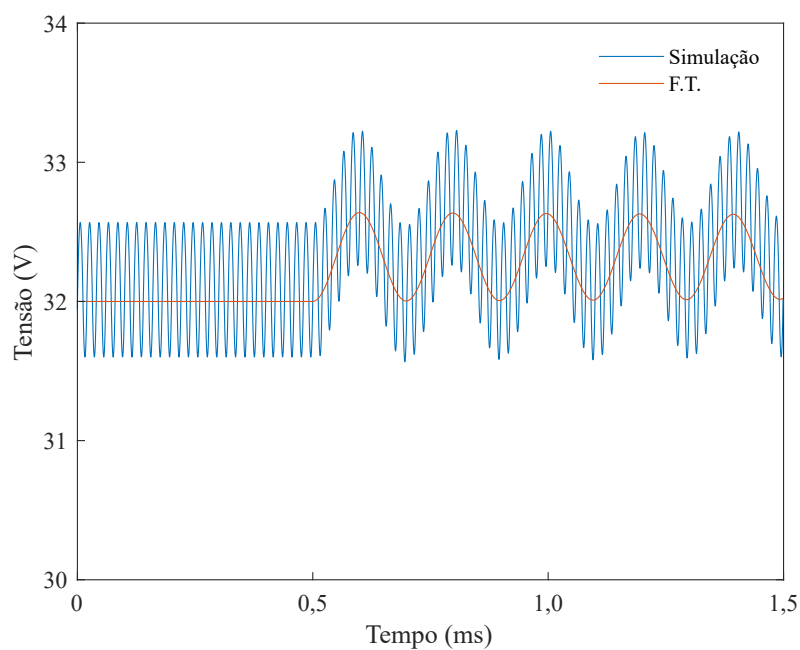
mostrada na Figura 121 para a operação utilizando transformador abaixador e na Figura 122 para a operação utilizando transformador elevador.

Figura 121 – Comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada entre o conversor proposto utilizando transformador abaixador e o modelo médio obtido a partir da Equação (4.21).



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 122 – Comparação do comportamento dinâmico da tensão de entrada entre o conversor proposto utilizando transformador elevador e o modelo médio obtido a partir da Equação (4.21).



Fonte: Próprio autor, 2024

4.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo é feita a modelagem matemática do conversor a partir da linearização das equações que regem a dinâmica do conversor em torno do ponto de operação em regime permanente. Constatou-se que as simplificações tornam a técnica de modelagem utilizada mais simples, resultando em matrizes de ordem menor e, conseqüentemente, em um modelo de ordem reduzida. A menor quantidade de zeros e polos do modelo obtido facilita o projeto do controlador.

Para validação, as funções de transferência encontradas a partir da modelagem simplificada são comparadas com o circuito completo do conversor utilizando simulações computacionais. Percebeu-se que o comportamento da tensão de entrada verificado a partir do modelo é bastante semelhante ao observado a partir do circuito do conversor tanto na resposta em frequência quanto na resposta dinâmica, validando a modelagem realizada. Dessa forma, o modelo simplificado pode ser utilizado no projeto do controlador do conversor.

5 PROJETO DO CONVERSOR E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, o conversor CC-CC. proposto é projetado e, a partir dos protótipos construídos, são analisadas as formas de onda em malha aberta e seu desempenho. É também realizado o projeto do controlador da tensão de entrada, obtendo-se resultados experimentais da operação em malha fechada.

5.1 PROJETO DO CONVERSOR

O projeto dos componentes do conversor é realizado a partir das diretrizes estabelecidas na Sessão 3.4. As especificações iniciais do protótipo estão mostradas na Tabela 4. A partir dos valores estabelecidos para V_o , V_{in} e ω_I , escolhe-se N e D utilizando as Equações (3.148), (3.168), (3.281) e (3.288). A ondulação de tensão

Tabela 4 – Parâmetros operacionais do conversor.

Parâmetro	Valor
P_o	300 W
V_o	400 V
V_{in}	32 - 48 V
N	5
f_s	50 kHz
J	4,5 A/mm ²

5.1.1 Projeto do Transformador

O projeto do transformador é iniciado considerando $N = 5$ para ambos os dois tipos de transformador. Para a frequência de comutação estabelecida, tem-se utilizando a Equação (3.320) que o diâmetro máximo de cada condutor é igual a 0,59 mm. Na potência nominal, encontra-se $I_{N3,RMS} = 1,78$ A e $I_{N2,RMS} = 7,14$ A para ambos os modos de operação e $I_{N1,RMS} = 5,35$ A para a operação com transformador abaixador de tensão e $I_{N1,RMS} = 8,92$ A para a operação com transformador elevador de tensão.

A seção transversal mínima do fio *Litz* que atende o requisito de densidade de corrente nos enrolamentos primário e secundário, dada pela Equação (3.321), é igual a 1,98 mm². Para o enrolamento terciário este valor é igual a 0,40 mm². Escolhe-se fios *Litz* compostos por 14 condutores 25 AWG em paralelo, resultando em 2,24 mm² de seção transversal para os enrolamentos primário e secundário e fio *Litz* composto por 6 condutores 25 AWG em paralelo, resultando em seção transversal de 0,96 mm² para o enrolamento terciário. Os valores máximos de corrente nestes fios são 10,08 A e 4,32 A, respectivamente.

A fim de diminuir as perdas por condução no transformador, busca-se diminuir o número total de espiras do transformador, buscando-se então atingir o fator N desejado primeiramente apenas

por meio do enrolamento secundário, sendo posteriormente adicionado o enrolamento terciário caso isso não seja possível. Assim, tem-se que $N_{21} = 0,75$ para a operação com transformador abaixador e $N_{21} = 1,25$ para a operação com transformador elevador.

Estabelecendo $\hat{B} = 200$ mT a fim de evitar perdas elevadas no núcleo magnético, $k = 0,17$ e utilizando a Equação (3.326), encontra-se $A_p = 92235$ mm⁴ para núcleo do transformador abaixador. Para este projeto, pode-se utilizar o núcleo E55/28/21 da fabricante *Ferroxcube*, cujo produto de áreas é igual a $A_p = 97800$ mm⁴. Por outro lado, para o transformador elevador calcula-se $A_p = 118590$ mm⁴, o que torna a execução do projeto impossível para o mesmo núcleo.

Opta-se, portanto, em elevar N_{21} para 1,5 e introduzir o enrolamento terciário no qual $N_{31} = 0,5$, resultando em $N = 4$ para o transformador elevador e em $A_p = 89300$ mm⁴ para $k = 0,17$. Por fim, tem-se $N_1 = 12$ e $N_2 = 9$ para o transformador abaixador e $N_1 = 8$, $N_2 = 12$ e $N_3 = 4$ para o transformador elevador. É adotado o material 3C94 por ser adequado para a frequência de comutação utilizada, cujo fator de indutância é $A_l = 6400 \pm 1600$ nH/volta² (FERROXCUBE, 2004). Espera-se então obter L_m dentro da faixa $690 \mu\text{H} \leq L_m \leq 1150 \mu\text{H}$ para o transformador abaixador e $308 \mu\text{H} \leq L_m \leq 512 \mu\text{H}$ para o transformador elevador.

Após o projeto do núcleo ser executado, a indutância de dispersão é obtida experimentalmente através de ensaios de curto-circuito. Nestes testes, os enrolamentos secundário e terciário são curto-circuitados e uma tensão senoidal, cuja amplitude e frequência são conhecidas, são introduzidas no enrolamento primário. A medição da corrente neste mesmo enrolamento é realizada simultaneamente. Como nesta configuração a indutância de magnetização está em curto-circuito e a resistência dos enrolamentos é considerada desprezível, a impedância total do sistema é decorrente da indutância de dispersão do primário. Esta impedância pode ser indiretamente medida através da razão entre a tensão introduzida e a corrente medida, e a indutância de dispersão é obtida ao dividir esta impedância pela frequência angular da onda senoidal.

Similarmente, o valor da indutância de magnetização é medido através de ensaio de circuito aberto, no qual é aplicada uma tensão senoidal de amplitude e frequência conhecidas no enrolamento primário do transformador enquanto os demais enrolamentos estão em aberto, sendo medida a corrente aplicada no enrolamento primário. Desta forma, é possível medir a impedância vista do enrolamento primário e, conseqüentemente, a indutância de magnetização. A resistência de cada enrolamento R_N é medida ao aplicar tensão CC e medir a corrente aplicada no mesmo enrolamento, eliminando a influência das indutâncias presentes. A Tabela 5 mostra os parâmetros do transformador em ambos os casos.

5.1.2 Projeto do Indutor de Entrada

Para a frequência de comutação estabelecida, tem-se utilizando a Equação (3.320) que o diâmetro máximo de cada condutor é igual a 0,59 mm. Na potência nominal, a partir da Equação (3.172), encontra-se que o valor eficaz máximo da corrente de entrada é igual a $I_{Lin,RMS} = 9,375$

Tabela 5 – Parâmetros do transformador.

Parâmetro	Valor	
	Abaixador	Elevador
Núcleo	Ferroxcube E55/28/21 3C94	
d_c	0,455 mm (25 AWG)	
N_1	12	8
N_2	9	12
N_3	-	4
N	5	4
L_m	1100 μH	350 μH
L_{lk}	1 μH	1 μH
r_{N1}	10 m Ω	9 m Ω
r_{N2}	10 m Ω	10 m Ω
r_{N3}	-	8 m Ω

A, de forma que a seção transversal mínima do fio *Litz*, dada pela Equação (3.321) é igual a 2,08 mm². Para satisfazer estes critérios, é escolhido o fio *Litz* composto por 14 condutores 25 AWG em paralelo.

A partir da faixa de ganhos de tensão indicada na Tabela 4, tem-se para a operação com transformador abaixador $N = 5$ e $0,4 \leq D \leq 0,6$; e para a operação com transformador elevador $N = 4$ e $0,52 \leq D \leq 0,68$. Utilizando a Equação (3.316), encontra-se τ máximo igual a 57,6 ns em $D = 0,4$ para a operação com transformador abaixador. Deseja-se que o conversor opere no MCC para valores de potência igual ou superior a 30% da potência nominal, o que resulta em $L_{in} \approx 102 \mu\text{H}$.

Para a operação com transformador elevador tem-se τ máximo igual a 74,9 ns em $D = 0,52$. Assim, é necessário maior indutância e consequentemente, maior quantidade de voltas no núcleo do indutor de entrada a fim de conseguir a mesma faixa de operação no MCC. Opta-se então por utilizar o mesmo indutor para os dois modos de operação. Dessa forma, as perdas por condução no indutor de entrada não são aumentadas e a operação no MCC para a operação com transformador elevador ocorre até aproximadamente 40% da potência nominal.

É escolhido o núcleo C055071A2 da fabricante *Magnetics*, que apresenta área de janela $A_w = 297 \text{ mm}^2$ e fator de indutância $A_l = 60 \pm 5 \text{ nH/volta}^2$ (MAGNETICS INC., 2020). Para alcançar a indutância desejada, o número de voltas necessário, dado pela Equação (3.329), é $N_{Lin} \approx 41$. Adotando fator de preenchimento $k = 1/3$, encontra-se a área de janela necessária aproximadamente igual a 275 mm², significando que o projeto pode ser executado neste núcleo.

A indutância e a resistência parasita do indutor são medidas após a execução do projeto do indutor de entrada de forma semelhante ao ensaio de circuito aberto realizado para o transformador. Os parâmetros do indutor estão sumarizados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros do indutor de entrada.

Parâmetro	Valor
Núcleo	Magnetics C055071A2
L_{in}	103 μ H
N_{Lin}	41
d_c	0,455 mm (25 AWG)
N_c	14
R_{Lin}	63 m Ω

5.1.3 Projeto dos Capacitores

Os valores desejados de ondulação de tensão nos capacitores C_{cl} e C_o e a frequência de ressonância necessária para que o conversor opere no modo de condução BRF dentro dos valores de razão cíclica previamente estipulados estão expostos na Tabela 7. A tensão sobre o

Tabela 7 – Valores de ondulação de tensão e frequência de ressonância buscados.

Parâmetro	Valor	
	Abaixador	Elevador
$\Delta v_{Ccl}(\%)$	5%	5%
$\Delta v_{Co}(\%)$	5%	5%
ω	$2\pi \cdot 75000$ rad/s	$2\pi \cdot 85000$ rad/s

capacitor C_{cl} é dada pela Equação (3.36) para a operação com o transformador abaixador e pela Equação (3.246) para a operação utilizando transformador elevador. Tem-se então $V_{Ccl} = 80$ V na operação com transformador abaixador e $V_{Ccl} = 100$ V na operação com transformador elevador. Utilizando as Equações 3.334 e 3.337, encontra-se o valor mínimo de C_{cl} para os conversores operando com transformador abaixador e elevador: $C_{cl} \geq 6 \mu$ F e $C_{cl} \geq 2,1 \mu$ F, respectivamente.

Assim como C_{cl} , o capacitor C_o tem tensão fixa para um dado valor de tensão de saída. Utilizando as Equações (3.63) e (3.253), obtém-se $V_{Co} = 320$ V para o conversor operando com transformador abaixador e $V_{Co} = 300$ V para o conversor operando com transformador elevador. O valor da capacitância mínima necessária de C_o é encontrado a partir das Equações 3.335 e 3.339: $C_o \geq 563$ nF para a operação utilizando transformador abaixador de tensão e $C_o \geq 667$ nF para a operação utilizando transformador elevador de tensão.

Os capacitores C_p e C_t são utilizados para obter a frequência de ressonância almejada. Como pode ser visto a partir das Equações 3.57 e 3.247, a tensão sobre o capacitor C_p é sempre igual à tensão de entrada do conversor, de forma que a tensão máxima sobre o mesmo é igual a 48 V em ambos os modos de operação. A tensão máxima sobre o capacitor C_t é encontrada após testar as possíveis combinações de V_{in} e D que resultem no ganho desejado nas Equações 3.60 e 3.250, nas quais são encontrados os valores $V_{Ct} = 224$ V para a operação com transformador abaixador e $V_{Ct} = 272$ V para a operação com transformador elevador.

Para que o conversor opere no modo BRF dentro das faixas de razão cíclica necessárias, deve-se projetar o valor da frequência de ressonância de forma a ser suficientemente elevado. Por outro lado, como ilustrado na Figura 104, valores de frequência de ressonância demasiadamente

elevados resultam em perdas adicionais por condução. Assim, é escolhido $\omega = 2\pi \cdot 75000$ rad/s para a operação com transformador abaixador e $\omega = 2\pi \cdot 85000$ rad/s para a operação com transformador elevador. Percebe-se que há inúmeras combinações de C_p e C_t que satisfazem a Equação (3.166). Para a operação com transformador abaixador uma possível combinação próxima ao valor desejado é $C_p = 10 \mu\text{F}$ e $C_t = 0,82 \mu\text{F}$. Para a operação com transformador elevador, pode-se utilizar $C_p = 4,7 \mu\text{F}$ e $C_t = 0,82 \mu\text{F}$. Em ambos os casos, a frequência de ressonância resultante é ligeiramente maior que a calculada. A Tabela 8 mostra as especificações dos capacitores utilizados.

Tabela 8 – Especificações dos capacitores utilizados.

Capacitor	Especificações	
	Abaixador	Elevador
C_p	10 μF 100 V	4,7 μF 250 V
C_t	0,82 μF 400 V	0,82 μF 400 V
C_{cl}	8,2 μF 100 V	4,7 + 3,3 μF 250 V
C_o	1 μF 400 V	1 μF 400 V

5.1.4 Projeto dos Semicondutores

A tensão de bloqueio média do interruptor pode ser calculada a partir das expressões mostradas na Tabela 1. Para o conversor operando com transformador abaixador, tem-se: $V_S = 80\text{V}$. Já na operação com transformador elevador, encontra-se: $V_S = 100\text{V}$. O valor de pico da corrente no interruptor é encontrado a partir da aplicação das Equações (3.115) e (3.270) para a operação utilizando transformador abaixador e para operação utilizando transformador elevador, respectivamente, resultando em $\hat{I}_s \approx 22,6 \text{ A}$ e $\hat{I}_s \approx 24,3 \text{ A}$.

O interruptor escolhida para o projeto é a IPP048N12N3 da fabricante *Infineon Technologies*, devido a sua baixa resistência de condução e baixo tempo de abertura e fechamento. As principais características do interruptor são mostradas na Tabela 9, em que V_{DS} é a tensão máxima de bloqueio suportada, I_{DS} é a corrente máxima suportada, t_r é o tempo de subida e t_f é o tempo de descida.

Tabela 9 – Especificações do MOSFET IPP048N12N3

Parâmetro	Valor
$R_{DS,on}$	4,8 m Ω
V_{DS}	120 V
I_{DS}	100 A
t_r	55 ns
t_f	19 ns

Fonte: (INFINEON TECHNOLOGIES AG, 2010)

A tensão de bloqueio sobre diodo de grampeamento tem o mesmo valor da tensão de bloqueio do interruptor, portanto tem-se $V_{Dcl} = -80 \text{ V}$ para a operação com transformador abaixador e V_{Dcl}

= -100 V para a operação com transformador elevador. Os diodos D_r e D_o apresentam tensão de bloqueio idênticas. Utilizando as expressões exibidas na Tabela 1 é possível expressar a tensão de bloqueio destes diodos em função da tensão de saída para ambos os modos de operação, resultando em $V_{Dr} = V_{Do} = -320$ V para a operação com transformador abaixador e $V_{Dr} = V_{Do} = -300$ V na operação com transformador elevador.

Em todos estes diodos, tanto utilizando transformador abaixador quanto utilizando transformador elevador, o valor médio da corrente destes diodos é igual a corrente na carga $\bar{I}_o$, como mostrado pelas Equações 3.72 e 3.259. A corrente $\bar{I}_o$ atinge valor máximo quando o conversor opera em carga máxima e tem valor igual a $I_o = P_o/V_o = 300/400 = 0,75$ A. A partir destes dados são escolhidos os diodos MUR420 da fabricante Vishay para diodo de grampo e UF5404 da fabricante Vishay Intertechnology. Os parâmetros destes diodos estão dispostos na Tabela 10, em que V_D é a tensão máxima de bloqueio, R_D é a resistência de condução, V_f é a queda de tensão em condução e $\hat{I}_f$ é a corrente média máxima suportada.

Tabela 10 – Especificações dos diodos MUR420 e UF5404.

	MUR420	UF5404
Parâmetro	Valor	
V_D	-200 V	-400 V
R_D	33 m Ω	43 m Ω
V_f	0,60 V	0,81 V
$\hat{I}_f$	4 A	3 A

Fonte: (VISHAY INTERTECHNOLOGY INC., 2018; VISHAY INTERTECHNOLOGY INC., 2022)

5.2 APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO E DA BANCADA EXPERIMENTAL

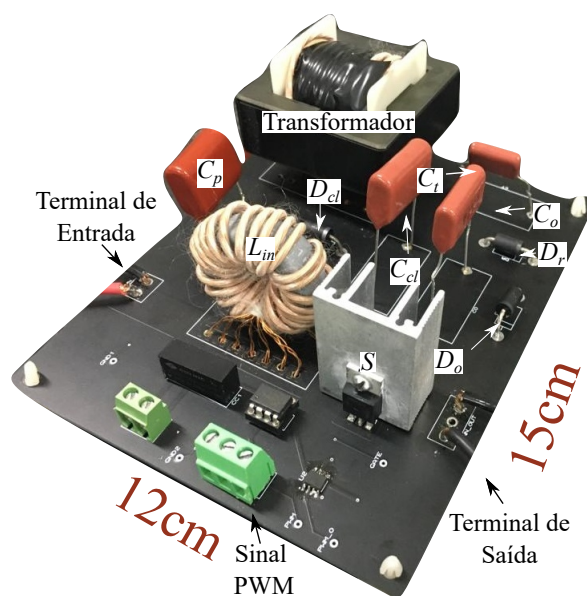
O protótipo do conversor proposto montado em placa de circuito impresso utilizando os componentes especificados pode ser visto na Figura 123.

A Figura 124 mostra a bancada utilizada neste trabalho. Para a operação em malha aberta, utiliza-se a fonte Regatron como fonte de entrada. Na operação em malha fechada, a fonte Chroma 62050H-600S é utilizada para fixar a tensão de saída, emulando o barramento CC de um inversor fotovoltaico.

As cargas resistivas permitem diversas combinações diferentes, resultando em uma resistência equivalente ajustável. Estas cargas são utilizadas para fixar a potência de saída no ponto de operação desejado, além de fornecer um caminho para a corrente de saída do conversor na operação em malha fechada.

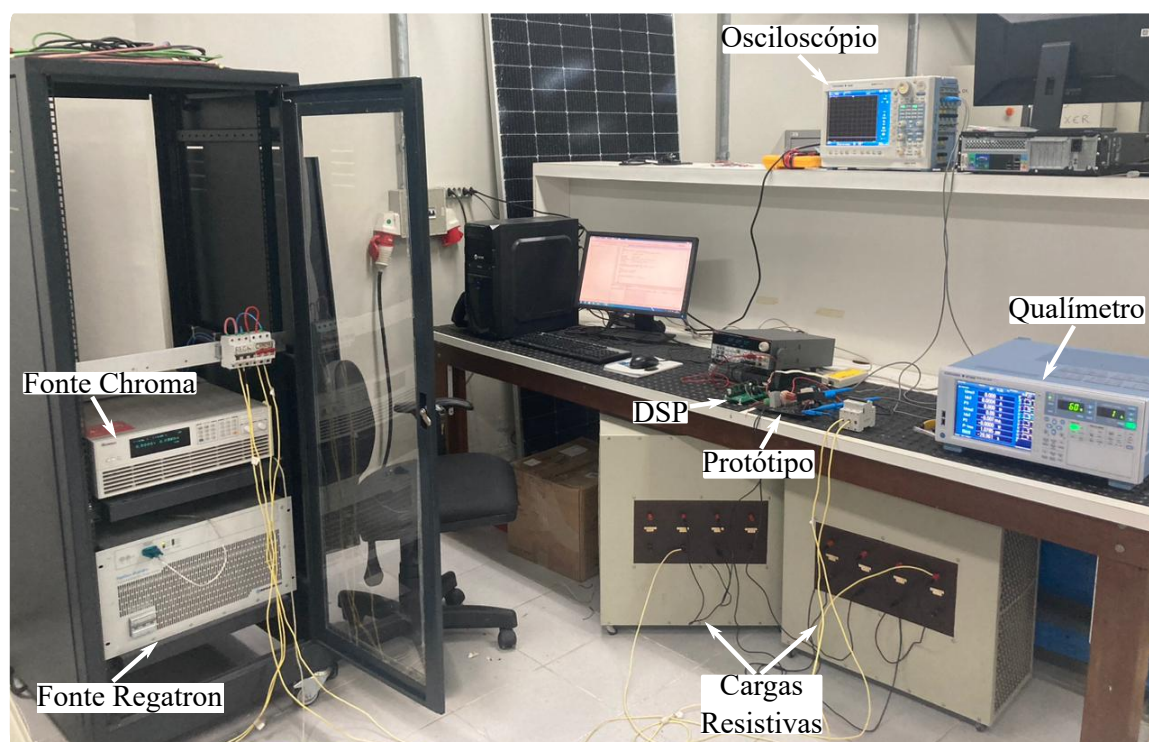
O DSP (*Digital Signal Processor*) Texas Instruments F28335 é responsável por enviar os sinais de PWM ao interruptor tanto na operação em malha aberta quanto na operação em malha fechada. Adicionalmente, durante a operação em malha fechada, o DSP também recebe os sinais medidos e executa o algoritmo de controle implementado.

Figura 123 – Protótipo do conversor proposto utilizado na obtenção dos resultados experimentais.



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 124 – Bancada utilizada na obtenção dos resultados experimentais.



Fonte: Próprio autor, 2024

As forma de onda são capturadas utilizando o osciloscópio Yokogawa DL850, a partir do *probe* de tensão Yokogawa 700929 e do *probe* de corrente Yokogawa 701932. Para os resultados de rendimento, é utilizado o qualímetro Yokogawa WT1800.

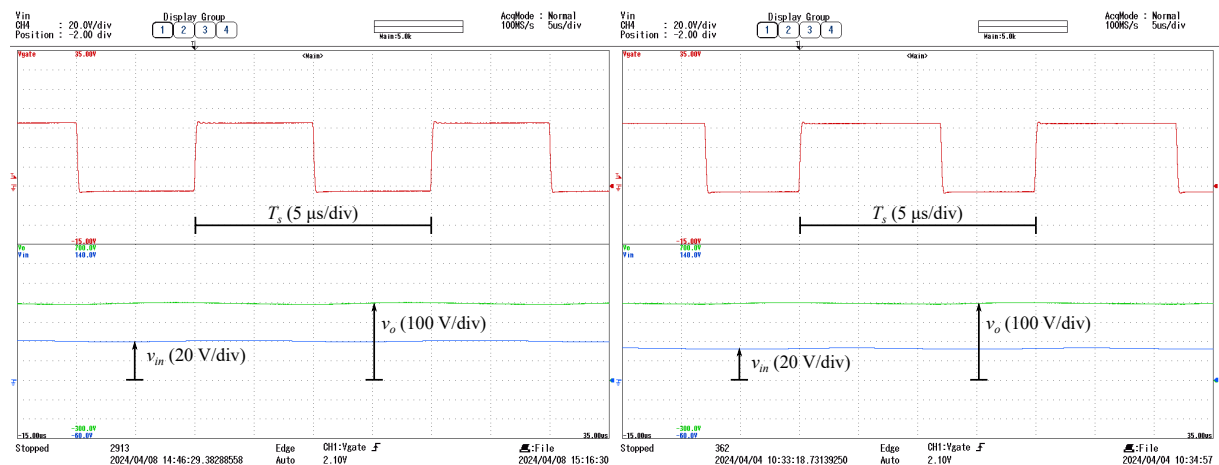
5.3 OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA - FORMAS DE ONDA

Nesta seção são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente obtidas a partir de medições realizadas no protótipo do conversor. O valor máximo e o valor eficaz da corrente em cada componente do circuito é comparado aos valores teóricos obtidos através das equações desenvolvidas no Capítulo 2. Similarmente, o valor médio e a ondulação das formas de onda de tensão nos capacitores, além da tensão máxima de bloqueio nos semicondutores são também comparados aos valores obtidos através das equações previamente desenvolvidas. As comparações são realizadas em dois pontos de operação: $G_v = 10$, $P_o = 300$ W e $G_v = 12,5$, $P_o = 200$ W. Para ambos os casos, a tensão de saída é fixada em 400 V.

5.3.1 Operação Utilizando Transformador Abaixador de Tensão

Os valores medidos e calculados das tensões nos componentes do conversor estão expostos na Tabela 11. A Figura 125 mostra as formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída. Dada a baixa ondulação das ondas de tensão, é perceptível que os valores médios das ondas estão próximos dos valores estimados.

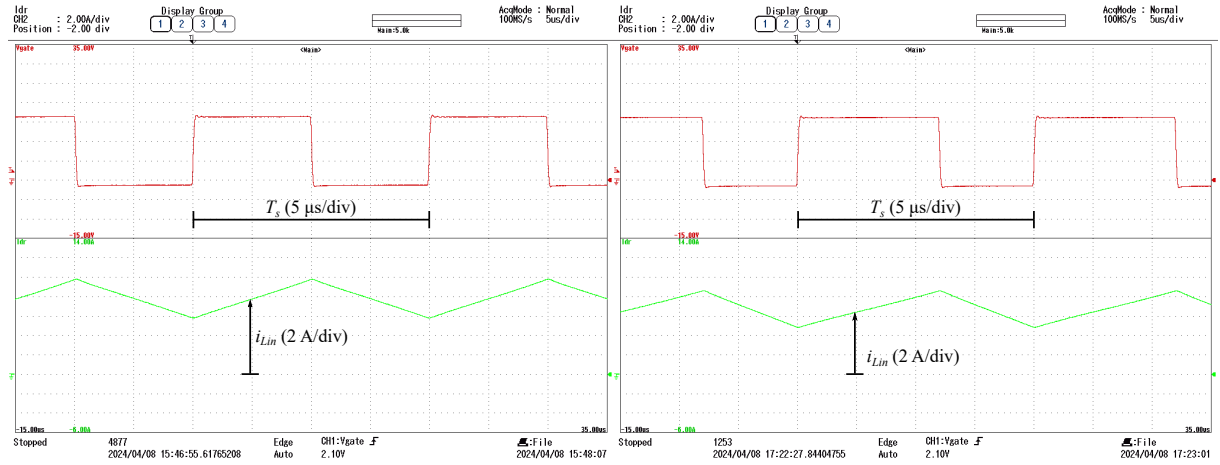
Figura 125 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

A Figura 126 exibe a forma de onda da corrente no indutor de entrada. A ondulação desta onda de corrente, em ambos os casos em torno de 4 A, indica que o valor médio mínimo da corrente de entrada é de aproximadamente 2 A. Desta forma, a menor potência na qual o conversor opera no MCC é aproximadamente 96 W para $D = 0,4$, 80 W para $D = 0,5$ e 64 W para $D = 0,6$. A comparação entre os esforços de corrente medidos e calculados pode ser vista na Tabela 12.

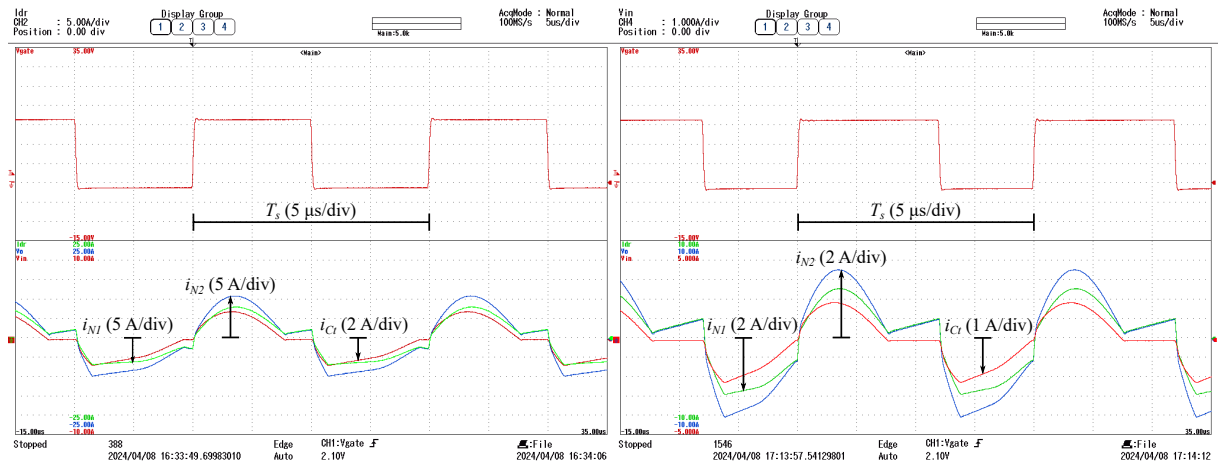
Figura 126 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e forma de onda da corrente no indutor de entrada (abaixo) para $D=0,5$ (esq.) e $D=0,6$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

As formas de onda das correntes nos enrolamentos do transformador e no capacitor C_t são mostradas na Figura 127. Como esperado, estas correntes apresentam média nula. Pode-se também constatar a relação de transformação $N_2 : N_1 = 0,75 : 1$ entre o enrolamento secundário e o enrolamento primário do transformador a partir das formas de onda de i_{N1} e i_{N2} .

Figura 127 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da corrente nos enrolamentos do transformador para $D=0,5$ (esq.) e $D=0,6$ (dir.).



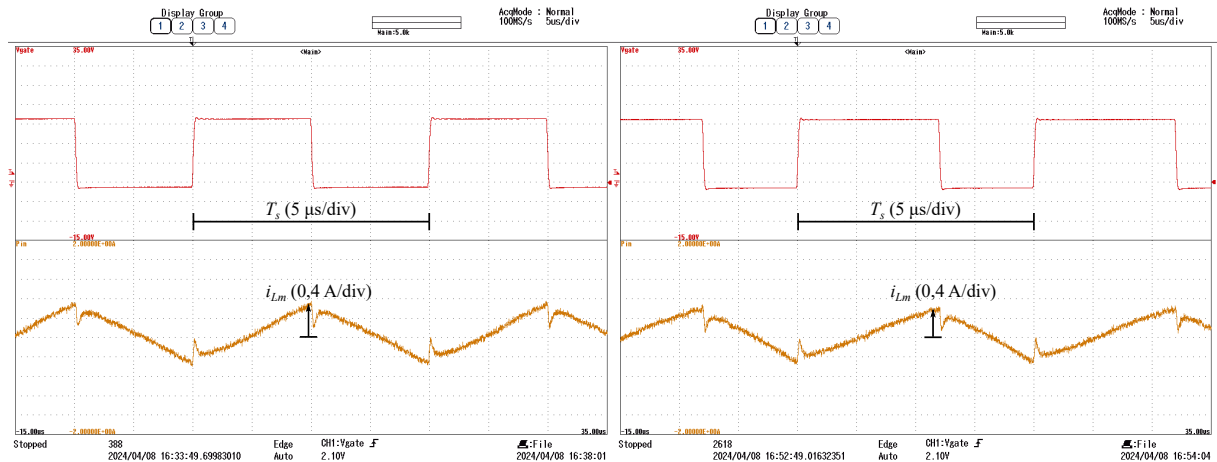
Fonte: Próprio autor, 2024

A forma de onda de corrente na indutância de magnetização do transformador é mostrada na Figura 128. Esta forma de onda é obtida indiretamente, a partir da medição das correntes nos enrolamentos do transformador e utilizando a relação:

$$i_m(t) = i_{lk}(t) - N_{21}i_{N2}(t). \quad (5.1)$$

Nota-se que, como previsto, esta corrente tem média nula. As pequenas indentações aparentes na forma de onda ocorrem devido a forma que o osciloscópio utilizado implementa as operações matemáticas da Equação (5.1).

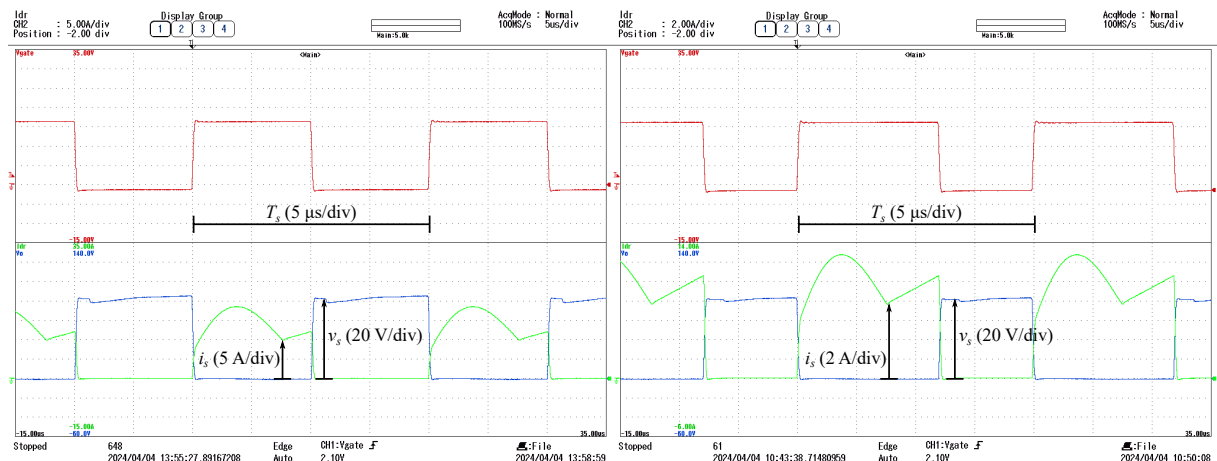
Figura 128 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e forma de onda da corrente de magnetização do transformador (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

As formas de onda de tensão e corrente no interruptor são mostradas na Figura 129. Nos dois pontos de operação mostrados pode-se notar a operação com ZCS no diodo D_r devido a ocorrência da etapa II. A Figura 130 exhibe as formas de onda de tensão e corrente no diodo D_{cl} . De forma semelhante as formas de onda do interruptor, aqui pode-se notar a ocorrência de ZCS em D_o em ambos os casos devido a ocorrência da etapa VI. Dessa forma, o conversor opera em ambos os casos no modo BRF. Em ambas as figuras, constata-se que os esforços de tensão sobre S e D_{cl} estão em torno de 80 V e, portanto, bastante abaixo da tensão de saída do conversor.

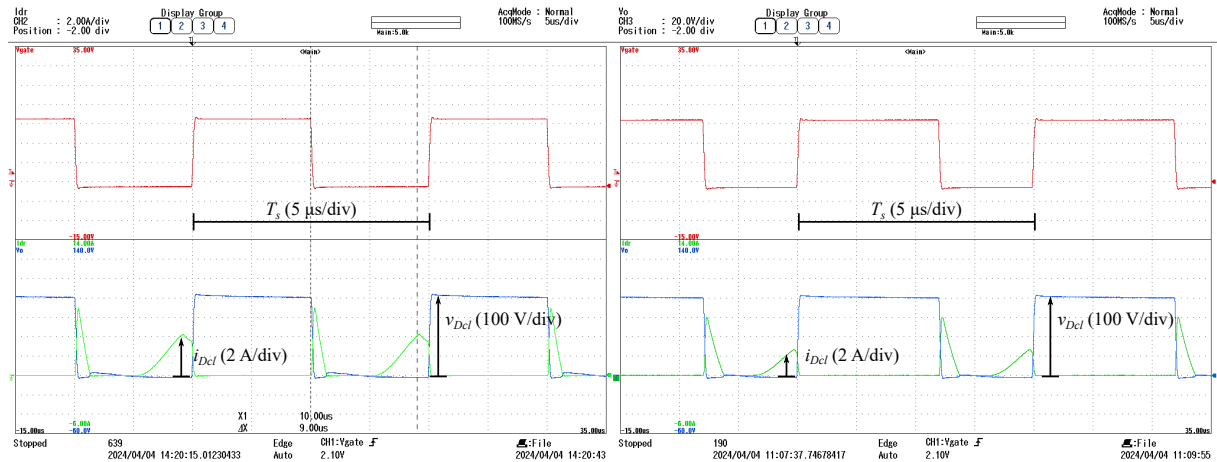
Figura 129 – Forma de onda do sinal de acionamento da interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no interruptor (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

A Figura 131 mostra as formas de onda de tensão e corrente no diodo D_r enquanto as formas de onda de tensão e corrente no diodo D_o são mostradas na Figura 132. Nestas figuras, nota-se que as correntes nestes diodos decaem a zero antes o instante da abertura, evidenciando a operação com ZCS destes diodos e a operação no modo BRF do conversor nos pontos de operação de teste. As formas de onda de tensão mostram tensão de bloqueio de aproximadamente

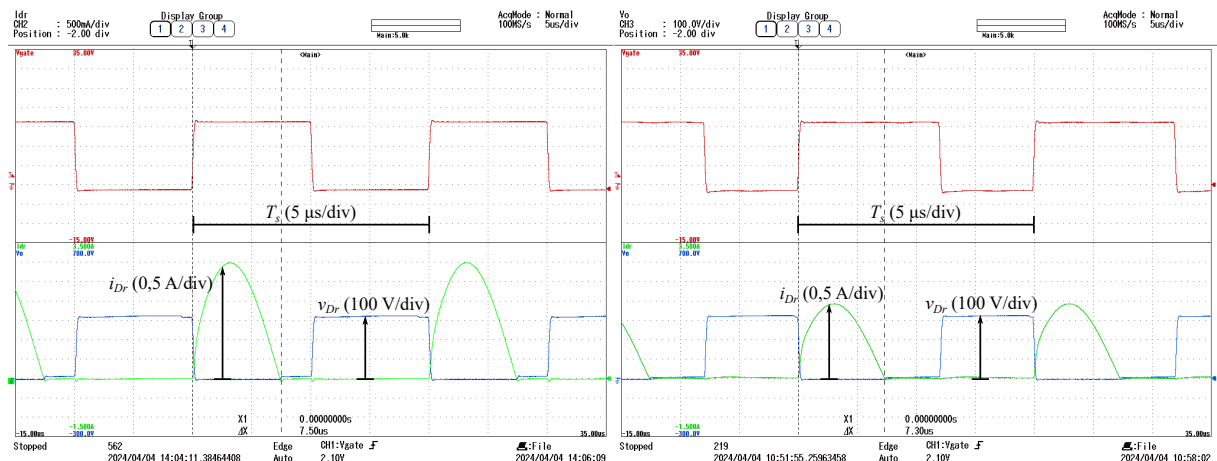
Figura 130 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_{cl} (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

320 V, demonstrando o desequilíbrio entre os esforços de tensão nos semicondutores.

Figura 131 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_r (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).



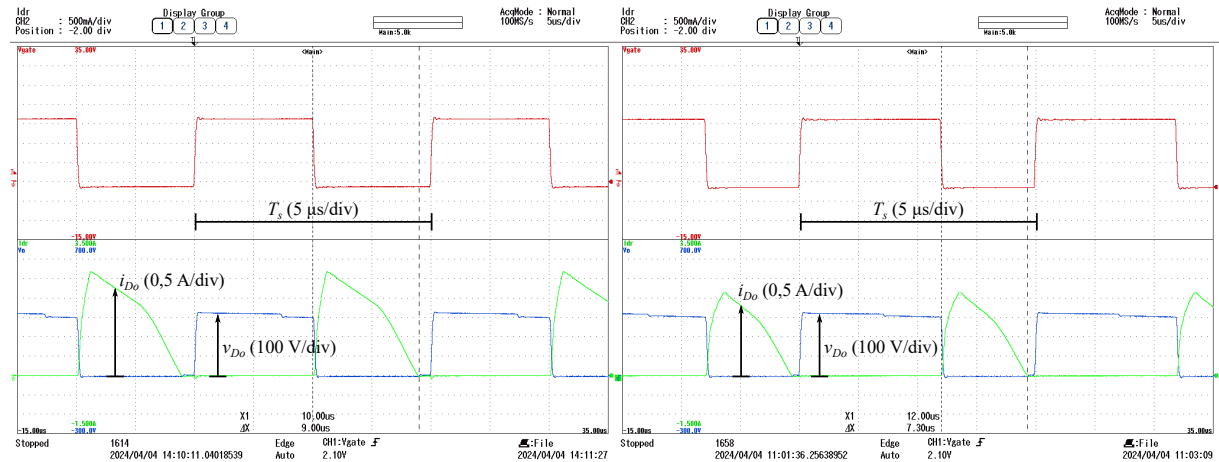
Fonte: Próprio autor, 2024

A Figura 133 mostra as formas de onda de tensão nos capacitores C_p e C_{cl} . Percebe-se maior ondulação de tensão em C_p , utilizado para alcançar a frequência de ressonância projetada, em relação a C_{cl} que é projetado para limitar a ondulação na tensão de saída. Em ambos, o valor médio da tensão está próximo do esperado nos dois pontos de operação testados.

As formas de onda de tensão nos capacitores C_t e C_o são mostradas na Figura 134. De forma semelhante à discutida na figura anterior, nota-se o nível menor de ondulação em C_t em relação a C_o , pelos motivos anteriormente elencados. Aqui também observa-se tensão média próxima do valor esperado.

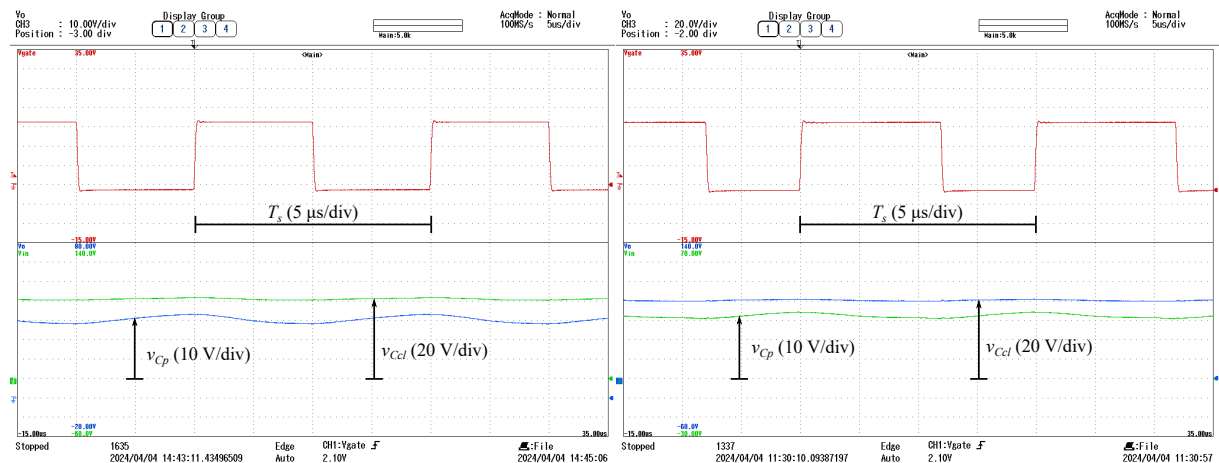
As formas de onda de corrente nos capacitores C_{cl} e C_o são mostradas na Figura 135. As correntes nestes capacitores consistem na soma das correntes nos semicondutores e na carga, o que pode ser observado a partir do formato dessas ondas.

Figura 132 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_o (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).



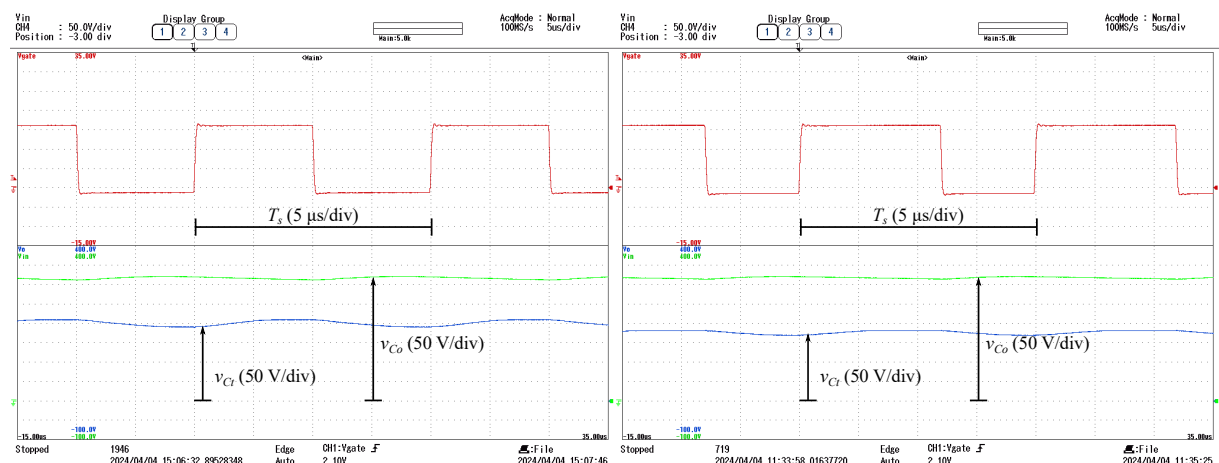
Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 133 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda de tensão nos capacitores C_p e C_{cl} (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).



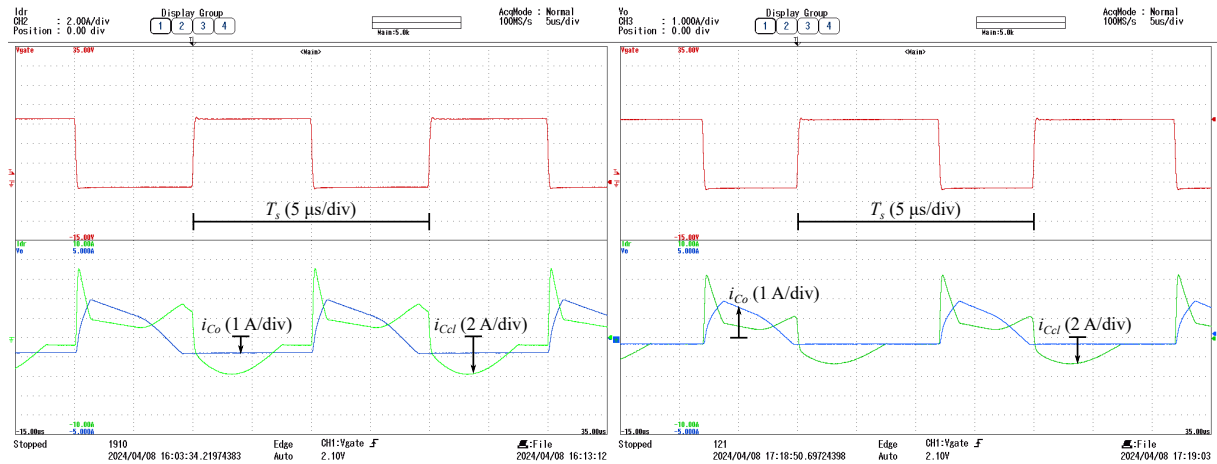
Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 134 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda das tensões nos capacitores C_t e C_o (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 135 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda das correntes nos capacitores C_{cl} e C_o (abaixo) para $D = 0,5$ (esq.) e $D = 0,6$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

A comparação entre os valores medidos e calculados das tensões nos dois experimentos é mostrada na Tabela 11. Percebe-se que os valores experimentais estão próximos dos valores esperados, cujas diferenças estão abaixo de 5% em todas as medições. Estas divergências ocorrem devido à existência de não idealidades no funcionamento do conversor.

Tabela 11 – Valores calculados e valores medidos das tensões nos componentes do conversor proposto operando com transformador abaixador.

Grandeza	Calculado (200 W)	Medido (200 W)	Calculado (300 W)	Medido (300 W)
G_V	12,5	12,30	10	9,73
V_{Cp}	32 V	32,4 V	40 V	40,4 V
V_{Ct}	176 V	177,7 V	200 V	202,1 V
V_{Ccl}	80 V	80,8 V	80 V	81,9 V
V_{Co}	320 V	317,8 V	320 V	316,8 V
$\Delta v_{Ccl}(\%)$	5%	2%	5%	4%
$\Delta v_{Co}(\%)$	5%	1,9%	5%	3,1%
V_S	80 V	83,3 V	80 V	85,5 V
V_{Dcl}	80 V	83,1 V	80 V	84 V
V_{Dr}	320 V	325,3 V	320 V	326,7 V
V_{Do}	320 V	329,0 V	320 V	326,0 V

Conclusões semelhantes podem ser obtidas a partir da Tabela 12. Aqui, percebe-se maiores diferenças entre os valores medidos e calculados. Uma possível causa é a desconsideração das ondulações das correntes no indutor L_{in} e indutância L_m .

5.3.2 Operação Utilizando Transformador Elevador de Tensão

Nesta seção são apresentados e analisados as formas de onda de tensão e corrente nos elementos do conversor proposto utilizando transformador elevador de tensão.

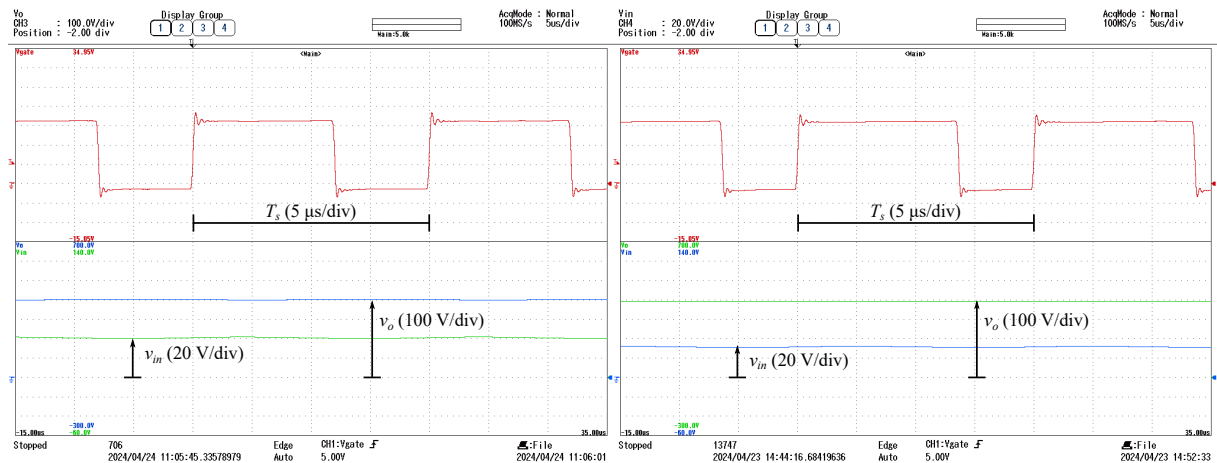
A comparação entre os valores de tensão medidos e os valores de tensão calculados sobre os componentes do conversor pode ser vista na Tabela 13. A Figura 136 exhibe as formas de onda de tensão de entrada e da tensão de saída. A baixa ondulação de tensão da onda da tensão de entrada

Tabela 12 – Valores calculados e valores medidos das correntes nos componentes do conversor proposto operando com transformador abaixador.

Grandeza	Calculado (200 W)	Medido (200 W)	Calculado (300 W)	Medido (300 W)
$I_{Lin,RMS}$	6,25 A	6,9 A	7,5 A	8,0 A
Δi_{Lin}	3,7 A	3,8 A	3,9 A	3,9 A
Δi_m	1,40 A	1,19 A	1,45 A	1,31 A
$I_{lk,RMS}$	4,06 A	3,58 A	5,52 A	5,29 A
$I_{N2,RMS}$	5,41 A	4,87 A	7,36 A	7,19 A
$I_{Ct,RMS}$	1,35 A	1,27 A	1,84 A	1,85 A
$I_{S,RMS}$	7,98 A	7,92 A	10,36 A	10,91 A
$I_{Dcl,RMS}$	1,38 A	1,22 A	2,01 A	1,48 A
$I_{Dr,RMS}$	0,96 A	0,87 A	1,44 A	1,42 A
$I_{Do,RMS}$	0,84 A	0,88 A	1,14 A	1,24 A
$I_{Ccl,RMS}$	2,03 A	2,02 A	2,86 A	2,55 A
$I_{Co,RMS}$	0,67 A	0,76 A	0,86 A	1,02 A

e da onda de tensão de saída permite visualizar que os valores obtidos experimentalmente estão próximos dos valores previstos.

Figura 136 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).



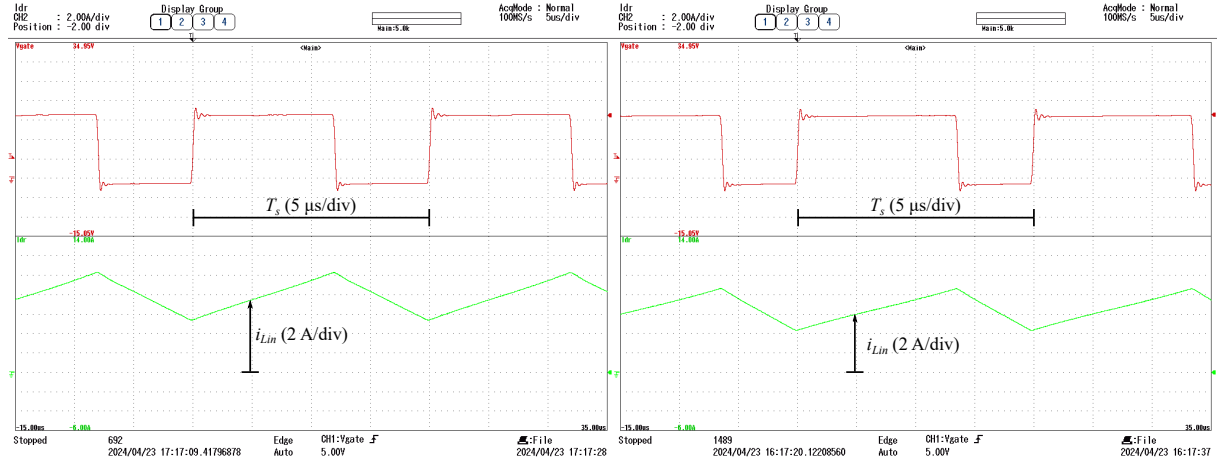
Fonte: Próprio autor, 2024

A forma de onda de corrente no indutor L_{in} é apresentada na Figura 137. Para os pontos de operação mostrados, a ondulação da corrente no indutor é de aproximadamente 4,3 A, de maneira que encontra-se os valores mínimos de potência para operação no MCC de 103 W para $D = 0,5$; 86 W para $D = 0,6$ e 69 W para $D = 0,68$. A comparação entre os valores de corrente obtidos experimentalmente e os valores calculados destas correntes pode ser observada na Tabela 14.

A Figura 138 mostra as formas de onda das correntes nos enrolamentos do transformador e, conseqüentemente, nos capacitores C_p e C_t . Estas correntes apresentam valor médio nulo. Também pode-se observar a relação de transformação $N_1 : N_2 : N_3 = 1:1,5:0,5$ a partir destas formas de onda.

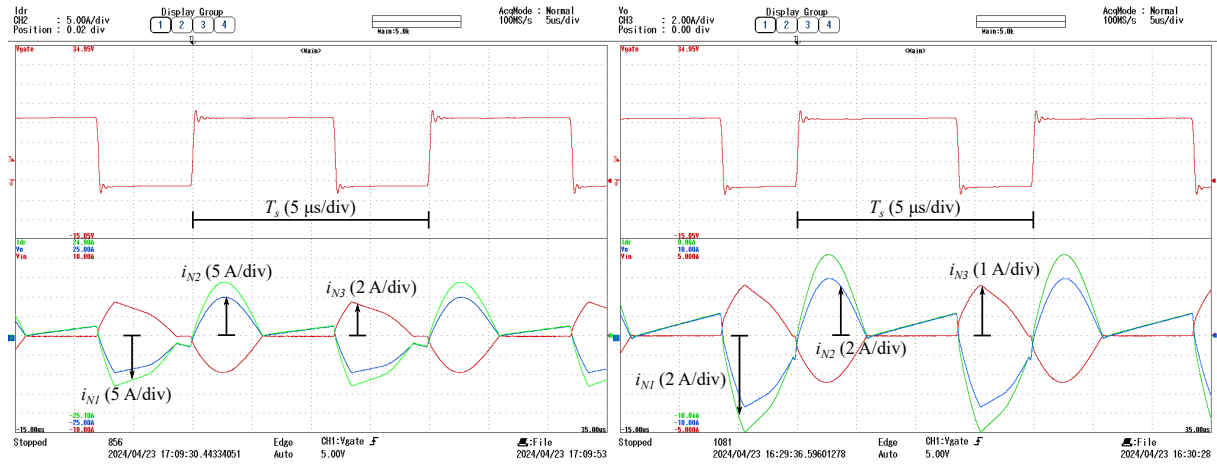
A forma de onda da corrente de magnetização é mostrada na Figura 139. Assim como na operação utilizando transformador abaixador, esta corrente foi medida de forma indireta, a partir

Figura 137 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e forma de onda da corrente no indutor de entrada (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 138 – Forma de onda do sinal de acionamento da interruptor (acima) e formas de onda da corrente nos enrolamentos do transformador para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

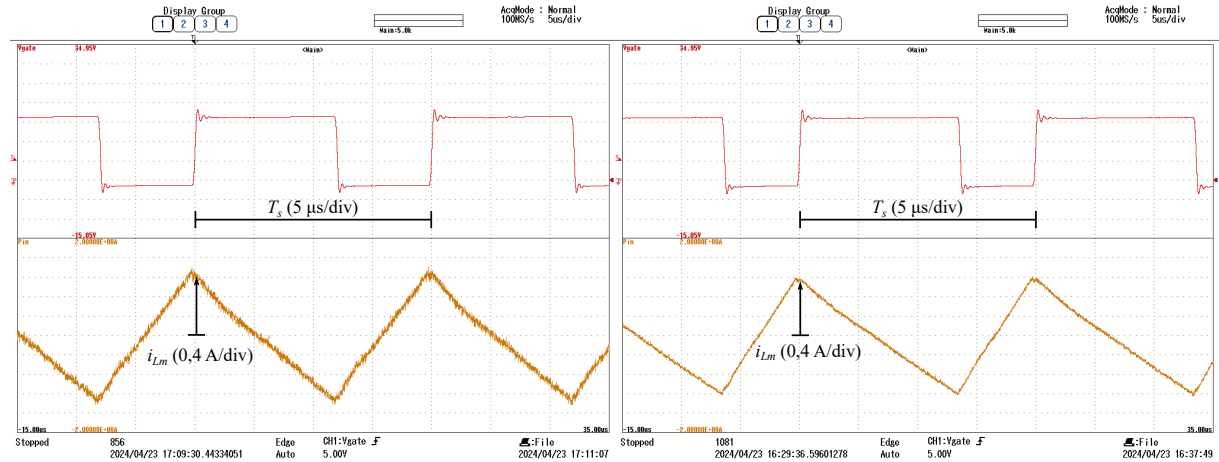
da medição das formas de onda nos enrolamentos do transformador e utilizando a relação:

$$i_m(t) = i_{lk}(t) - N_{21}i_{N2}(t) - N_{31}i_{N3}(t). \quad (5.2)$$

Como esperado, esta corrente também apresenta valor médio nulo.

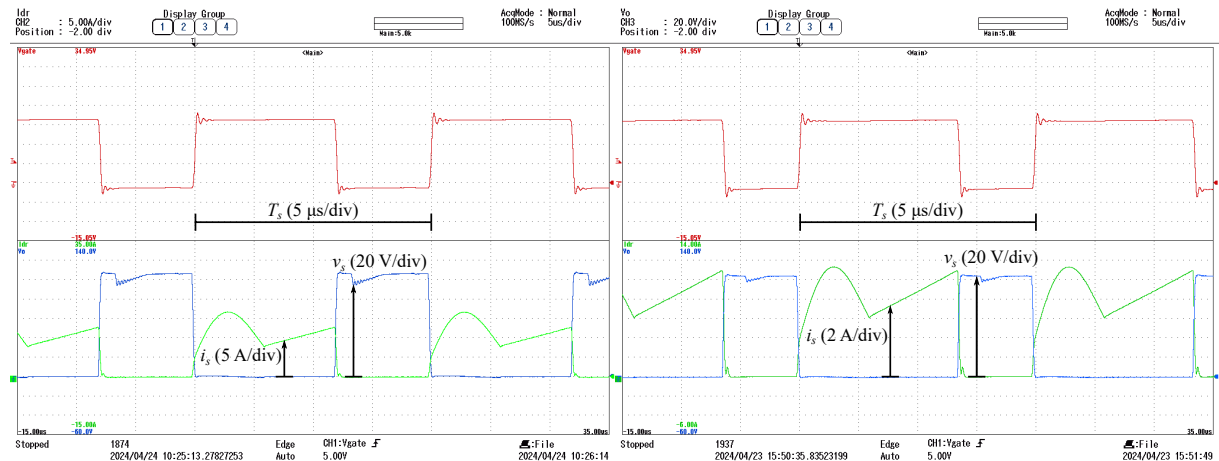
A Figura (140) exibe as formas de onda de tensão e de corrente no interruptor, enquanto a Figura (141) mostra as formas de onda de tensão e corrente no diodo D_{cl} . A partir da forma de onda de corrente no interruptor pode-se notar que em ambos os casos ilustrados o diodo D_o opera com comutação suave devido a presença da etapa II. De forma semelhante, nota-se também o ZCS de D_r devido à presença da etapa VI na forma de onda de corrente no diodo D_{cl} . Assim, vê-se que o conversor opera no modo de operação BRF nos pontos de operação mostrados. A tensão de bloqueio nestes semicondutores é por volta de 100 V, bastante abaixo da tensão de saída do conversor.

Figura 139 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e forma de onda da corrente de magnetização do transformador (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).



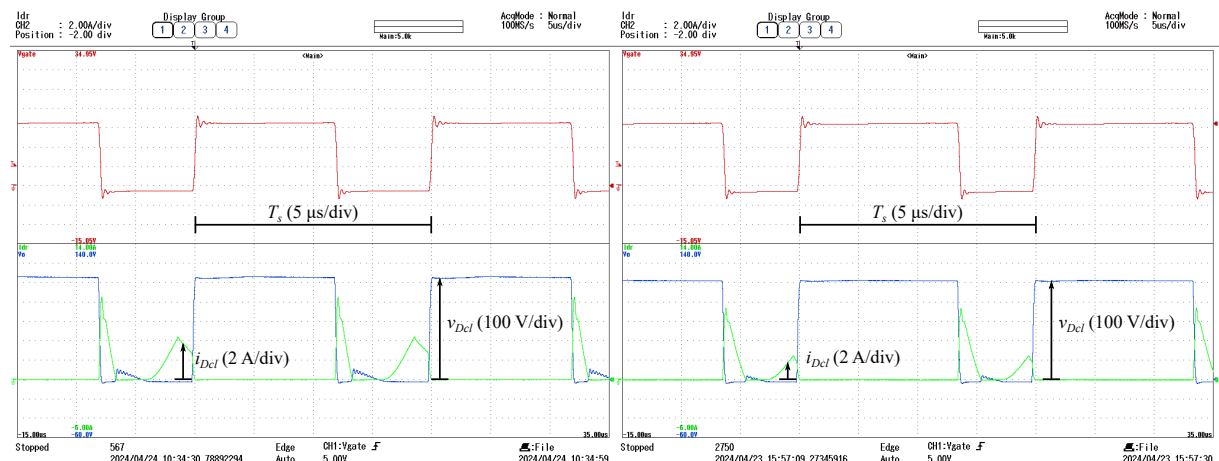
Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 140 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no interruptor (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

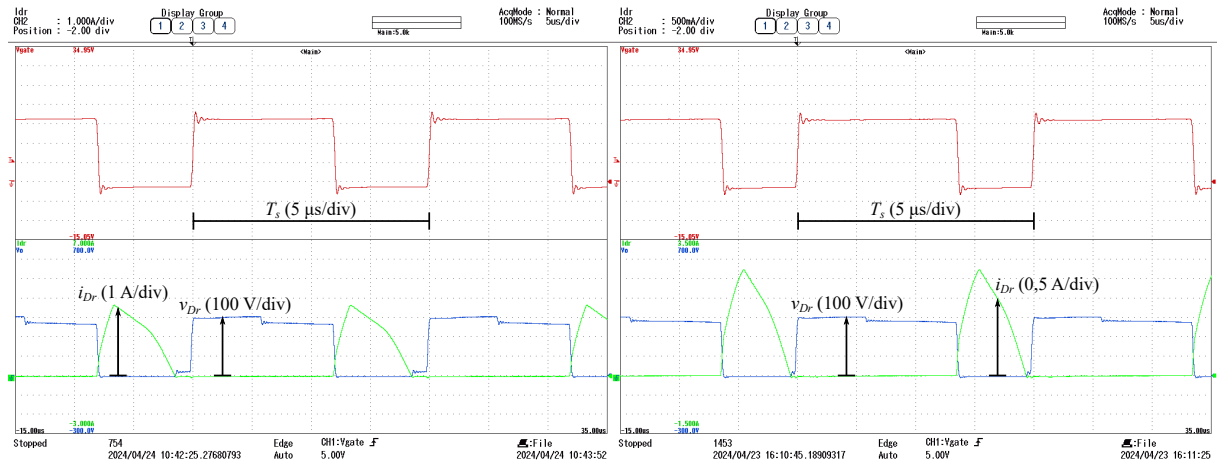
Figura 141 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_{cl} (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

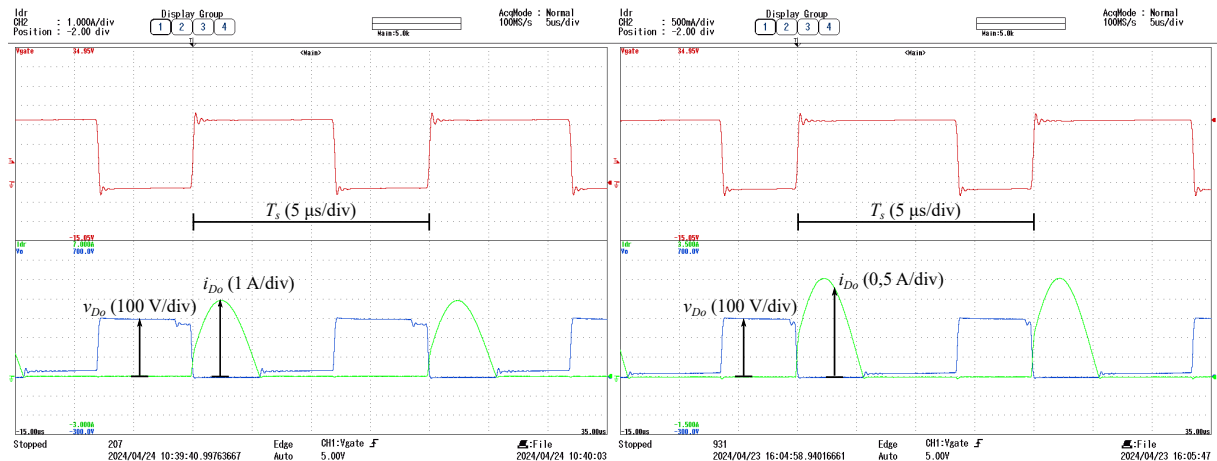
As formas de onda de tensão e de corrente no diodo D_r são mostradas na Figura e na Figura 143 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente no diodo D_o . Como mencionado anteriormente, nota-se que o conversor opera no modo BRF uma vez que as correntes nestes diodos decaem até zero antes do instante da abertura. A tensão de bloqueio em ambos os diodos é de aproximadamente 300 V.

Figura 142 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_r (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 143 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_o (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).

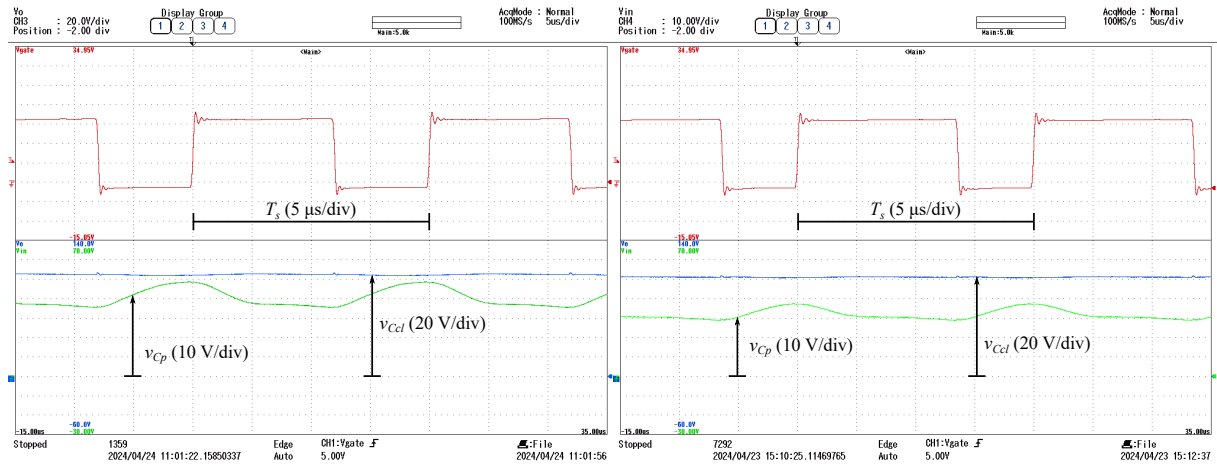


Fonte: Próprio autor, 2024

As formas de onda de tensão nos capacitores C_p e C_{cl} estão ilustradas na Figura 144. A ondulação da tensão sobre o capacitor C_p é mais evidente quando comparada à ondulação da tensão sobre C_o , uma vez que este último tem a função de filtrar a tensão de saída, limitando a ondulação, enquanto C_p é utilizado para conseguir a frequência de ressonância desejada.

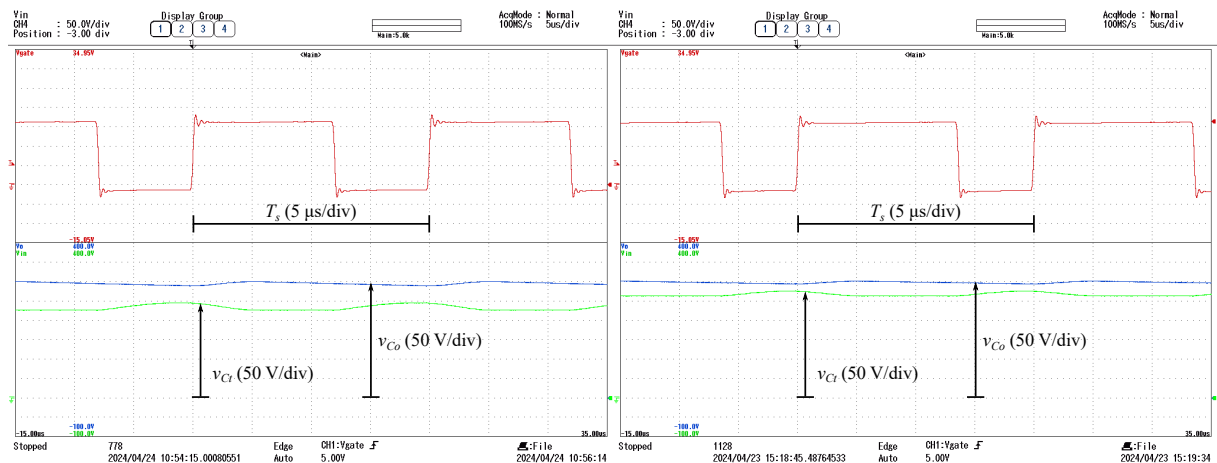
A Figura 145 exibe as formas de onda de tensão nos capacitores C_t e C_o . Semelhantemente à figura anterior, percebe-se o menor grau de ondulações nas tensões sobre C_o em relação a C_t devido aos motivos já discutidos.

Figura 144 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda de tensão nos capacitores C_p e C_{cl} (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 145 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda das tensões nos capacitores C_t e C_o (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).



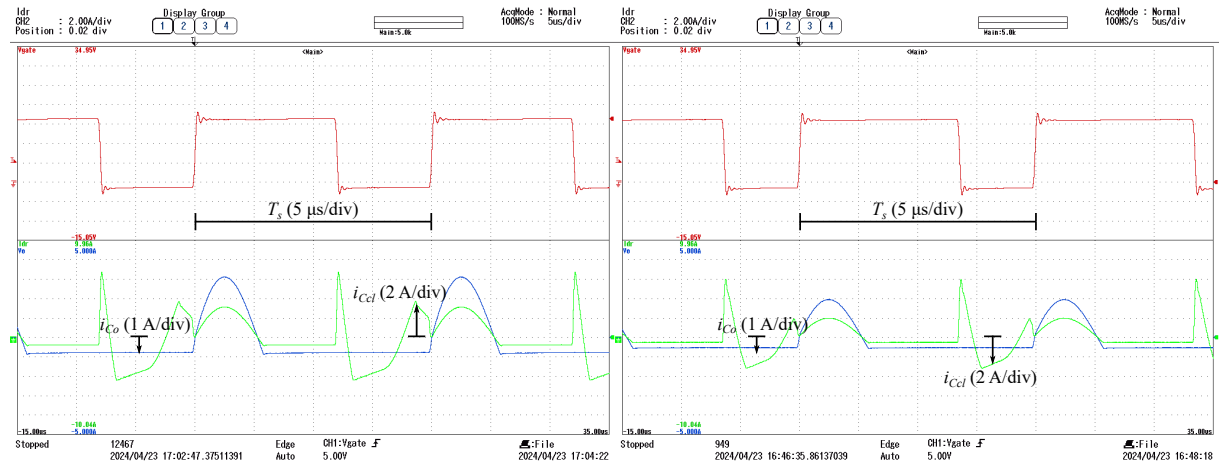
Fonte: Próprio autor, 2024

Por fim, a Figura 146 mostra as formas de onda das correntes nos capacitores C_{cl} e C_o . Assim como na operação utilizando transformador abaixador, as formas de onda destas correntes consistem na soma das correntes nos semicondutores do conversor e na carga.

A Tabela 13 exhibe a comparação entre os valores medidos e calculados das tensões nos dois experimentos para a operação utilizando transformador elevador. Percebe-se que os valores experimentais estão próximos dos valores esperados, mas as diferenças encontradas são maiores em relação à operação utilizando transformador abaixador. Isto se deve ao menor rendimento do conversor ao trabalhar neste modo de operação.

A comparação entre os valores medidos e obtidos experimentalmente das correntes nestes dois experimentos pode ser vista na Tabela 14. De forma geral, as mesmas conclusões acerca dos resultados experimentais podem ser feitas aqui. Pode-se observar também que, assim como na operação com o transformador abaixador, há uma maior diferença entre os valores experimentais

Figura 146 – Forma de onda do sinal de acionamento do interruptor (acima) e formas de onda das correntes nos capacitores C_{cl} e C_o (abaixo) para $D = 0,6$ (esq.) e $D = 0,68$ (dir.).



Fonte: Próprio autor, 2024

Tabela 13 – Valores calculados e valores medidos das tensões nos componentes do conversor proposto operando com transformador elevador.

Grandeza	Calculado (200 W)	Medido (200 W)	Calculado (300 W)	Medido (300 W)
G_V	12,5	12,33	10	9,73
V_{Cp}	32 V	32,0 V	40 V	40,3 V
V_{Ct}	272 V	266,8 V	240 V	232,8 V
V_{Ccl}	100 V	102,2 V	100 V	104,9 V
V_{Co}	300 V	298,4 V	300 V	295,5 V
$\Delta v_{Ccl}(\%)$	5%	2,4%	5%	3,3%
$\Delta v_{Co}(\%)$	5%	2,9%	5%	4,2%
V_S	100 V	107,9 V	100 V	105,2 V
V_{Dcl}	100 V	102,7 V	100 V	106,4 V
V_{Dr}	300 V	304,0 V	300 V	306,0 V
V_{Do}	300 V	304,7 V	300 V	304,7 V

e calculados de corrente em relação aos valores de tensão. Pode-se notar nesta seção que há maior

Tabela 14 – Valores calculados e valores medidos das correntes nos componentes do conversor proposto operando com transformador elevador.

Grandeza	Calculado (200 W)	Medido (200 W)	Calculado (300 W)	Medido (300 W)
$I_{Lin,RMS}$	6,25 A	6,68 A	7,5 A	8,07 A
Δi_{Lin}	4,8 A	4,93 A	4,35 A	4,29 A
Δi_m	2,49 A	2,46 A	2,74 A	2,83 A
$I_{lk,RMS}$	5,59 A	4,72 A	8,08 A	7,70 A
$I_{N2,RMS}$	4,19 A	3,47 A	6,06 A	5,65 A
$I_{N3,RMS}$	1,40 A	1,30 A	2,02 A	2,06 A
$I_{S,RMS}$	7,40 A	7,84 A	9,43 A	9,88 A
$I_{Dcl,RMS}$	1,53 A	1,43 A	2,02 A	1,66 A
$I_{Dr,RMS}$	0,95 A	0,85 A	1,30 A	1,39 A
$I_{Do,RMS}$	1,02 A	1,06 A	1,54 A	1,64 A
$I_{Ccl,RMS}$	1,85 A	1,50 A	2,67 A	2,31 A
$I_{Co,RMS}$	0,90 A	0,88 A	1,35 A	1,38 A

disparidade entre o valor eficaz calculado das correntes e o valor obtido experimentalmente, em comparação com os resultados discutidos na seção anterior. Isso se deve ao maior nível da corrente de magnetização nestes experimentos, cuja influência foi desprezada durante a dedução das expressões para o valor eficaz, realizada no Capítulo 3.

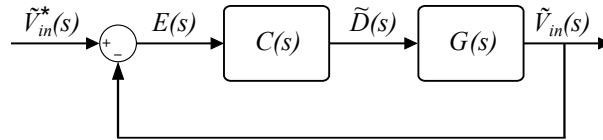
5.4 OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA

Nesta seção é realizado o projeto do controlador utilizado para fechar a malha de controle da tensão de entrada do conversor. Estes experimentos são realizados utilizando o conversor com transformador elevador, ao qual é adicionado o capacitor $C_{in} = 10 \mu\text{F}$ a sua entrada.

5.4.1 Projeto do Controlador da Tensão de Entrada

O controle da tensão de entrada é realizada em malha simples, de acordo com o diagrama de blocos mostrado na Figura 147. De acordo com os parâmetros construtivos e operacionais do protótipo, detalhados nas Tabelas 4 a 8, monta-se a Tabela 15, contendo os parâmetros das funções de transferência utilizadas para o projeto do controlador. Utilizando os dados da Tabela 15 na Equação (4.19) tem-se a função de transferência:

Figura 147 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.



Fonte: Próprio autor, 2024

Tabela 15 – Parâmetros do protótipo utilizados no projeto do controlador.

Parâmetro	Valor
N	4
C_{in}	$10 \mu\text{F}$
L_{in}	$100 \mu\text{H}$
D	0,6
V_o	400 V
f_s	50 kHz

$$G(s) = \frac{\tilde{V}_{in}(s)}{\tilde{D}(s)} = -\frac{10^{11}}{s^2 + 10^9}, \quad (5.3)$$

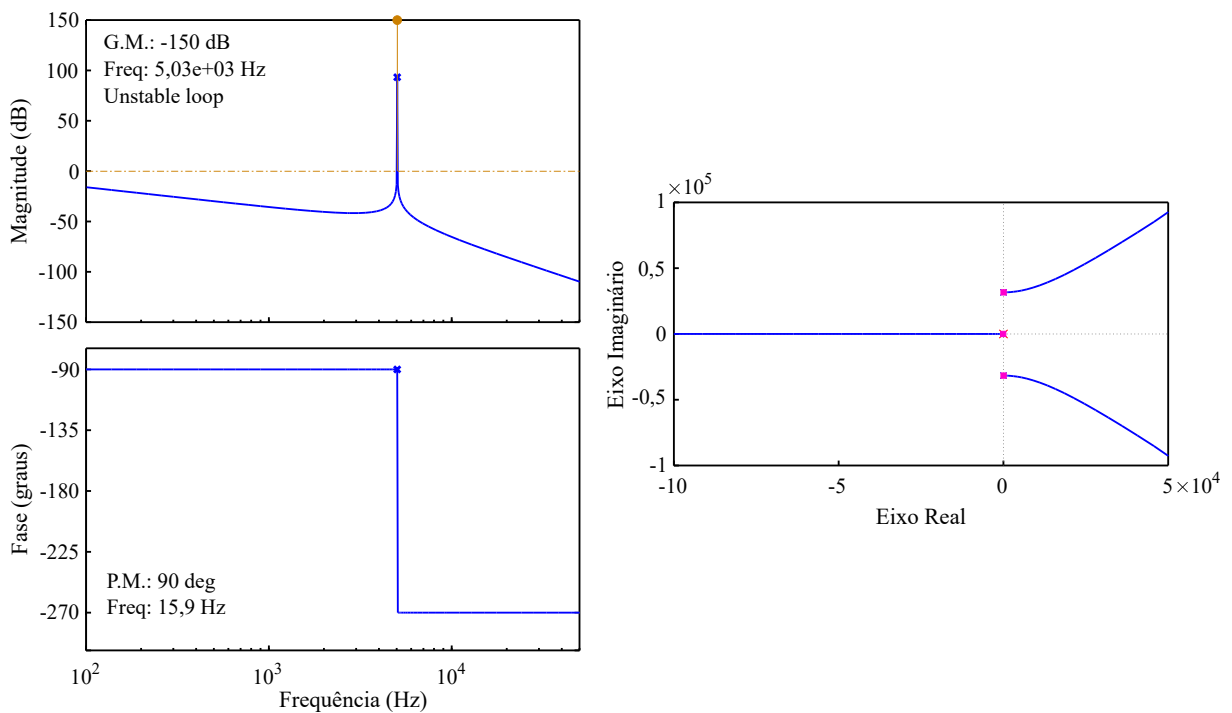
O projeto do controlador é feito de forma iterativa utilizando o método do lugar geométrico das raízes (LGR) (OGATA, 2011) por meio do conjunto de ferramentas *System Control Designer* do MATLAB. Estas ferramentas permitem projetar o controlador de maneira gradual, mudando o ganho e alterando os zeros e polos do controlador enquanto é observado os efeitos destas alterações sobre o sistema. Para verificar estes efeitos são fornecidos diversos critérios de análise de desempenho e estabilidade, como o já mencionado LGR, o diagrama de Bode em malha aberta do sistema, resposta à aplicação de um degrau unitário, entre outros.

A partir do diagrama de blocos mostrado na Figura 147 e com algumas manipulações, chega-se à Equação a seguir:

$$\tilde{V}_{in} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \tilde{V}_{in}^*. \quad (5.4)$$

Percebe-se que é possível ter erro nulo em regime permanente, ou seja, $V_{in}(0) = V_{in}^*(0)$ caso $\lim_{s \rightarrow 0}(G(s)C(s)) = \infty$. Isto é conseguido ao adicionar um polo à origem na função de transferência do controlador. Ao fazê-lo, nota-se a partir do LGR, mostrado na Figura 148, que o sistema na sua forma atual é instável, pois o par de polos complexos conjugados (provenientes da planta) direciona-se para a metade direita do plano complexo. Adicionalmente este par de polos causa também um "pico" na magnitude da função de transferência em malha aberta na frequência $f = \sqrt{(L_{in}C_{in})}/2\pi \approx 5$ kHz. Uma vez que este pico é relativamente próximo da frequência de comutação é necessário incorporar o efeito dos atrasos do sistema, modelados através da aproximação de Padé.

Figura 148 – Diagrama de Bode e LGR do sistema em malha aberta utilizando um controlador puramente integral.

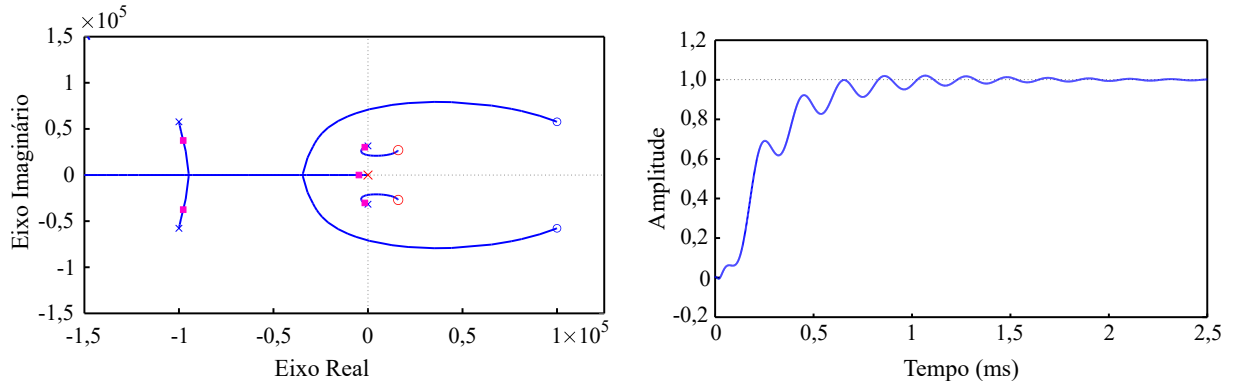


Fonte: Próprio autor, 2024

Usualmente é utilizada a aproximação de primeira ordem caso seja necessário representar bem o sistema de 1% até 10% de f_s , sendo a aproximação de segunda ordem utilizada caso seja necessário representar bem o sistema para frequências acima de 10% de f_s . Como o pico está localizado em torno de 10% da frequência de comutação, opta-se por utilizar a aproximação de segunda ordem.

É então adicionado um par de zeros complexos conjugados no semiplano direito, o que permite tornar o sistema estável ao aumentar o ganho do controlador até certa margem, resultando também em uma resposta ao degrau rápida e com baixo sobressinal, como pode ser visto na Figura 149. É importante atentar que as mudanças de irradiação sobre o painel são relativamente lentas em comparação com a dinâmica do conversor. Mesmo em módulos fotovoltaicos sujeitos à variações rápidas de irradância, a incidência de sombreamento é da ordem de dezenas de Hertz (SERA, 2013).

Figura 149 – LGR e resposta ao degrau unitário do sistema com influência de atrasos utilizando um controlador integral com par de zeros complexos conjugados.



Fonte: Próprio autor, 2024

Devido à maior quantidade de zeros que polos na função de transferência do controlador, não é possível implementá-lo digitalmente. Dessa forma, é adicionado um polo em alta frequência a fim de igualar a quantidade de polos e zeros e não alterar de forma significativa a dinâmica já alcançada. Tem-se então o controlador:

$$C(s) = -9 \cdot 10^{-4} \frac{(s^2 - 3,2 \cdot 10^4 s + 10^9)}{s(s + 2,4 \cdot 10^4)}, \quad (5.5)$$

resultando em frequência de cruzamento de ganho de aproximadamente 600 Hz e margem de fase de 68° . O diagrama de Bode do sistema em malha aberta é mostrado na Figura 150. Ao discretizar a função de transferência da Equação (5.5) utilizando o método de Tustin, encontra-se:

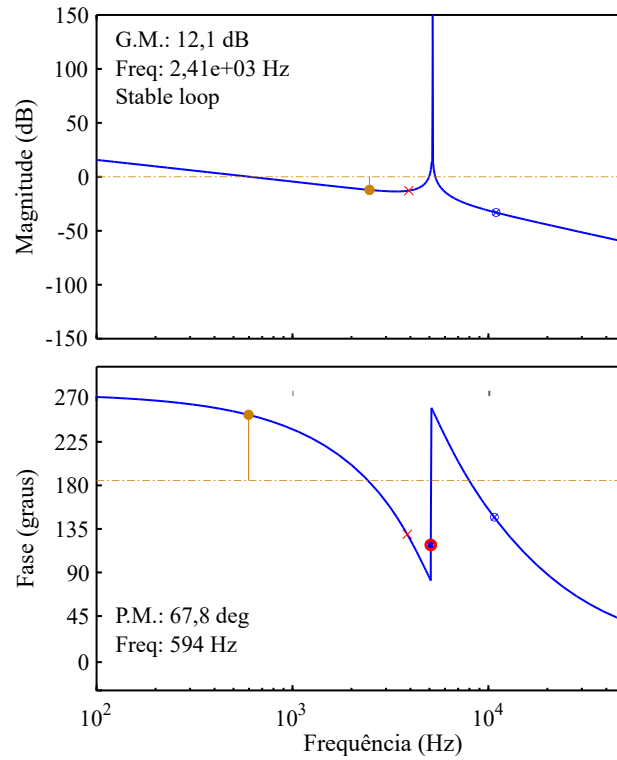
$$C(z) = -5,661 \cdot 10^{-4} \frac{(1 - 2,308z^{-1} + 1,821z^{-2})}{(1 - 1,613z^{-1} + 0,613z^{-2})}, \quad (5.6)$$

5.4.2 Resultados Experimentais

O controlador projetado foi implementado no DSP para validação, fechando a malha de controle da tensão de entrada. Foi também empregado um filtro *anti-aliasing* com frequência de corte em 25 kHz a fim de retirar a influência da comutação na ação do controlador. São utilizadas duas fontes CC: Regatron TopCon Quadro, na entrada do conversor, e Chroma 62050H-600S na saída do conversor, fixando a tensão de saída. Como a fonte Chroma 62050H-600S não permite fluxo bidirecional de potência, utiliza-se uma carga resistiva em paralelo com a saída do conversor, de maneira a fornecer um caminho livre para a corrente de saída. Nestes experimentos, foi adotado $R = 800 \, \Omega$. O diagrama da Figura 151 esquematiza a montagem realizada.

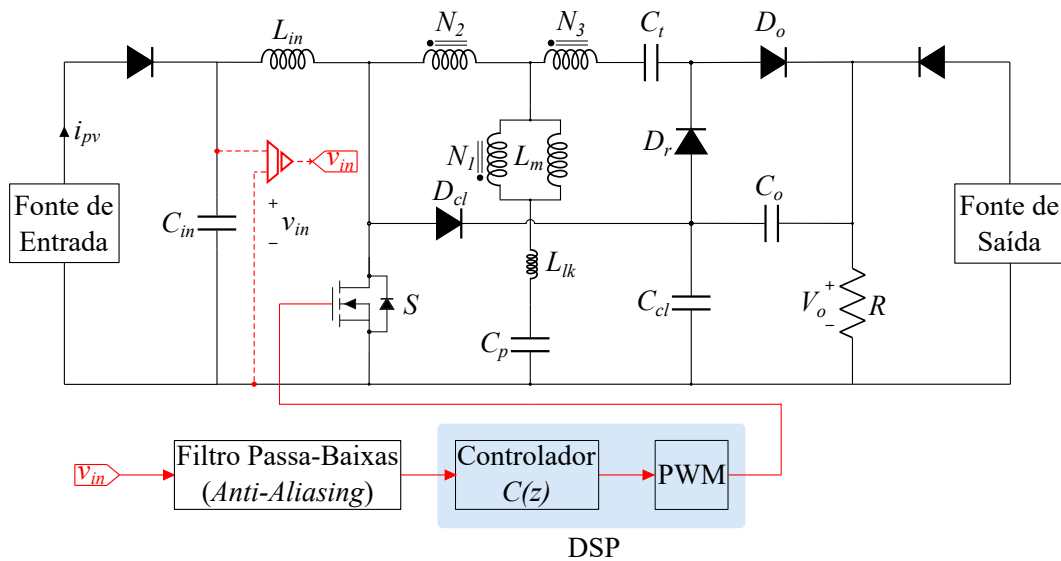
Foi originalmente idealizado a realização de três experimentos a fim de verificar o funcionamento do controlador: mudança em degrau no valor de referência da tensão de entrada, mudança em degrau na tensão de saída e mudança em degrau na corrente de entrada. Contudo, as fontes disponíveis apresentam comportamento dinâmico bastante lento e são incapazes de realizar variações rápidas de tensão e corrente (JUNIOR, 2024). Estas características inviabilizam a execução

Figura 150 – Diagrama de Bode do sistema em malha aberta utilizando o controlador mostrado na Equação (5.5).



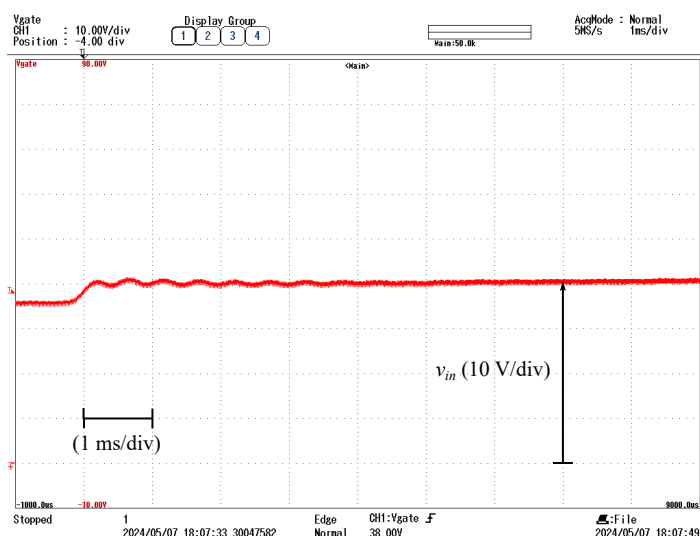
Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 151 – Diagrama da montagem realizada para obtenção dos resultados experimentais em malha fechada.



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 152 – Tensão de entrada do conversor após aplicação de degrau no valor de referência.



Fonte: Próprio autor, 2024

dos dois últimos experimentos. Assim, opta-se por apresentar os resultados do experimento da variação em degrau da referência de tensão, enquanto os resultados da rejeição a perturbações são obtidos de simulações.

A Figura 152 mostra a a variação da tensão de entrada do conversor, após aplicação de uma variação em degrau no valor de referência da tensão de entrada do conversor de 36 V a 40 V. Verifica-se que a tensão de entrada segue o valor de referência rapidamente, apresentando comportamento dinâmico semelhante ao observado na Figura 149.

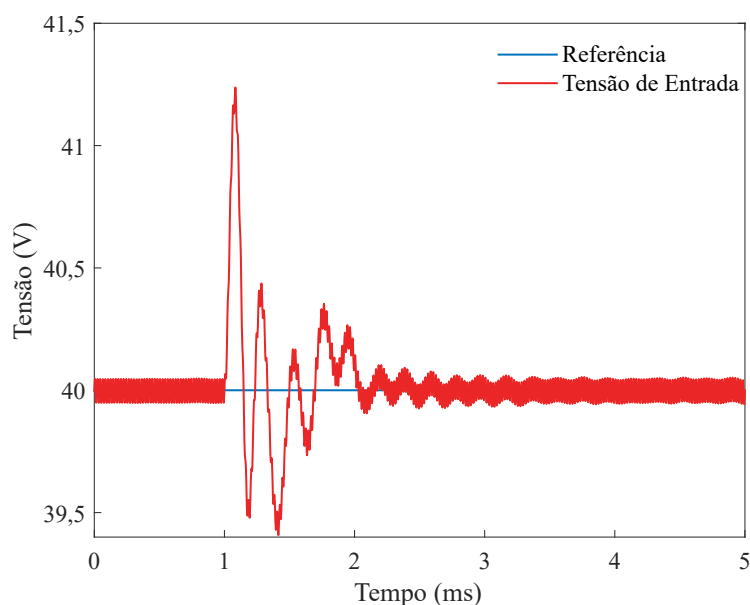
A Figura 153 exibe o comportamento da tensão de entrada frente a variação em degrau da corrente de entrada de 6 A para 6,5 A no instante $t = 1$ ms. Isto resulta em oscilações na tensão de entrada, com picos de aproximadamente 3% do valor de referência. A tensão de entrada é rapidamente levada ao valor de referência.

O efeito da variação da tensão de entrada de 400 V para 420 V sobre a tensão de entrada é mostrado na Figura 154. Como no caso anterior, há uma rápida variação na tensão de entrada, ocasionando oscilações cujo pico é de aproximadamente 6% do valor de referência. Após um breve intervalo, a tensão de entrada é reestabelecida para o valor de referência. É interessante notar que a tensão de saída é um parâmetro da função de transferência $G(s)$, utilizada para a realização do projeto do controlador, de forma que o desempenho do controlador passa a ser diferente do inicial.

5.5 ANÁLISE DE RENDIMENTO

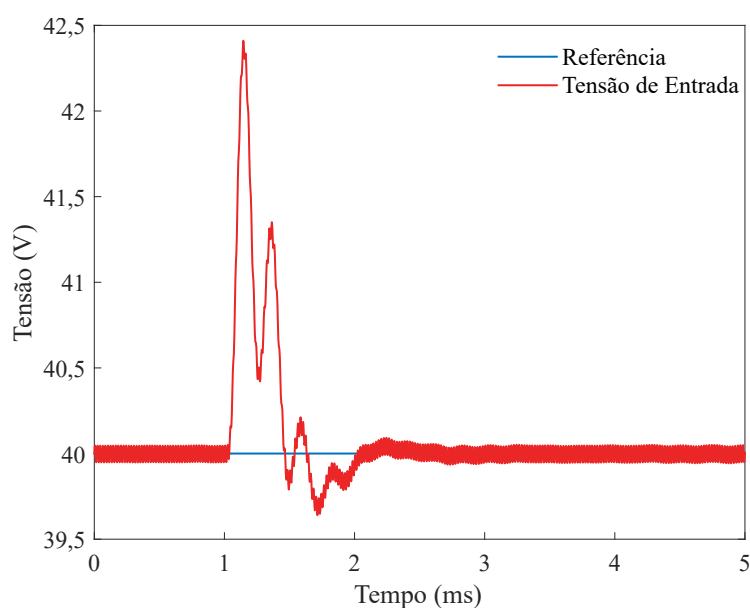
Nesta seção são mostradas as curvas de rendimento em função da potência para diferentes valores de razão cíclica, além da contribuição de cada componente ao montante de potência dissipada. É realizado o cálculo teórico das perdas do conversor na potência nominal utilizando as expressões desenvolvidas na Seção 3.5 e os dados dos componentes, apresentados na Seção

Figura 153 – Tensão de entrada do conversor após variação em degrau na corrente de entrada.



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 154 – Tensão de entrada do conversor após variação em degrau da tensão de saída.



Fonte: Próprio autor, 2024

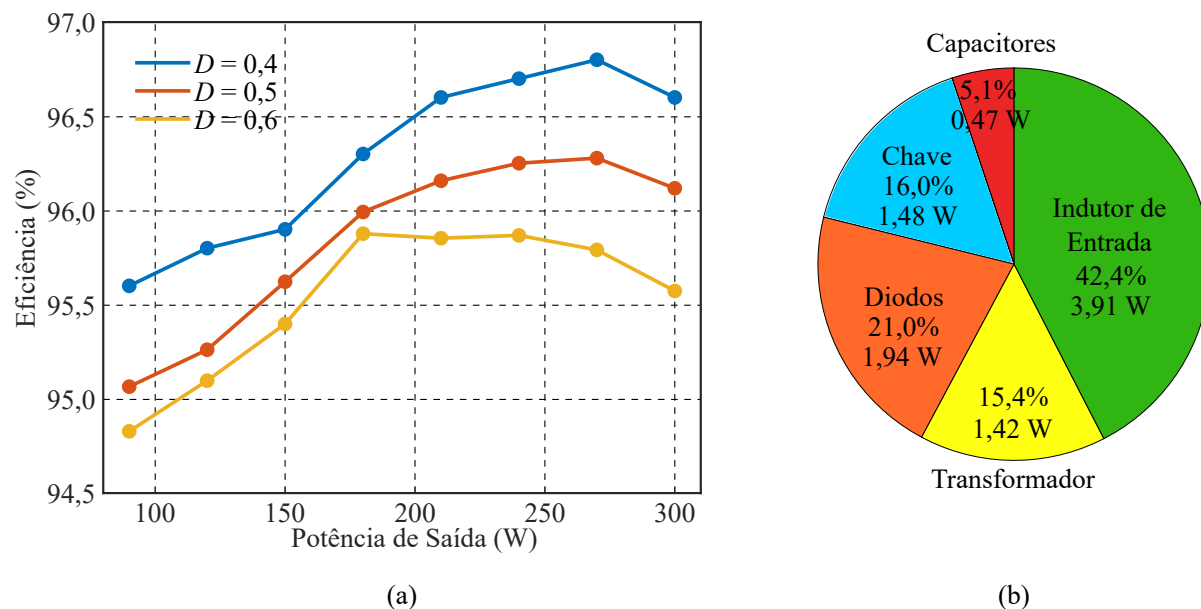
5.1.

Com tensão de saída mantida em aproximadamente 400 V, a resistividade da carga é variada de maneira a ter a potência de saída entre 90 W e 300 W. Para melhor comparação entre os dois modos de operação, as curvas de rendimento são obtidas para valores iguais de ganho estático teórico: $G_v = 8,33$, $G_v = 10$ e $G_v = 12,5$. Para isso, utilizou-se diferentes valores de razão cíclica para a operação com transformador abaixador e para a operação com transformador elevador.

O gráfico do rendimento do conversor operando com transformador abaixador em função da potência de entrada é mostrado na Figura 155 (a) e a distribuição das perdas na potência

nominal é mostrada na Figura 155 (b). Para um determinado valor de razão cíclica, os esforços

Figura 155 – Resultados da análise de rendimento do conversor utilizando transformador abaixador: (a) curva de rendimento do conversor em função da potência de entrada; (b) distribuição das perdas do conversor na potência nominal.

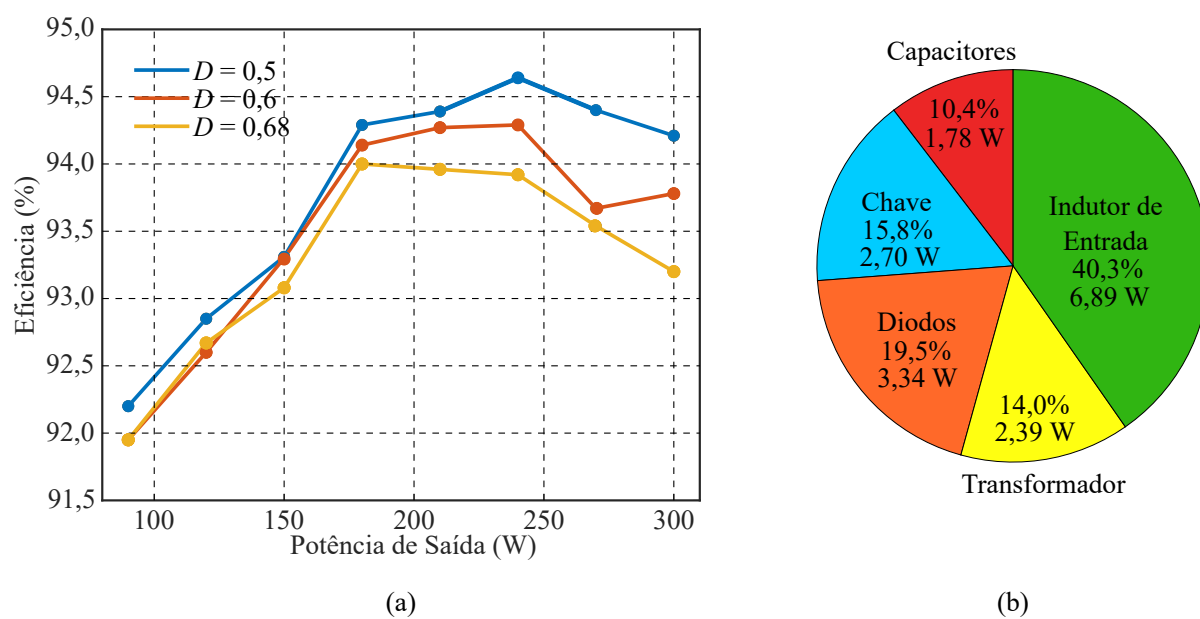


Fonte: Próprio autor, 2024

de tensão são aproximadamente constantes independentemente da potência processada pelo conversor, enquanto os esforços de corrente aumentam linearmente. Dessa forma, em baixas potências, as perdas do conversor são majoritariamente causadas pelos núcleos magnéticos e pela comutação dos semicondutores. A medida que a potência de saída é elevada, as perdas por condução passam ser mais pronunciadas, sendo a principal causa das perdas de potência do conversor ao operar na potência nominal. Como resultado, as perdas por condução no indutor de entrada são as principais responsáveis pelas total das perdas do conversor. Por outro lado, as perdas nos semicondutores e no transformador estão distribuídas de forma mais uniforme, enquanto os capacitores são responsáveis por uma pequena parcela do montante de perdas.

O gráfico das perdas do conversor proposto utilizando transformador elevador em função da variação da potência de entrada pode ser visto na Figura 156 (a) e a distribuição destas perdas por componente na potência nominal é mostrada na Figura 156 (b). De forma geral, as mesmas conclusões já realizadas no caso anterior podem ser estabelecidas aqui. Contudo, como pode-se constatar, há uma queda no rendimento do conversor em relação à operação utilizando transformador abaixador em todos os pontos de operação analisados. Também é evidente o aumento da contribuição dos capacitores para as perdas do conversor, causado pelo maior nível de corrente no enrolamento primário e pela maior ESR do capacitor C_p utilizado.

Figura 156 – Resultados da análise de rendimento do conversor utilizando transformador elevador: (a) curva de rendimento do conversor em função da potência de entrada; (b) distribuição das perdas do conversor na potência nominal.



Fonte: Próprio autor, 2024

Tabela 16 – Comparação do conversor proposto com outros conversores recentemente publicados.

Conversor	Potência Nominal	Nº de Comp. S/D/C/L	Ganho de Tensão	Tensão sobre o Interruptor	Tensão Máxima sobre os Diodos	Ondulação da Cor. de Entrada	Rendimento Máximo
(HASANPOUR; SIWAKOTI; BLAABJERG, 2022b) [1]	160 W	1/4/5/2	$\frac{(2+D+N_{31}-N_{21})}{(1-N_{21})(1-D)}$	$\frac{(1-N_{21})V_o}{2+D+N_{31}-N_{21}}$	$\frac{(1+N_{31})V_o}{2-N_{21}+N_{31}+D}$	Baixa	97,3 % (100 W, 60 kHz)
(HASANPOUR, 2021b) [2]	160 W	1/4/5/2	$\frac{(1+2N_{31}-N_{21})}{(N_{31}-N_{21})(1-D)}$	$\frac{(N_{31}-N_{21})V_o}{1+2N_{31}-N_{21}}$	$\frac{N_{31}V_o}{1+2N_{31}-N_{21}}$	Baixa	96,9 % (100 W, 50 kHz)
(HASANPOUR; SIWAKOTI; BLAABJERG, 2022a) [3]	200 W	1/3/4/2	$\frac{(N_{31}+(1+D)N_{21}-D)}{(N_{21}-1)(1-D)}$	$\frac{(N_{21}-1)V_o}{(1+D)N_{21}+N_{31}-D}$	$\frac{(N_{21}+N_{31})V_o}{(1+D)N_{21}+N_{31}-D}$	Baixa	96,7 % (200 W, 50 kHz)
(HASANPOUR, 2022) [4]	400 W	1/5/6/2	$\frac{(2+D+(2-D)N_{31}-N_{21})}{(1-N_{21})(1-D)}$	$\frac{(1-N_{21})V_o}{(2+D-N_{21}+(2-D)N_{31})}$	$\frac{(1+N_{31})V_o}{(2+D-N_{21}+(2-D)N_{31})}$	Baixa	95,1 % (200 W, 60 kHz)
(HASANPOUR, 2021a) [5]	160 W	1/4/5/2	$\frac{(2+(1+D)n)}{(1-D)}$	$\frac{V_o}{(2+(1+D)n)}$	$\frac{(1+n)V_o}{(2+(1+D)n)}$	Baixa	97,3 % (100 W, 60 kHz)
(YE; CHEN; YI, 2021) [6]	276 W	1/4/4/1	$\frac{(2+2n)}{(1-D)}$	$\frac{V_o}{(2+2n)}$	$\frac{V_o}{2}$	Alta	97,1 % (170 W, 100 kHz)
(DING, 2022) [7]	500 W	1/6/6/1	$\frac{(2+N_{21}+(1+D)N_{31})}{(1-D)}$	$\frac{V_o}{(2+N_{21}+(1+D)N_{31})}$	$\frac{(1+N_{21}+N_{31})V_o}{(3+2N_{21}+(2+D)N_{31})}$	Alta	97,9 % (200 W, 50 kHz)
(LIANG; LUO; CHEN, 2022) [8]	600 W	2/3/3/1	$\frac{(3+D+n)}{(1-D)}$	$\frac{V_o}{(2+n+D)}$	$\left(\frac{2+n}{3+D+n}\right)V_o$	Alta	97,0 % (300 W, 50 kHz)
(CARVALHO, 2022b) [9]	350 W	2/2/4/2	$\frac{(2+N_{21})}{(1-D)} + N_{31}$	$\frac{V_o}{(2+N_{21}+(1-D)N_{31})}$	$\frac{(1+N_{21}+N_{31})V_o}{(2+N_{21}+(1-D)N_{31})}$	Baixa	96,7 % (206 W, 100 kHz)
(BARBOSA, 2021) [10]	400 W	1/4/6/1	$\frac{(1+2n+D)}{(1-D)}$	$\frac{V_o}{(1+2n+D)}$	$\frac{2nV_o}{(1+2n+D)}$	Alta	97,3 % (240 W, 100 kHz)
(PEREIRA, 2021) [11]	140 W	1/4/5/1	$\frac{(1+(1+2n)D)}{(1-D)}$	$\frac{V_o}{(1+(1+2n)D)}$	$\frac{nV_o}{(1+(1+2n)D)}$	Alta	93,8 % (51 W, 100 kHz)
Proposto c/ transf. abaixador	300 W	1/3/4/2	$\frac{(2+N_{31}-N_{21})}{(1-N_{21})(1-D)}$	$\frac{(1-N_{21})V_o}{(2+N_{31}-N_{21})}$	$\frac{(1+N_{31})V_o}{(2-N_{21}+N_{31})}$	Baixa	96,8 % (270 W, 50 kHz)
Proposto c/ transf. elevador	300 W	1/3/4/2	$\frac{(N_{21}+N_{31})}{(N_{21}-1)(1-D)}$	$\frac{(N_{21}-1)V_o}{(N_{21}+N_{31})}$	$\frac{(1+N_{31})V_o}{(N_{21}+N_{31})}$	Baixa	94,6* % (240 W, 50 kHz)

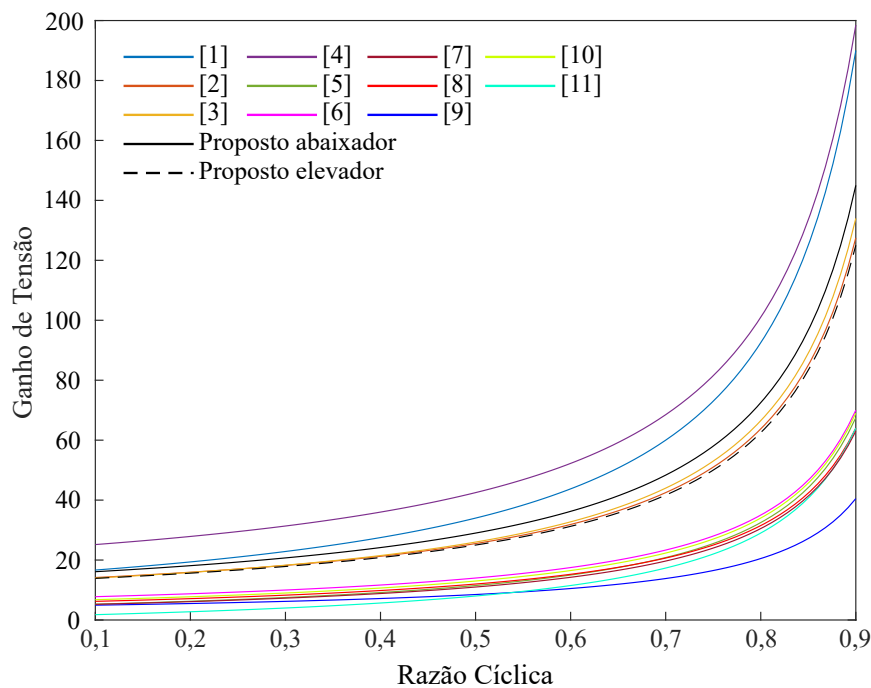
5.6 COMPARAÇÃO COM OUTROS CONVERSORES CC-CC RECENTEMENTE PUBLICADOS

A Tabela 16 lista alguns conversores CC-CC elevadores de tensão de alto ganho e compara-os aos conversores propostos a partir de algumas figuras de mérito frequentemente utilizadas na literatura. Os conversores listados de [1] a [4] apresentam característica inversa no ganho de tensão, enquanto os conversores [5] a [11] utilizam técnicas diversas para atingir ganho de tensão elevado.

Além do conversor proposto, os conversores listados de [1] a [5] e [9] utilizam filtro indutivo de entrada, resultando em baixa ondulação na corrente de entrada. Isto resulta em valor eficaz reduzido, o que diminui a degradação da fonte de energia.

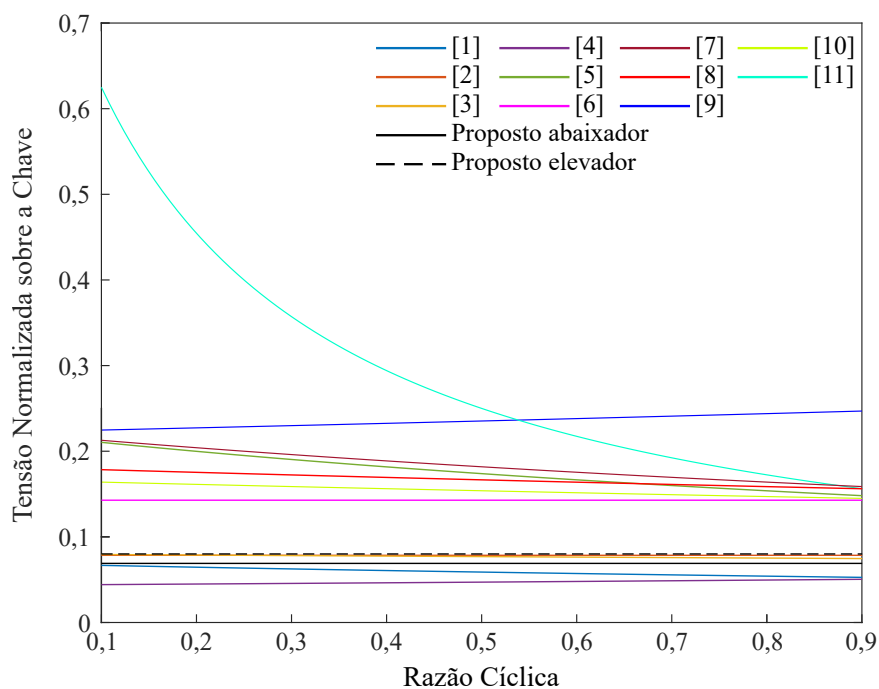
De forma a comparar os ganhos de tensão de forma equitativa, os conversores são comparados utilizando o mesmo número de voltas, isto é, $N_{21} + N_{31}$ é constante e igual a 2,5 para todos os conversores. Esta comparação é mostrada na Figura 157, utilizando $N_{21} = 0,8$ e $N_{31} = 1,7$ para os conversores [1] e [4], além do conversor proposto utilizando transformador abaixador; $N_{21} = 1,15$ e $N_{31} = 1,35$ para o conversor [2]; $N_{21} = 1,2$ e $N_{31} = 1,3$ para o conversor [3] e o conversor proposto utilizando transformador elevador; $N_{21} = 0,5$ e $N_{31} = 2$ para o conversor [7] e $N_{21} = 2$ e $N_{31} = 0,5$ para o conversor [9]. Para os conversores que apresentam apenas dois enrolamentos, a relação de transformação é considerada $n = 2,5$. O mesmo é realizado para o esforço de tensão sobre os interruptores e os diodos, cujas comparações são mostradas nas Figuras 158 e 159, respectivamente.

Figura 157 – Comparação entre os ganhos dos conversores listados na Tabela 16 em função da razão cíclica.



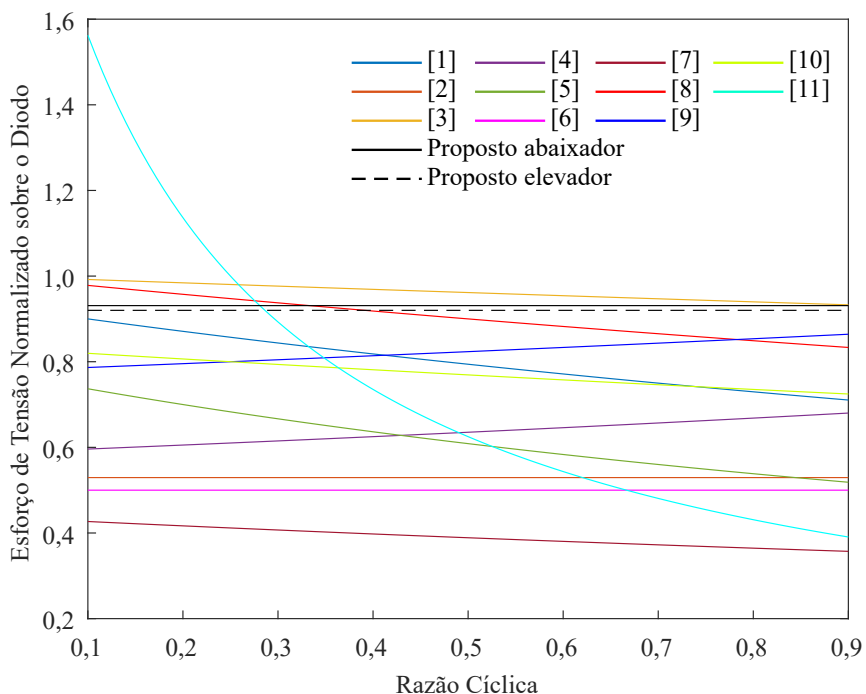
Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 158 – Comparação entre os esforços de tensão normalizados em relação à tensão de saída sobre os interruptores dos conversores listados na Tabela 16 em função da razão cíclica.



Fonte: Próprio autor, 2024

Figura 159 – Comparação entre os esforços de tensão normalizados em relação à tensão de saída sobre os diodos dos conversores listados na Tabela 16 em função da razão cíclica.



Fonte: Próprio autor, 2024

Entre os conversores listados, o conversor proposto e os conversores [3], [6] e [8] apresentam a menor quantidade total de componentes. Entretanto o conversor proposto utilizando conversor abaixador apresenta, comparativamente, elevado ganho de tensão, superior a estes conversores e

superado apenas pelos conversores [1] e [4]. Deve-se reiterar que estes conversores apresentam mais componentes que o conversor proposto e que, caso seja necessário aumentar o ganho de tensão, pode-se aproximar a relação de transformação entre primário e secundário à unidade. O mesmo se aplica ao conversor proposto operando com transformador elevador, em que aproximar a relação de transformação à unidade configura em redução no número de voltas do secundário.

O conversor proposto apresenta esforço de tensão sobre o interruptor comparável aos demais conversores e independente do ponto de operação. Uma vez que em todos estes conversores a tensão sobre o interruptor é igual à tensão de saída em um conversor *Boost* convencional, o ganho de tensão de saída elevado resulta em baixa tensão sobre o interruptor. Desta forma, a tensão sobre o interruptor no conversor proposto utilizando transformador abaixador tem desempenho superado pelos conversores [1] e [4]. O conversor utilizando transformador elevador, por sua vez, apresenta esforço de tensão no interruptor equiparável aos conversores [2] e [3]. Todos os conversores com característica inversa no ganho apresentam desempenho superior no ganho e tensão sobre o interruptor em relação aos demais conversores.

Por outro lado, a baixa quantidade de componentes do conversor proposto faz com que o esforço de tensão máximo sobre os diodos seja elevado. Esta característica pode ser também observada em outros conversores com elevado ganho de tensão e baixo número de componentes, como [3] e [8]. Conversores com maior número de diodos conseguem distribuir mais homogeneamente os esforços de tensão e consequentemente podem utilizar diodos de menor tensão de bloqueio.

Conversores com característica inversa no ganho de tensão como os conversores [1] a [4], além do conversor proposto, apresentam também elevado esforço de tensão no indutor acoplado/transformador, necessitando de núcleos volumosos e elevada indutância de magnetização para evitar a circulação de correntes demasiadamente altas. Adicionalmente, o filtro indutivo na entrada é frequentemente o maior responsável pelas perdas de potência entre os conversores com baixa ondulação na corrente de entrada. Contudo, os conversores com alta ondulação de corrente, como os conversores [6] a [8], [10] e [11], utilizam filtros capacitivos. Devido ao elevado valor de capacitância necessário é frequentemente usado capacitores eletrolíticos, cuja menor vida útil e maior peso em relação às outras tecnologias de capacitores configuram pontos negativos.

O conversor proposto em [9] é capaz de conseguir rendimento elevado em alta frequência de chaveamento, resultando em componentes de tamanho reduzido. Isso é conseguido ao utilizar um interruptor adicional a fim de obter ZVS nos interruptores do conversor em uma ampla faixa de operação. Por outro lado, este conversor exige um circuito de acionamento mais complexo.

Observa-se que o conversor proposto utilizando transformador abaixador apresenta rendimento semelhante a maioria dos conversores comparados, enquanto o conversor utilizando transformador elevador exibe rendimento menor devido ao valor inerentemente mais elevado da corrente no enrolamento primário. É também importante notar que o transformador elevador, comparado ao transformador abaixador, necessita de um núcleo maior para a execução de um projeto que resulte no mesmo ganho de tensão e mesma densidade de fluxo máxima.

5.7 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo são realizados o projeto do protótipo do conversor proposto e os experimentos em malha aberta e malha fechada. Os experimentos em malha aberta são utilizados para validar as formas de onda do conversor e as expressões de esforços de tensão e esforços de corrente discutidas no Capítulo 2. Nota-se que os valores medidos estão próximos dos valores calculados a partir das equações previamente deduzidas.

O modelo matemático do conversor, discutido no Capítulo 4, é utilizado para a realização do projeto do controlador da tensão de entrada. Este controlador é implementado para utilização na bancada experimental, fechando a malha de controle. A rejeição a perturbações é também verificada, mas por meio de simulações computacionais devido a limitações da bancada experimental.

É também realizado o ensaio de rendimento do conversor operando com transformador abaixador e com transformador elevador, sendo observado o comportamento do rendimento em função da potência processada e a distribuição das perdas entre os componentes do conversor. Constatou-se que o rendimento do conversor é superior ao operar com transformador abaixador em relação à operação com transformador elevador, como indicado nas análises realizadas no Capítulo 3. Em ambos os casos, o indutor de entrada é responsável pela maior parcela das perdas de potência devido à alta corrente de entrada do conversor, evidenciando a necessidade de projetar criteriosamente este componente.

Utilizando todas as informações obtidas, é feita a comparação do conversor proposto com outros conversores recém publicados. O conversor proposto demonstra conseguir ganho de tensão elevado utilizando poucos componentes e ter rendimento equiparável aos demais conversores. Em contrapartida, o conversor proposto apresenta elevado esforço de tensão nos diodos de saída. Ademais, o alto ganho estático obtido pelo transformador resulta em tensão elevada sobre o enrolamento primário e, por consequência, é necessário um número considerável de espiras a fim de limitar a saturação e as perdas no núcleo magnético.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Conversores CC-CC encontram diversas aplicações comerciais e industriais. Atualmente, o forte crescimento da potência instalada na forma de energia solar fotovoltaica torna atraente a busca por conversores CC-CC de alto ganho e alto rendimento.

É realizada a revisão bibliográfica, mostrando as técnicas utilizadas em conversores CC-CC para conseguir elevado ganho de tensão com alto rendimento, resultando na criação do conversor proposto. O conversor proposto é baseado no conversor SEPIC e utiliza um transformador de dois ou três enrolamentos para atingir alto ganho de tensão. O ganho do conversor apresenta característica inversa com a relação de transformação entre os enrolamentos primário e secundário que aumenta o quão mais próxima a relação de transformação está próxima da unidade.

Dentre os conversores propostos na literatura que apresentam característica inversa no ganho de tensão, poucos fazem uso de transformadores, empregando indutores acoplados para atingir o ganho de tensão necessário. Entretanto esta técnica resulta em elevado esforço de tensão sobre o enrolamento primário, de maneira que é necessário um valor elevado de indutância de magnetização para redução das perdas no núcleo magnético. Comparado a um indutor acoplado, é possível atingir alta indutância de magnetização com um número reduzido de espiras em um transformador. Aliado ao uso de correntes ressonantes para obter comutação suave nos diodos, é esperado que o conversor proposto alcance ganho estático e rendimento elevado utilizando baixo número de componentes.

O conversor é analisado em dois modos de operação diferentes referentes a seu transformador: utilizando relação de transformação entre primário e secundário menor que a unidade, denominado transformador abaixador e utilizando a relação de transformação maior que a unidade, denominado transformador elevador. O efeito de correntes ressonantes de alta frequência sobre a operação do conversor também é analisado. O equacionamento das tensões e correntes nos componentes do conversor permite uma compreensão profunda do comportamento do conversor. A partir dessas equações, é discutido o efeito das relações de transformação no ganho estático, nos esforços de tensão e corrente, na frequência de ressonância e na fronteira entre os modos de condução. As equações de tensão e corrente também são utilizadas para projetar os componentes do conversor e realizar o cálculo das perdas.

É desenvolvido o modelo matemático do conversor através da simplificação de seu circuito, considerando apenas os polos e zeros dominantes. As funções de transferência obtidas são validadas através de simulações tanto a partir da resposta em frequência do conversor quanto observando seu comportamento dinâmico.

Resultados experimentais são obtidos a partir de um protótipo de 300 W do conversor proposto para a operação com transformador abaixador e para a operação com transformador elevador. As formas de onda em malha aberta apresentam formato similar ao esperado e

os esforços de tensão e corrente verificados são compatíveis com os calculados a partir das expressões deduzidas no Capítulo 3, assim como os valores de frequência de ressonância. O modelo matemático do conversor é utilizado no projeto do controlador utilizado para fechar a malha de controle da tensão de entrada. Devido a restrições no desempenho das fontes, é possível apenas validar o funcionamento do controlador para a variação na referência, enquanto a rejeição a perturbações é observada por meio de simulações.

Os ensaios de rendimento do protótipo são obtidos em intervalos de 10% da potência nominal entre 90 W e 300 W para três valores de ganho estático distintos. Nota-se que o conversor utilizando transformador abaixador apresenta melhor desempenho em relação à operação com transformador elevador, com rendimento superior em toda a faixa de potências analisada. Pode-se constatar também que o indutor de entrada é responsável pela maior parte das perdas do conversor, sendo portanto um componente crítico do projeto. A característica inversa no ganho de tensão permite ao conversor obter ganho estático elevado utilizando poucos componentes, mas resulta em esforços de tensão elevados sobre o transformador, o que exige núcleos mais volumosos e maior quantidade de espiras para evitar a saturação do núcleo e limitar as perdas no mesmo. Ainda, o número reduzido de componentes e baixo esforço de tensão no interruptor resulta em elevado esforço de tensão sobre os diodos de saída. Apesar dessas características adversas, o conversor proposto exibe rendimento compatível com outros conversores recém publicados.

6.1 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Como propostas de continuidade deste trabalho, sugere-se:

- Implementar a resistência parasita do indutor de entrada no modelo simplificado de forma a ter maior correspondência com o circuito real;
- Modelar de forma completa o conversor, verificando as condições limitantes das simplificações utilizadas;
- Investigar topologias derivadas do conversor proposto, utilizando e integrando outras técnicas para aumento do ganho estático.

6.2 TRABALHOS PUBLICADOS

A partir da pesquisa realizada neste trabalho, foi publicado o seguinte artigo:

a) A Current-Fed Transformer-Based High-Gain DC–DC Converter With Inverse Gain Characteristic for Renewable Energy Applications:

- Periódico: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*;
- Ano: 2023;

- DOI: 10.1109/TIE.2023.3340184.

Os artigos a seguir foram publicados durante a pesquisa e fazem parte dos trabalhos realizados no processo do doutorado:

b) High-Gain High-Efficiency DC–DC Converter with Single-Core Parallel Operation Switched Inductors and Rectifier Voltage Multiplier Cell (BARBOSA, 2021)

- Periódico: *Energies*;
- Ano: 2021;
- DOI: 10.3390/en14154634.

c) Global Hybrid Maximum Power Point Tracking for PV Modules Based on a Double-Diode Model (BARBOSA, 2021)

- Periódico: *IEEE Access*;
- Ano: 2021;
- DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3131096.

d) Soft-Switching High Step-Up DC–DC Converter Based on Switched-Capacitor and Autotransformer Voltage Multiplier Cell for PV Systems (CARVALHO, 2022b)

- Periódico: *Transactions on Industrial Electronics*;
- Ano: 2022;
- DOI: 10.1109/TIE.2022.3142432.

e) An Aeropendulum-Based Didactic Platform for the Learning of Control Engineering

- Periódico: *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*;
- Ano: 2022;
- DOI: 10.1007/s40313-022-00981-4.

f) Hybrid GMPPT Technique for Photovoltaic Series Based on Fractional Characteristic Curve

- Periódico: *IEEE Journal of Photovoltaics*;
- Ano: 2024;
- DOI: 10.1109/JPHOTOV.2023.3323774.

g) Família de conversores c.c./c.c. de alto ganho com chave única

- Periódico: Eletrônica de Potência;
- Ano: 2024;
- DOI: 10.18618/REP.2024.1.0001.

h) High Voltage Step-up Boost Converter Based on a Three-Winding-Coupled Inductor with Voltage Multiplier Cell

- Periódico: IEEE *Access*;
- Ano: 2024;
- DOI: 10.1109/ACCESS.2024.3401718.

i) A Review and Performance Evaluation of Complex Repetitive Controllers in Grid-Connected Inverters

- Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP) 2021;
- Ano: 2021;
- DOI: 10.1109/COBEP53665.2021.9684102.

j) High Voltage Step-up Boost Converter Based on a Three-Winding-Coupled Inductor with Voltage Multiplier Cell

- Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP/SPEC) 2023;
- Ano: 2023;
- DOI: 10.1109/SPEC56436.2023.10408357.

REFERÊNCIAS

- ABSOLAR. *Energia solar recebeu investimentos de R\$ 59,6 bi em 2023, mostra ABSOLAR*. 2024. <<https://www.absolar.org.br/noticia/energia-solar-recebeu-investimentos-de-r-596-bi-em-2023-mostra-absolar/>>. Acessado em 28/05/2024. Citado na página 28.
- ALEEM, Z.; HANIF, M. Operational analysis of improved Γ -z-source inverter with clamping diode and its comparative evaluation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 12, p. 9191–9200, 2017. Citado na página 45.
- AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A. Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid dc–dc pwm converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 55, n. 2, p. 687–696, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 43.
- AZIZKANDI, M. E. et al. A high voltage gain dc–dc converter based on three winding coupled inductor and voltage multiplier cell. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 5, p. 4558–4567, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 42.
- BAO, D. et al. Switched inductor double switch high gain dc-dc converter for renewable applications. *IEEE Access*, v. 9, p. 14259–14270, 2021. Citado na página 39.
- BARBOSA, E. et al. High-gain high-efficiency dc–dc converter with single-core parallel operation switched inductors and rectifier voltage multiplier cell. *Energies*, v. 14, n. 15, p. 4634–4651, 2021. Citado 3 vezes nas páginas 44, 184 e 191.
- BARBOSA, E. J. *TÉCNICAS DE SEGUIMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS BASEADAS NOS MODELOS GLOBAIS NÃO LINEARES DE UM E DOIS DIODOS*. Tese — Universidade Federal de Pernambuco, 2023. Citado 3 vezes nas páginas 30, 31 e 32.
- BARBOSA, E. J. et al. Global hybrid maximum power point tracking for pv modules based on a double-diode model. *IEEE Access*, v. 9, p. 158440–158455, 2021. Citado 4 vezes nas páginas 29, 30, 31 e 191.
- BERKHOUT, M.; DOOPER, L. Class-d audio amplifiers in mobile applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 57, n. 5, p. 992–1002, 2010. Citado na página 28.
- CARVALHO, M. R. S. de. *CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO BASEADO EM CÉLULA MULTIPLICADORA DE TENSÃO COM AS TÉCNICAS CAPACITOR CHAVEADO E ACOPLAMENTO MAGNÉTICO*. Tese — Universidade Federal de Pernambuco, 2022. Citado na página 31.
- CARVALHO, M. R. S. de et al. Soft-switching high step-up dc–dc converter based on switched-capacitor and autotransformer voltage multiplier cell for pv systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 69, n. 12, p. 12886–12897, 2022. Citado 3 vezes nas páginas 49, 184 e 191.

CAVALCANTI, M. C. et al. Hybrid maximum power point tracking technique for pv modules based on a double-diode model. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 68, n. 9, p. 8169–8181, 2021. Citado na página 29.

CEPEL-DTE-CRESESB. *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*. [S.l.], 3 2014. Citado na página 29.

COELHO, R. F.; SANTOS, W. M.; MARTINS, D. C. Influence of power converters on pv maximum power point tracking efficiency. *Eletrônica de Potência*, v. 19, n. 1, p. 73–80, 2014. Citado na página 48.

DENG, Y. et al. Single-switch high step-up converters with built-in transformer voltage multiplier cell. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 8, p. 3557–3567, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 56.

DING, J. et al. A single-switch high step-up dc–dc converter based on three-winding coupled inductor and pump capacitor unit. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 3, p. 3053–3061, 2022. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 184.

EGUCHI, K.; KUWAHARA, K.; ISHIBASHI, T. Analysis of an led lighting circuit using a hybrid buck–boost converter with high gain. In: *The 6th International Conference on Power and Energy Systems Engineering (CPES 2019)*. Okinawa, Japão: [s.n.], 2019. p. 250–256. Citado na página 28.

FARAKHOR, A. et al. A study on an improved three-winding coupled inductor based dc/dc boost converter with continuous input current. *Energies*, v. 13, n. 7, p. 1780–1797, 2020. Citado 3 vezes nas páginas 34, 49 e 53.

FARIDPAK, B. et al. Improved hybrid switched inductor/switched capacitor dc–dc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 3, p. 3053–3062, 2021. Citado na página 42.

FERROXCUBE. *3C94 Material Specification*. [S.l.], 9 2004. Citado na página 158.

FERROXCUBE. *Material Overview*. [S.l.], 07 2017. Citado na página 131.

FOROUZESH, M. et al. Step-up dc–dc converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, 2017. Citado 4 vezes nas páginas 33, 40, 43 e 51.

GAO, Y.; LIU, H.; AI, J. Novel high step-up dc–dc converter with three-winding-coupled-inductors and its derivatives for a distributed generation system. *Energies*, v. 11, n. 12, p. 3428–3439, 2018. Citado na página 46.

GUAITOLINI, S. V. M. et al. A review of fuel cell and energy cogeneration technologies. In: *2018 9th International Renewable Energy Congress (IREC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. Citado na página 29.

GUAN, Y. et al. A high-performance dc–dc converter with soft switching characteristic and high voltage gain. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 10, p. 12279–12288, 2022. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 53.

GUO, R.; LIANG, Z.; HUANG, A. Q. A high efficiency transformerless step-up dc–dc converter with high voltage gain for led backlighting applications. In: *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Fort Worth, E.U.A.: [s.n.], 2011. p. 1350–1356. Citado na página 28.

HASANPOUR, S. New structure of single-switch ultra-high-gain dc/dc converter for renewable energy applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 10, p. 12715–12728, 2022. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 184.

HASANPOUR, S. et al. A new high-gain, high-efficiency sepic-based dc–dc converter for renewable energy applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, v. 2, n. 4, p. 567–578, 2021. Citado na página 184.

HASANPOUR, S. et al. A novel full soft-switching high-gain dc/dc converter based on three-winding coupled-inductor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 11, p. 12656–12669, 2021. Citado 4 vezes nas páginas 49, 52, 53 e 184.

HASANPOUR, S.; SIWAKOTI, Y. P.; BLAABJERG, F. Analysis of a new soft-switched step-up trans-inverse dc/dc converter based on three-winding coupled-inductor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 2, p. 2203–2215, 2022. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 184.

HASANPOUR, S.; SIWAKOTI, Y. P.; BLAABJERG, F. A new high efficiency high step-up dc/dc converter for renewable energy applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p. 1–1, 2022. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 184.

HASANPOUR, S. et al. New semiquadratic high step-up dc/dc converter for renewable energy applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 1, p. 433–446, 2021. Citado na página 44.

HURLEY, W.; WÖLFLE, W. *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*. [S.l.]: Wiley, 2013. Citado 3 vezes nas páginas 131, 132 e 133.

HUYNH, D. M. et al. New concept of the dc-dc converter circuit applied for the small capacity uninterruptible power supply. In: *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*. Niigata, Japão: [s.n.], 2018. p. 3086–3091. Citado na página 28.

INFINEON TECHNOLOGIES AG. *How to Select the Right CoolMOS and its Power Handling Capability*. [S.l.], 1 2002. V1.2. Citado na página 137.

INFINEON TECHNOLOGIES AG. *IPP048N12N3G OptiMOS3 Power Transistor*. [S.l.], 7 2010. V2.1. Citado na página 161.

JUNIOR, V. M. C. et al. Avaliação estática e dinâmica de fontes emuladoras solares comerciais e seus impactos em estudos de mppt. *Eletrônica de Potência*, v. 29, p. 1–14, 2024. Citado na página 178.

KAZIMIERCZUK, M. K. *High Frequency Magnetic Components*. [S.l.]: Wiley, 2014. Citado 7 vezes nas páginas 34, 49, 50, 52, 131, 132 e 133.

KAZIMIERCZUK, M. K. *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*. [S.l.]: Wiley, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 33, 34 e 93.

LEE, S.-W.; CHOE, H.-J.; YUN, J.-J. Performance improvement of a boost led driver with high voltage gain for edge-lit led backlights. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, v. 65, n. 4, p. 481–485, 2018. Citado na página 28.

LEYVA-RAMOS, J. et al. 'switching regulator using a quadratic boost converter for wide dc conversion ratios. *IET Power Electronics*, v. 2, n. 5, p. 605–613, 2009. Citado na página 40.

- LI, F. et al. High step-up three level boost converter with inverse characteristic. *The Journal of Engineering*, v. 2018, n. 17, p. 1844–1850, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 46.
- LI, F. et al. Coupled-inductor-inverse high step-up converter. *IET Power Electronics*, v. 11, n. 5, p. 902–911, 2018. Citado na página 46.
- LI, H. et al. A modified interleaved capacitor clamped dc–dc converter with non-resonant soft switching. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 10, p. 12221–12236, 2022. Citado na página 42.
- LIANG, T.-J.; LUO, P.; CHEN, K.-H. A high step-up dc–dc converter with three-winding coupled inductor for sustainable energy systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 69, n. 10, p. 10249–10258, 2022. Citado na página 184.
- LIN, Q. et al. A high-performance online uninterruptible power supply (ups) system based on multitask decomposition. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 55, n. 6, p. 7575–7585, 2019. Citado na página 28.
- LIU, H. et al. A family of improved magnetically coupled impedance network boost dc–dc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 5, p. 3697–3702, 2018. Citado na página 45.
- LIU, H.; LI, F.; WHEELER, P. A family of dc–dc converters deduced from impedance source dc–dc converters for high step-up conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 11, p. 6856–6866, 2016. Citado na página 46.
- LOH, P. C.; LI, D.; BLAABJERG, F. Γ -z-source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 11, p. 4880–4884, 2013. Citado na página 45.
- LUO, F.; YE, H. Positive output cascade boost converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 151, n. 5, p. 590–606, 2004. Citado na página 40.
- MAGNETICS INC. *Powder Cores*. [S.l.], 1 2020. Citado na página 159.
- MAHDAVI, J. et al. Analysis of power electronic converters using the generalized state-space averaging approach. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, v. 44, n. 8, p. 767–770, 1997. Citado na página 143.
- MAHMOUDI, M.; AJAMI, A.; BABAEI, E. A single switch high step-up dc-dc converter with three winding coupled inductor. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, v. 29, n. 1, 2019. Citado na página 46.
- MAHMOUDI, M. et al. A high gain dc-dc topology based on two-winding coupled inductors featuring continuous input current. In: *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 4782–4787. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 53.
- MAHMOUDI, M. et al. A new high step-up dc-dc topology with zero dc magnetizing inductance current and continuous input current. In: *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 2260–2264. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 53.
- MORALES-SALDANA, J.; GUTIERREZ, E.; LEYVA-RAMOS, J. Modeling of switch-mode dc-dc cascade converters. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 38, n. 1, p. 295–299, 2002. Citado na página 40.

- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. [S.l.]: Pearson, 2011. Citado na página 176.
- PEREIRA, A. et al. A novel single-switch high step-up dc–dc converter with three-winding coupled inductor. *Energies*, v. 14, n. 19, p. 6288–6304, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 184.
- PIRPOOR, S. et al. A novel and high-gain switched-capacitor and switched-inductor-based dc/dc boost converter with low input current ripple and mitigated voltage stresses. *IEEE Access*, v. 10, p. 32782–32802, 2022. Citado na página 43.
- PRAVEEN, R.; LATHA, K. Comparison of various mppt techniques for different fuel flow. In: *2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 540–545. Citado na página 29.
- RAJAEI, A. et al. A high step-up partial power processing dc/dc t-source converter for ups application. *Sustainability*, v. 12, n. 24, p. 10464–10481, 2020. Citado na página 28.
- ROBERT W. ERICKSON, D. M. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Springer, 2020. Citado 3 vezes nas páginas 51, 144 e 145.
- SADIKU, M. N. O. *Elementos de Eletromagnetismo*. [S.l.]: Bookman, 2012. Citado na página 34.
- SATO, E. K.; KINOSHITA, M.; SANADA, K. Double dc–dc converter for uninterruptible power supply applications. In: *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*. Sapporo, Japão: [s.n.], 2010. p. 635–642. Citado na página 28.
- SCHMITZ, L.; MARTINS, D. C.; COELHO, R. F. A simple, accurate small-signal model of a coupled-inductor-based dc–dc converter including the leakage inductance effect. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, v. 68, n. 7, p. 2533–2537, 2021. Citado na página 144.
- SERA, D. et al. On the perturb-and-observe and incremental conductance mppt methods for pv systems. *IEEE Journal of Photovoltaics*, v. 3, n. 3, p. 1070–1078, 2013. Citado na página 177.
- SIWAKOTI, Y. P.; BLAABJERG, F.; LOH, P. C. New magnetically coupled impedance (z-) source networks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 11, p. 7419–7435, 2016. Citado na página 35.
- SIWAKOTI, Y. P. et al. Y-source impedance network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 7, p. 3250–3254, 2014. Citado na página 45.
- SIWAKOTI, Y. P. et al. Y-source boost dc/dc converter for distributed generation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 2, p. 1059–1069, 2015. Citado na página 45.
- SIWAKOTI, Y. P. et al. Impedance-source networks for electric power conversion part i: A topological review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 2, p. 699–716, 2015. Citado na página 45.
- STMICROELECTRONICS. *Calculation of turn-off power losses generated by an ultrafast diode*. [S.l.], 10 2017. Citado na página 140.
- TOFOLI, F. et al. Survey on non-isolated high-voltage step-up dc–dc topologies based on the boost converter. *IET Power Electronics*, v. 8, n. 10, p. 2044–2057, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 39, 40 e 41.

TSENG, C.-J.; CHEN, C.-L. A passive lossless snubber cell for nonisolated pwm dc/dc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 4, p. 593–601, 1998. Citado na página 50.

TULASI RAO, B.; DE, D. A single switch high voltage gain dc-dc converter with reduced switch voltage stress. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, p. 1–1, 2021. Citado na página 44.

VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. *Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance*. [S.l.], 2 2016. Rev. 16-Feb-16. Citado na página 39.

VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. *MUR420 Datasheet*. [S.l.], 8 2018. Rev 7. Citado na página 162.

VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. *UF5400, UF5401, UF5402, UF5403, UF5404, UF5405, UF5406, UF5407, UF5408 Soft Recovery Ultrafast Plastic Rectifier*. [S.l.], 3 2022. Citado na página 162.

WAI, R.-J.; DUAN, R.-Y. High step-up converter with coupled-inductor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 5, p. 1025–1035, 2005. Citado na página 44.

WANG, Y. et al. A family of y-source dc/dc converter based on switched inductor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 55, n. 2, p. 1587–1597, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 46.

YE, Y.; CHEN, S.; YI, Y. Switched-capacitor and coupled-inductor-based high step-up converter with improved voltage gain. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 9, n. 1, p. 754–764, 2021. Citado na página 184.

ZHANG, X. et al. Novel high step-up soft-switching dc–dc converter based on switched capacitor and coupled inductor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 9, p. 9471–9481, 2020. Citado na página 139.

ZHENG, Y.; SMEDLEY, K. M. Analysis and design of a single-switch high step-up coupled-inductor boost converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 1, p. 535–545, 2020. Citado na página 48.