

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

Marcos José Jacoboski

**CONVERTOR CC-CC ISOLADO DUPLO NPC COM
COMUTAÇÃO SUAVE**

Estudo, Projeto e Implementação.

Florianópolis
2015

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

Marcos José Jacoboski

**CONVERTOR CC-CC ISOLADO DUPLO NPC COM
COMUTAÇÃO SUAVE**

Estudo, Projeto e Implementação

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

Orientador: Marcelo Lobo Heldwein, Dr.sc.ETH

Florianópolis
2015

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

Jacoboski, Marcos José
Conversorr CC-CC Isolado Duplo NPC com Comutação Suave :
Estudo, Projeto e Implementação / Marcos José Jacoboski ;
orientador, Marcelo Lobo Heldwein - Florianópolis, SC, 2015.
158 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor NPC. 3. Comutação
Suave. 4. Transformador Planar. 5. Otimização. I. Heldwein,
Marcelo Lobo. II. Universidade Federal de Santa Catarina.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

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

Marcos José Jacoboski

**CONVERTOR CC-CC ISOLADO DUPLO NPC COM COMUTAÇÃO
SUAVE**

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre, e aprovado pela sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 18 de Junho de 2015.

Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Eng. Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.sc.ETH

Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.

Universidade Estadual do Estado de Santa Catarina

Universidade Regional de Blumenau

Denizar Cruz Martins, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Márcio Silveira Ortman, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Gierri Waltrich, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado aos meus pais, Odemir e Margaret.

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer primeiramente aos meus pais, Odemir e Margaret, pelo apoio e carinho dedicado a mim ao longo destes anos de estudo, aos meus tios Dimas e Paulo, e à minha avó Odete Neves Jacoboski (*in memoriam*) por terem possibilitado minha vinda para Florianópolis. Muito obrigado.

Não obstante, agradeço aos meus colegas de Mestrado: Rômulo Schweitzer, Jefferson Zanotti, Delvanei Bandeira Jr., Rodrigo Piontkewicz e Rafael Gomes Faust pela paciência e cumplicidade. Ainda em tempo, agradeço aos colegas de sala: Maurissão, Zony, Chico Brito, Jewberto e Marcelo Lucco.

Aos amigos Mestrandos, Doutorandos, Técnicos e funcionários do INEP, que diretamente ou indiretamente contribuíram para a conclusão deste trabalho. Em especial, agradeço aos amigos Márcio Ortmann, André Fuerback, Jackson Lago e Gean Jacques de Souza pelas dicas e pelo auxílio durante a construção do protótipo.

Aos Professores Ivo Barbi, Enio Valmor Kassick, Denizar Cruz Martins, Arnaldo José Perin e Samir Ahmad Mussa pelos ensinamentos, conselhos e pela disponibilidade oferecida ao longo de todo o percurso.

Um agradecimento especial ao Prof. Marcelo Lobo Heldwein, que acompanhou e orientou este trabalho com primor, sempre contribuindo de forma ímpar para que o mesmo contivesse a qualidade apresentada a seguir, sendo uma peça chave no meu processo de aprendizagem em Engenharia desde a graduação.

À minha namorada Ariane M. Ceciliano, que mesmo estando distante, nunca deixou de me apoiar e incentivar, fazendo com que todo o trabalho executado para chegar até aqui tenha sido muito menos penoso.

“There is a fundamental difference between religion, which is based on authority, and science, which is based on observation and reason. Science will win because it works.”

Stephen Hawking

RESUMO

Este trabalho propõe uma nova topologia para um conversor CC-CC isolado em alta frequência baseado em uma configuração de dois braços do conversor CC-CC NPC (*Neutral Point Clamped*) com capacitor flutuante, usando as correntes magnetizantes dos transformadores para promover comutações suaves do tipo ZVS (*Zero Voltage Switching*) em toda a faixa de variação de carga para os interruptores controlados referentes ao primário do conversor, bem como obter comutações do tipo ZVS e ZCS (*Zero Current Switching*) nos interruptores referentes ao secundário caso seja usada retificação síncrona e temporização apropriada dos pulsos de comando dos interruptores controlados.

Além das características mencionadas, pode-se citar: tensão máxima nos interruptores do primário igual à metade da tensão do barramento, utilização de transformadores planares e equilíbrio intrínseco das tensões dos capacitores do barramento e dos capacitores flutuantes sem a necessidade de uma malha de controle. Com isso, o conversor proposto pode ser vantajoso para aplicações que demandem compactação e alto rendimento.

Palavras-chave: Conversor CC-CC, NPC, comutação suave, ZVS, ZCS, otimização de conversores, transformador planar.

ABSTRACT

This work proposes a new topology for a high frequency insulated dc-dc converter based on a dual configuration of the NPC (Neutral Point Clamped) converter with flying capacitors. This uses the magnetizing current of the transformers to perform ZVS (Zero Voltage Switching) switching throughout the entire load range for all controlled primary-side switches and obtain ZVS and ZCS (Zero Voltage Switching) switching in the secondary-side switches if synchronous rectification and a proper timing of the command pulses are used.

Aside from those features it can be mentioned that: the maximum voltage across the primary switches equals half the bus voltage, the use of planar transformers leads to a compact realization and the intrinsic clamping of the bus and flying capacitors without an active control loop, that promotes the natural balance of all capacitor voltages.

Keywords: DC-DC Converter, NPC, soft switching, ZVS, ZCS, converter optimization, planar transformers.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-1: Conversor NPC CC-CC clássico.	2
Figura 1-2: Conversor <i>Flying Capacitor</i> (FC).	3
Figura 1-3: Conversor NPC com a substituição dos diodos de grampeamento do primário (A-NPC).	3
Figura 1-4: Conversor NPC com polo ressonante (RP-NPC).	4
Figura 1-5: Conversor NPC com capacitor flutuante (FC-NPC).	4
Figura 1-6: Conversor Duplo Meia-Ponte.	7
Figura 1-7: Conversor proposto.	8
Figura 2-1: Estratégia de Modulação.	11
Figura 2-2: Primeira etapa de operação.	14
Figura 2-3: Intervalo de tempo referente à primeira etapa de operação.	15
Figura 2-4: Segunda etapa de operação.	16
Figura 2-5: Intervalo de tempo referente à segunda etapa de operação.	17
Figura 2-6: Terceira etapa de operação.	18
Figura 2-7: Intervalo de tempo referente à terceira etapa de operação.	19
Figura 2-8: Quarta etapa de operação.	20
Figura 2-9: Intervalo de tempo referente à quarta etapa de operação.	21
Figura 2-10: Quinta etapa de operação.	22
Figura 2-11: Intervalo de tempo referente à quinta etapa de operação.	23
Figura 2-12: Sexta etapa de operação.	24
Figura 2-13: Intervalo de tempo referente à sexta etapa de operação.	25
Figura 2-14: Sétima etapa de operação.	26
Figura 2-15: Intervalo de tempo referente à sétima etapa de operação.	27
Figura 2-16: Oitava etapa de operação.	28
Figura 2-17: Intervalo de tempo referente à oitava etapa de operação.	29
Figura 2-18: Modulação proposta e intervalos de tempo correspondentes.	30
Figura 2-19: Formas de onda das correntes nos interruptores S_x	33
Figura 2-20: Circuito equivalente durante a comutação.	37
Figura 2-21: Plano de fase.	39
Figura 2-22: Circuito equivalente na comutação de S_y	40
Figura 2-23: Comutação de S_1	41

Figura 2-24: Mapa de fase na comutação de S_1	42
Figura 2-25: Comutação de S_2	43
Figura 2-26: Comutação de S_5	44
Figura 2-27: Comutação de S_6	45
Figura 2-28: Mapa de fase na comutação de S_6	46
Figura 2-29: Retificação síncrona.....	46
Figura 2-30: Grampeamento da tensão do capacitor flutuante C_{f1}	50
Figura 3-1: Modelo de transformador.....	54
Figura 3-2 - Tensão aplicada ao primário dos transformadores.....	58
Figura 3-3: Efeito pelicular.....	59
Figura 3-4: Diminuição de perdas com intercalamento entre os enrolamentos.....	62
Figura 3-5: Diagrama mecânico do transformador.....	62
Figura 3-6: Corrente no primário (NPC-1).....	64
Figura 3-7: Fluxograma da rotina de otimização.....	69
Figura 4-1: Secundário do conversor.....	75
Figura 4-2: Tensão nos indutores de saída.....	77
Figura 4-3: Circuitos equivalentes parciais da planta de tensão.....	79
Figura 4-4: Circuito equivalente da planta da tensão.....	79
Figura 4-5: Malha de controle da tensão de saída.....	80
Figura 4-6: Validação do modelo de planta.....	81
Figura 4-7: Malha de controle com controlador digital.....	85
Figura 4-8: Sistema discreto equivalente.....	86
Figura 4-9: Comparação da discretização da malha direta.....	87
Figura 4-10: Comparação da discretização da realimentação.....	87
Figura 4-11: LGR do sistema em malha fechada.....	88
Figura 4-12: Validação do controlador com planta no domínio discreto.....	89
Figura 4-13: Validação do controlador com circuito comutado.....	89
Figura 5-1: Protótipo construído.....	91
Figura 5-2: Transformador planar sem isolamento.....	92
Figura 5-3: Construção final dos transformadores.....	92
Figura 5-4: <i>Snubber</i> regenerativo implementado.....	95

Figura 5-5: Comutação suave do interruptor S_3 com carga mínima.....	96
Figura 5-6: Comutação suave do interruptor S_4 com carga mínima.....	96
Figura 5-7: Comutação suave do interruptor S_7 com carga mínima.....	97
Figura 5-8: Comutação suave do interruptor S_8 com carga mínima.....	97
Figura 5-9: Tensões nos capacitores do barramento com carga mínima.....	98
Figura 5-10: Tensões nos capacitores flutuantes com carga mínima.....	98
Figura 5-11: Tensão e corrente no primário do transformador do NPC – 1.....	100
Figura 5-12: Tensão e corrente no primário do transformador do NPC – 2.....	100
Figura 5-13: Tensões nos interruptores retificadores para carga mínima.....	101
Figura 5-14: Tensão de saída para carga mínima.....	101
Figura 5-15: Tensões dos diodos D_1 e D_2 para carga mínima.....	102
Figura 5-16: Tensões nos diodos D_3 e D_4 para carga mínima.....	102
Figura 5-17: Tensão presente no secundário do conversor para carga mínima.....	103
Figura 5-18: Tensão e corrente no indutor de saída para carga mínima.....	103
Figura 5-19: Comutação suave do interruptor S_3 com carga nominal.....	105
Figura 5-20: Comutação suave do interruptor S_4 com carga nominal.....	105
Figura 5-21: Comutação suave com carga nominal do interruptor S_7	106
Figura 5-22: Comutação suave com carga nominal do interruptor S_8	106
Figura 5-23: Tensões nos capacitores do barramento com carga nominal.....	107
Figura 5-24: Tensões nos capacitores flutuantes com carga nominal.....	107
Figura 5-25: Tensão e corrente no primário do transformador do NPC – 1.....	108
Figura 5-26: Tensão e corrente no primário do transformador do NPC – 2.....	108
Figura 5-27: Tensões nos interruptores retificadores para carga nominal.....	109
Figura 5-28: Tensão de saída para carga nominal.....	109
Figura 5-29: Tensões dos diodos D_1 e D_2 para carga nominal.....	110
Figura 5-30: Tensões dos diodos D_3 e D_4 para carga nominal.....	110
Figura 5-31: Tensão presente no secundário do conversor para carga nominal.....	111
Figura 5-32: Tensão e corrente no indutor de saída para carga nominal.....	111
Figura 5-33: Ensaio térmico com carga nominal.....	112

Figura 5-34: Curva de rendimento teórica otimizada e valores experimentais. ...	113
Figura 5-35: Circuito equivalente simplificado do conversor.....	115
Figura 5-36: Validação da correção no cálculo da função de rendimento.....	117

LISTA DE TABELAS E QUADROS

Tabela 1-1: Especificações básicas do projeto.....	9
Tabela 2-1: Intervalos de tempo normalizados.	30
Tabela 2-2: Tensões máximas nos elementos do primário.....	31
Tabela 2-3: Tensões máximas nos elementos do secundário.....	32
Tabela 3-1: Variáveis de entrada da rotina de otimização.....	66
Tabela 3-2: Constantes de entrada da rotina de otimização.....	67
Tabela 3-3: Perdas nos semicondutores.....	71
Tabela 3-4: Projeto dos transformadores via otimização.....	72
Tabela 3-5: Otimização para f_s , δ_1 , δ_2 e capacitâncias externas.....	73
Tabela 3-6: Resultado da otimização dos indutores de saída.....	73
Tabela 3-7: Lista dos principais componentes utilizados na síntese do conversor.	74
Tabela 5-1: Lista de equipamentos utilizados nos testes.....	93
Tabela 5-2: Rendimentos obtidos experimentalmente.....	113

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Sigla	Significado
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
MOSFET	Transistor de efeito de campo
SiC	<i>Silicon Carbide</i> (Carbeto de Silício)
NPC	<i>Neutral Point Clamped Converter</i> (Conversor com Ponto Neutro Grampeado)
A-NPC	<i>Active Neutral Point Clamped Converter</i> (Conversor com Ponto Neutro Grampeado Ativamente)
RP-NPC	<i>Resonant Pole - Neutral Point Clamped Converter</i> (Conversor com Ponto Neutro Grampeado com Polo Ressonante)
FC-NPC	<i>Flying Capacitor - Neutral Point Clamped Converter</i> (Conversor com Ponto Neutro Grampeado e Capacitor Flutuante)
FC	<i>Flying Capacitor Converter</i> (Conversor com Capacitor Flutuante)
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> (Comutação por tensão nula)
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> (Comutação por corrente nula)
MCC	Modo de Condução Contínua
iGSE	<i>Improved Generalized Steinmetz Equation</i> (Equação de Steinmetz Generalizada Melhorada)

LISTA DE SÍMBOLOS

Sigla	Significado
L_r	Indutor ressonante
δ_1	Razão cíclica interna
δ_2	Razão cíclica externa
S_x	Interruptores controlados do primário
Δt_x	Intervalos de tempo referentes às etapas de operação
D_x	Diodos de grampeamento do primário
D_{ox}	Diodos/transistors do retificador
L_{mx}	Indutância magnetizante vista do primário
C_{fx}	Capacitores flutuantes
C_{bx}	Capacitores do barramento
C_{qx}	Capacitores de bloqueio
L_{ox}	Indutores de saída
V_1	Tensão do barramento de entrada
V_0	Tensão de saída
I_0	Corrente de saída
P_0	Potência de saída
$i_{sec}'(t)$	Corrente de carga refletida ao primário
I_{sec}'	Valor de patamar da corrente de carga refletida ao primário
f_s	Frequência de comutação
$\hat{I}_{L_{mx}}$	Corrente magnetizante de pico
$I_{S_x}^{ef}$	Valor eficaz da corrente no interruptor S_x
$i_{L_{mx}}(t)$	Corrente magnetizante no indutor L_{mx}

$I_{D_x}^{med}$	Valor médio da corrente no diodo D_x
$I_{D_{ox}}^{med}$	Valor médio da corrente no interruptor D_{ox}
$I_{D_{ox}}^{ef}$	Valor eficaz da corrente no interruptor D_{ox}
$I_L(0^-)$	Valor inicial de corrente no indutor
$V_C(0^-)$	Valor inicial de tensão no capacitor
Δt_ϕ	Intervalo de tempo referente à comutação
C_{MOS_x}	Capacitor equivalente entre dreno e fonte do interruptor S_x
$P_{S_x}^{comut}$	Potência média dissipada devido à comutação do interruptor S_x
L_d	Indutância equivalente vista pelo secundário
$v_{sec}(t)$	Soma das tensões dos secundários dos transformadores
N_1, N_2	Número de espiras do primário/secundário dos transformadores
\mathbb{R}_n	Relutância do núcleo do transformador
\mathbb{R}_{gap}	Relutância do entreferro
Δt_{delay}	Intervalo de tempo necessário para haver comutação ZCS nos interruptores do secundário
l_{med}	Comprimento médio de um laço de fluxo no núcleo do transformador
μ_n	Permeabilidade magnética do núcleo
μ_0	Permeabilidade magnética do ar
A_e	Área de secção transversal do braço central do transformador
l_{gap}	Comprimento médio de um laço de fluxo no entreferro do transformador
$\Phi(t)$	Função da densidade de fluxo magnético

B_{\max}	Valor máximo da densidade de fluxo magnético no núcleo do transformador
ε_x	Constantes da função de peso para a síntese dos coeficientes de <i>Steinmetz</i>
ρ	Matriz com os dados da densidade de perdas coletados do fabricante do núcleo
W	Matriz diagonal dos pesos utilizados na minimização quadrática
λ	Vetor resultado que contém os coeficientes de <i>Steinmetz</i>
A_ρ	Matriz de dados utilizada no cálculo das perdas no núcleo
b_ρ	Matriz de dados utilizada no cálculo das perdas no núcleo
N_l	Número de camadas de um enrolamento na equação original de Dowell
δ_p	Profundidade de penetração de campo magnético
L_{med}	Comprimento médio de uma espira no núcleo do transformador
m	Número de camadas por enrolamento no transformador
h	Espessura de cobre utilizado nos enrolamentos planares
w	Largura de uma trilha em um enrolamento
k_c, x, y	Coefficientes da equação de <i>Steinmetz</i>
k_i	Constante utilizada no iGSE
P_V	Densidade volumétrica de perdas no núcleo do transformador
f_{CLK}	Frequência de <i>clock</i> do modulador PWM
$\xi(t)$	Função impulso unitário
R_p	Resistência AC do referente ao enrolamento primário dos transformadores levando em conta o efeito <i>skin</i> .
R_s	Resistência AC do referente ao enrolamento secundário dos transformadores levando em conta o efeito <i>skin</i> .
V_{Dox}	Tensão de condução dos diodos retificadores, caso a retificação seja assíncrona.
R_{Lox}	Resistência CC dos indutores de saída.

 R_{DSon_1}

Resistência dos interruptores S_x à 100°C, caso seja utilizada retificação síncrona.

 R_{DSon_2}

Resistência dos interruptores D_{ox} à 100°C, caso seja utilizada retificação síncrona.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E REVISÃO DO ESTADO-DA-ARTE1	
1.2	PROPOSTA DE PROJETO.....	9
1.3	ESTRUTURA DO DOCUMENTO.....	9
2	ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR	11
2.1	ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO.....	11
2.2	ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	12
2.2.1	Primeira Etapa de Operação.....	14
2.2.2	Segunda Etapa de Operação.....	16
2.2.3	Terceira Etapa de Operação.....	18
2.2.4	Quarta Etapa de Operação.....	20
2.2.5	Quinta Etapa de Operação.....	22
2.2.6	Sexta Etapa de Operação.....	24
2.2.7	Sétima Etapa de Operação.....	26
2.2.8	Oitava Etapa de Operação.....	28
2.3	ANÁLISE PARA TENSÃO MÍNIMA E MÁXIMA DE SAÍDA.	30
2.4	ESFORÇOS DE TENSÃO.....	31
2.5	ESFORÇOS DE CORRENTE.....	32
2.5.1	Valor Eficaz de Corrente nos Interruptores Controlados do Primário (S_x).....	34
2.5.2	Valor Médio de Corrente nos Diodos de Grampeamento do primário (D_x).....	35
2.5.3	Valores Médio e Eficaz de Corrente nos Interruptores Retificadores (D_{ox}).....	36
2.6	ANÁLISE DA COMUTAÇÃO.....	37
2.6.1	Comutação do Interruptor S_1	41
2.6.2	Comutação do Interruptor S_2	43
2.6.3	Comutação do Interruptor S_5	43
2.6.4	Comutação do Interruptor S_6	44
2.6.5	Comutação dos Interruptores D_{ox}	46
2.7	ANÁLISE DA OPERAÇÃO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO C_{bx}	48

2.8	ANÁLISE DA OPERAÇÃO DOS CAPACITORES FLUTUANTES (C_{fx})	48
2.9	CONCLUSÕES.....	50
3	PROJETO OTIMIZADO DO CONVERSOR.....	53
3.1	MODELOS DE PERDAS NOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS	53
3.1.1	Perdas no Núcleo	55
3.1.2	Perdas nos Enrolamentos	58
3.2	ELEVAÇÃO DA TEMPERATURA	65
3.3	ROTINA DE OTIMIZAÇÃO	65
3.4	CONCLUSÕES.....	74
4	MODELAGEM DINÂMICA E CONTROLE DO CONVERSOR	75
4.1	MALHA DE CONTROLE.....	80
4.2	DISCRETIZAÇÃO DA MALHA DE CONTROLE.....	82
4.3	PROJETO DO CONTROLADOR	88
4.4	CONCLUSÕES.....	90
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	91
5.1	ASPECTOS CONSTRUTIVOS.....	91
5.2	FORMAS DE ONDA	93
5.2.1	Operação com carga mínima	95
5.2.2	Operação com carga nominal	104
5.3	VALIDAÇÃO DO PROJETO OTIMIZADO	112
6	CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS	119
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	123

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas a contextualização, a motivação e a proposta de projeto referente a esta dissertação, evidenciando as características das soluções existentes na literatura em contraponto à nova topologia proposta.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E REVISÃO DO ESTADO-DA-ARTE

O aumento da eficiência de conversão e da compactação mecânica em conversores estáticos tem sido alvo corriqueiro de pesquisa e desenvolvimento [1-3], sendo cruciais em áreas como: tração elétrica, carregamento de baterias, sistemas de alimentação de centrais para telecomunicações, sistemas de distribuição em CC, sistemas ininterruptos de energia, entre outros.

A redução das perdas e das dimensões vem tipicamente acompanhadas da redução de custos, uma vez que se reduz a energia consumida na aplicação e também as matérias primas utilizadas na fabricação dos conversores.

Neste contexto, várias topologias de conversores CC-CC podem ser utilizadas em cascata com seus respectivos retificadores na tentativa de se adequar um produto a tais requisitos, como os conversores clássicos: Meia-ponte, Ponte-completa, Série Ressonante, Tipo-T, entre outros [11].

Quando há necessidade de alta compactação, alto rendimento e alto fator de potência na entrada, os retificadores ativos (trifásicos ou monofásicos) do tipo *boost* são empregados, posto que oferecem alto rendimento e alta densidade de potência, sendo usualmente a topologia escolhida para síntese de conversores CA-CC auto-comutados [4-6].

Uma das questões exploradas é o fato de que as tensões geradas pelos retificadores do tipo *boost* são relativamente elevadas, sendo sempre maiores que o pico da tensão da rede alternada que o alimenta, fazendo com que em certas aplicações seja necessário o uso, nos conversores CC-CC, de semicondutores de elevada tensão de bloqueio, a exemplo dos transistores MOSFET de Carbeto de Silício (SiC), que podem suportar tensões de 1200 V à um maior custo que os transistores de Silício

tradicionais.

Para contornar este problema pode-se utilizar topologias de conversores CA-CC e CC-CC que reduzem os níveis máximos de tensão nos semicondutores, fazendo com que transistores de menor custo possam ser empregados sem comprometer o rendimento da fonte de alimentação em questão. Assim, surge o interesse em conversores multiníveis para estas aplicações.

Dentre as topologias consagradas na literatura, têm-se os conversores NPC (*Neutral Point Clamped*) (Figura 1-1) e *Flying Capacitor* (Figura 1-2), que são capazes de impor uma tensão máxima sobre seus interruptores igual à metade da tensão do barramento CC de entrada.

O conversor NPC foi desenvolvido por Baker [7], tendo como primeira aparição um pedido de patente no ano de 1979, sendo posteriormente utilizado como base para um conversor CC-CC em 1993 [8].

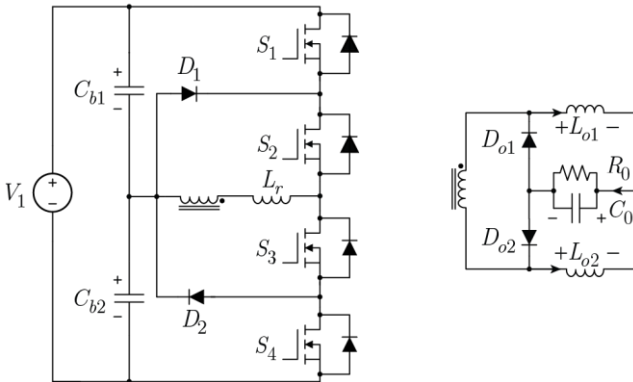


Figura 1-1: Conversor NPC CC-CC clássico.

Esta topologia tem sido muito estudada desde a sua concepção, tendo surgido algumas variantes ao longo do tempo, como o A-NPC (Figura 1-3), que substitui os diodos do primário por interruptores controlados, e o conversor NPC com polo ressonante (RP-NPC) (Figura 1-4) [9].

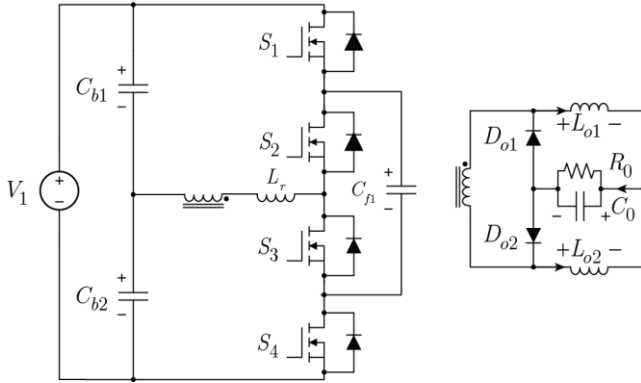


Figura 1-2: Conversor *Flying Capacitor* (FC).

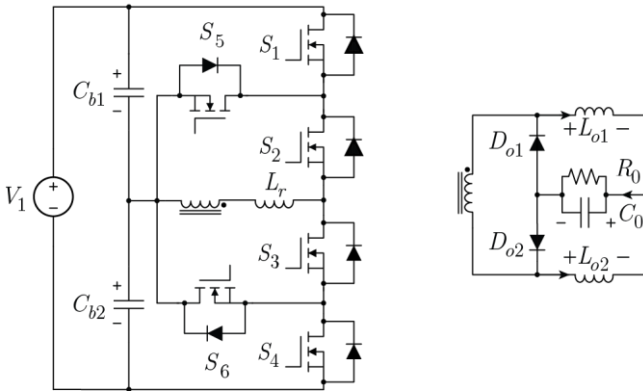


Figura 1-3: Conversor NPC com a substituição dos diodos de gramepeamento do primário (A-NPC).

Um problema associado ao conversor CC-CC NPC é o fato de que a correta divisão das tensões nos semicondutores do primário depende dos valores das capacitâncias intrínsecas nos componentes, que não são constantes com a tensão entre dreno e fonte. Uma possível solução para este problema é colocar um circuito externo de balanceamento de tensão, ou como proposto em [10], adicionar um capacitor flutuante entre dois interruptores, que define o conversor FC-NPC (Figura 1-5).

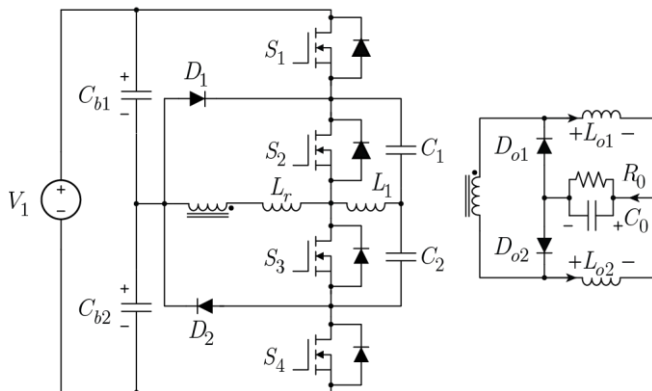


Figura 1-4: Conversor NPC com polo ressonante (RP-NPC).

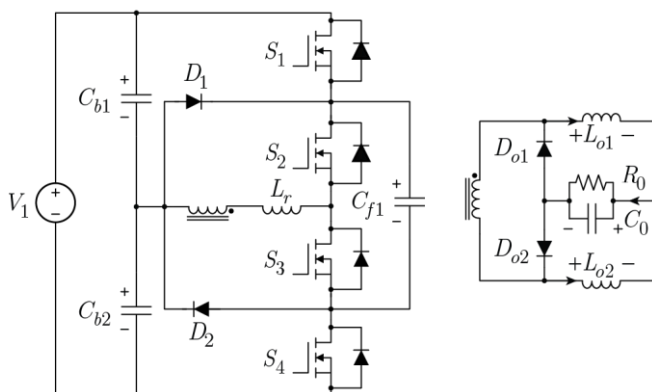


Figura 1-5: Conversor NPC com capacitor flutuante (FC-NPC).

Outro ponto a ser considerado, como dito anteriormente, é a diminuição do volume do conversor. Uma parte considerável deste volume é definido pelos elementos passivos: transformadores, indutores e capacitores, o que faz com que o conversor RP-NPC seja o menos vantajoso dentre as variações topológicas apresentadas, uma vez que possui três elementos passivos extras que, por mais que auxiliem no aumento da faixa de trabalho com comutação suave, acarretam em um aumento nas perdas por condução [11] e um aumento no volume e custo do conversor.

O conversor *Flying Capacitor* (FC), apesar de não ter os diodos como o NPC clássico, tem seu capacitor flutuante fazendo parte da transferência de potência entre primário e secundário, o que faz com que o valor eficaz da corrente que passa pelo mesmo seja elevado, tendo como consequência o aumento do volume deste componente.

Outra questão importante é o fato de que uma modelagem matemática robusta que garanta as condições de operação para a estabilidade da tensão no capacitor flutuante no conversor FC não é de fácil obtenção, sendo muitas vezes necessária uma abordagem via sistemas comutados, como mostrado em [12].

Uma característica do conversor FC-NPC é que o capacitor flutuante não participa da transferência de potência para a carga, atuando somente durante as comutações e mantendo a metade da tensão do barramento nos interruptores do primário independentemente de suas capacitâncias intrínsecas, e colaborando assim para a diminuição do volume do conversor.

Outro ponto a ser considerado sobre o conversor FC-NPC é que, durante as etapas de operação, há o grampeamento via diodo da tensão do capacitor flutuante com os capacitores do barramento, mantendo-o com metade da tensão do barramento de entrada.

Uma característica interessante no desenvolvimento de um conversor CC-CC é a faixa de operação em potência em que há a garantia da comutação suave nos interruptores, posto que além da diminuição do rendimento com a operação com comutação forçada, há o aumento das emissões eletromagnéticas devido às altas derivadas de tensão geradas durante as comutações.

Além da implementação do polo ressonante (RP-NPC), existem outras implementações de circuitos auxiliares que podem ser utilizados em conversores de três níveis a fim de que se possa estender a faixa de operação do conversor com comutação suave.

Em [28-30] são propostos circuitos de auxílio à comutação baseados na conexão de indutores e capacitores adicionais que estendem a faixa de comutação suave para toda a faixa de carga. Estes circuitos, porém, além de gerarem perdas devido às suas não idealidades, causam um aumento das perdas por condução no conversor - principalmente em altas cargas -

posto que a corrente de pico nos indutores dos circuitos auxiliares é independente da corrente de carga.

Portanto, por mais que as abordagens citadas [28-30] atinjam uma ampla faixa de comutação suave, os componentes adicionais necessários para que isso ocorra contribuem para um aumento dos custos, do volume, e das perdas por condução no conversor.

Uma tentativa de diminuir as perdas por condução com carga alta é proposta em [31], cuja principal característica é a relação inversa de proporcionalidade entre a corrente de pico no indutor do circuito auxiliar e a corrente de carga.

O problema com esta abordagem é que o circuito auxiliar é posto em série com o transformador, fazendo com que estes componentes fiquem sujeitos a esforços excessivos de corrente, sendo necessária a inclusão de dispositivos volumosos para sintetizar o circuito de auxílio à comutação.

Baseado em [31] é proposto um novo circuito auxiliar em [32], que também possui uma relação inversa entre a corrente de pico nos indutores auxiliares acoplados e a corrente de carga.

Nesta proposta [32] se utiliza a energia armazenada na indutância magnetizante de um segundo transformador para estender a faixa de comutação suave. Como desvantagens, esta topologia apresenta a inclusão de um novo componente magnético que não processa potência ativa, aumentando o custo e o volume do conversor.

Uma solução interessante seria utilizar uma topologia que apresente uma ampla faixa de operação com comutação suave sem a necessidade da inclusão de um polo ressonante, do um aumento do indutor ressonante, ou do uso de qualquer circuito auxiliar.

Como alternativas existem associações via secundário de conversores de três níveis, como mostrado em [33-35], possibilitando a utilização das indutâncias magnetizantes dos transformadores para comutar os dispositivos semicondutores do primário.

Estas propostas [33-35] têm a desvantagem de apresentarem altas perdas de condução em altas cargas, bem como apresentam valor médio não nulo nos capacitores de bloqueio, fazendo com que o volume deste componente tenda à ser elevado.

Outro problema associado a todas as topologias citadas durante

esta revisão é que os valores médios de tensão dos capacitores do barramento em regime permanente ficam sujeitas às não idealidades do sistema, sendo necessária uma malha de controle caso se queira a correta divisão de tensão nos mesmos.

Uma solução para a comutação via indutâncias magnetizantes é proposta por Jitaru [13], onde há a conexão entre dois conversores Meia-Ponte, cujas comutações são executadas utilizando as energias acumuladas nas indutâncias magnetizantes dos transformadores, fazendo com que ocorra a comutação suave nos interruptores do primário independentemente da potência entregue à carga, possibilitando que o indutor L_r possa ser eliminado.

Uma característica interessante deste conversor é que os capacitores do barramento são grampeados via secundário, forçando seus valores médios à serem iguais, não dependendo, portanto, de uma malha de controle.

O conversor em questão é mostrado na Figura 1-6.

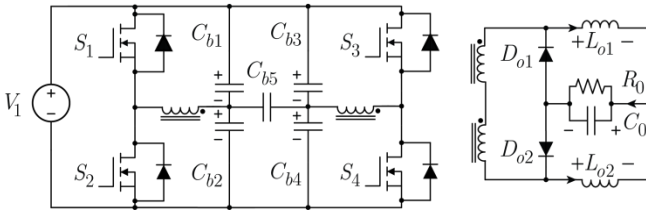


Figura 1-6: Conversor Duplo Meia-Ponte.

Baseando-se nos conceitos aqui expostos, é proposta na Figura 1-7 uma nova topologia para um conversor CC-CC de cinco níveis operando com comutação suave do tipo ZVS nos interruptores do primário para toda a faixa de carga. Estas comutações, por sua vez, são executadas via energia armazenada nas indutâncias magnetizantes dos transformadores.

Nesta nova topologia, assim como em [13], também há o grampeamento intrínseco dos capacitores do barramento e dos capacitores flutuantes, mantendo-os com metade da tensão do barramento sem a necessidade de uma malha de controle e independente das não idealidades

do circuito.

No caso dos interruptores do secundário, a entrada em condução é sempre não dissipativa se a retificação for implementada via diodos. Já as perdas referentes ao bloqueio dependerão do tipo de dispositivo utilizado, posto que diodos do tipo Schottky (baseados em silício ou carbeto de silício) não apresentam corrente de recuperação reversa.

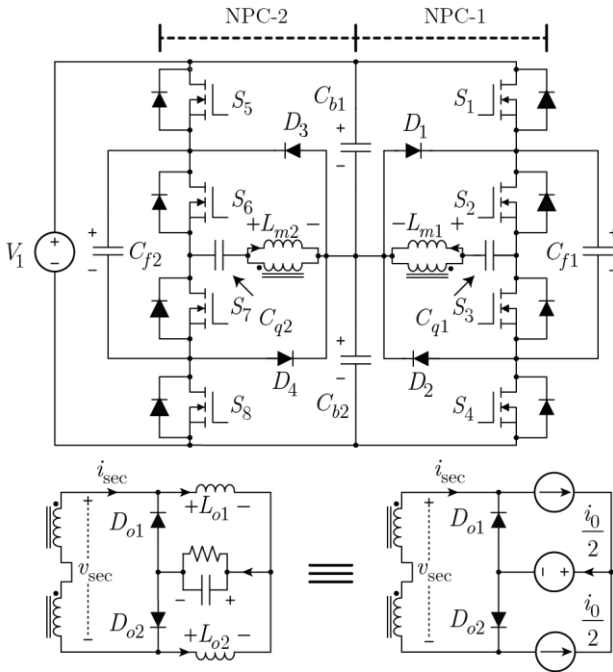


Figura 1-7: Conversor proposto.

No caso de ser implementada a retificação síncrona, as comutações de tais interruptores podem ser do tipo ZVS (acionamento) e ZCS (bloqueio) caso um atraso dependente da corrente de carga nos pulsos de comando dos interruptores controlados do secundário seja implementado.

O cálculo destes tempos e o mecanismo de comutação dos interruptores retificadores serão detalhados no Capítulo 2.

1.2 PROPOSTA DE PROJETO

A proposta referente a esta dissertação é a análise teórica completa do conversor, incluindo as expressões analíticas que definem todos os esforços nos componentes, bem como as análises das dinâmicas envolvidas, tanto durante as comutações, como no modelo de planta orientado ao controle da tensão na carga. As especificações básicas do projeto são resumidas na Tabela 1-1.

O procedimento de projeto será totalmente automatizado, deixando a cargo de uma rotina de otimização a definição de todos os parâmetros do conversor, inclusive dos transformadores, tais como: razões cíclicas (internas e externas), frequência de comutação, tamanho dos núcleos dos elementos magnéticos, número de espiras, espessura do cobre nos enrolamentos, valores das indutâncias magnetizantes, largura de trilhas nos transformadores, tamanho do entreferro, etc.

O objetivo da implementação da rotina de otimização é desenvolver uma ferramenta capaz de sintetizar um projeto acurado e autônomo visando a maximização do rendimento com a minimização do volume dos transformadores, sem deixar que condições de contorno (como temperatura e indução máxima nos núcleos, valores máximos e mínimos de entreferro, etc.) sejam extrapolados.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada	760 V
Tensão de saída	48 V
Potência de saída	3 kW
Faixa de comutação suave	1%-100%
Construção dos transformadores	Planar integrada em PCB

Tabela 1-1: Especificações básicas do projeto.

1.3 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

O presente trabalho é dividido em seis capítulos, cujo primeiro capítulo é destinado à apresentação da revisão bibliográfica referente às

soluções de conversores CC-CC que competem com a solução proposta.

No segundo capítulo é feita a análise estática do conversor, onde são definidas as razões cíclicas e as variáveis de controle, o modulador utilizado, e são apresentados os estados topológicos e as formas de onda referentes a cada etapa de operação. Neste capítulo também são deduzidas as expressões analíticas dos esforços de corrente nos interruptores, bem como as análises dinâmicas nos intervalos de tempo referentes às comutações.

O terceiro capítulo refere-se à rotina de otimização utilizada, onde são expostos em detalhes os modelos de perdas dos elementos magnéticos, bem como o fluxograma da rotina de projeto do conversor, sendo finalizado com os resultados obtidos pela rotina de otimização para as especificações da Tabela 1-1.

No quarto capítulo são expressas as deduções dos modelos dinâmicos das plantas de tensão do conversor, bem como a estratégia de controle utilizada, sendo demonstrada também a forma como o sistema discreto equivalente da malha de controle pode ser obtida.

No quinto capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos em bancada com as principais formas de onda, seguido pelo sexto capítulo onde são feitas as conclusões gerais acerca do trabalho proposto.

2 ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR

A fim de que se possa ter um entendimento do funcionamento do conversor, serão apresentadas neste capítulo as etapas de operação em regime permanente periódico, bem como as formas de onda de cada etapa considerando o modulador proposto.

Com a posse das formas de onda, são sintetizadas as expressões referentes aos esforços de corrente nos interruptores, às perdas de comutação, bem como a análise dinâmica das comutações.

2.1 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

A modulação proposta para este conversor é baseada no defasamento (*phase-shift*) entre os pulsos de comando dos dois braços de NPC, mantendo fixas as razões cíclicas internas a cada um. A Figura 2-1 mostra a estratégia de modulação que é empregada.

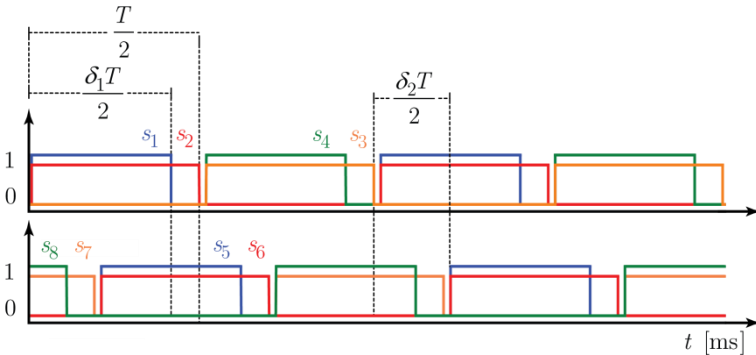


Figura 2-1: Estratégia de Modulação.

São definidas, portanto, duas variáveis, δ_1 e δ_2 , onde δ_1 é a razão cíclica interna que é comum aos dois NPC's, e δ_2 é a variável referente ao *phase-shift*, que por sua vez define o ganho estático de tensão do conversor. Com base nestas definições, são derivadas as funções de comutação dos interruptores S_j ($j = 1...8$), as quais são funções lógicas

s_j definidas em (2-1).

$$s_j = \begin{cases} 1, & \text{se } S_j \text{ está conduzindo} \\ 0, & \text{se } S_j \text{ está bloqueado} \end{cases} \quad 2-1$$

A priori, as etapas referentes às comutações serão desconsideradas, sendo analisadas posteriormente em detalhes.

2.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

A seguir são apresentadas as etapas de operação do conversor, supondo que o mesmo já se encontra em regime permanente e operando em modo de condução contínua (MCC).

O modo de condução contínua para este conversor é definido a partir da premissa de que as correntes nos indutores de saída (L_{ox}) não se anulam em nenhum intervalo de tempo dentro de um período de comutação.

2.2.1 Primeira Etapa de Operação

Nesta etapa (Δt_1), S_1 , S_2 , S_7 e S_8 estão conduzindo. As tensões impostas nos primários de ambos os transformadores se anulam no secundário, fazendo com que os diodos retificadores da saída entrem em condução simultânea. Como há a condução simultânea dos interruptores retificadores, a corrente de carga circula totalmente pelos mesmos, fazendo com que a corrente que circula pelo secundário dos transformadores seja idealmente nula.

No primário dos transformadores têm-se duas tensões bem definidas, que fazem com que as correntes magnetizantes evoluam linearmente, até que o interruptor S_8 seja bloqueado. A Figura 2-2 apresenta o circuito referente a esta etapa, a qual ocorre durante o intervalo de tempo Δt_1 definido na Figura 2-3.

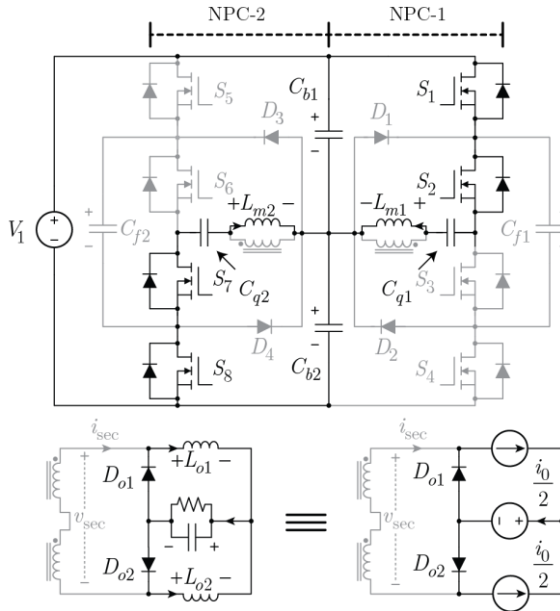


Figura 2-2: Primeira etapa de operação.

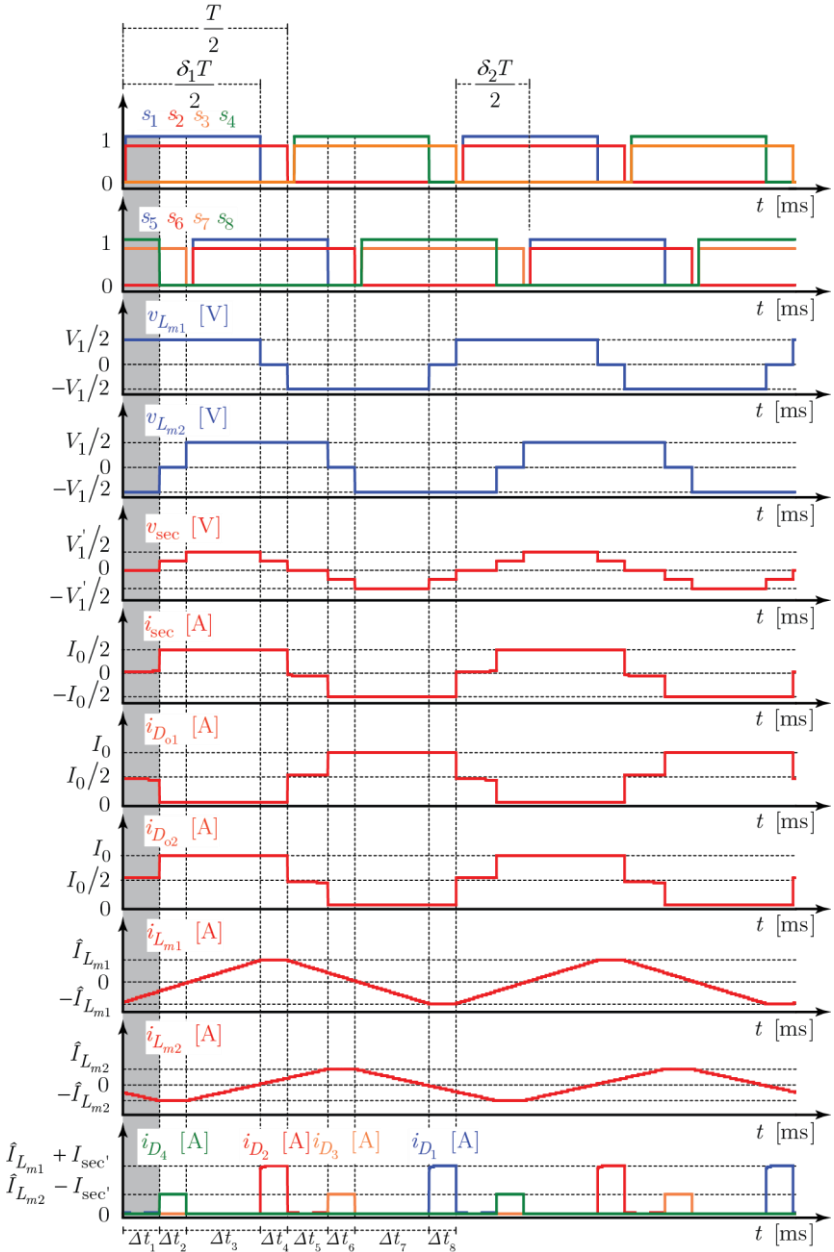


Figura 2-3: Intervalo de tempo referente à primeira etapa de operação.

2.2.2 Segunda Etapa de Operação

Na segunda etapa de operação (Δt_2) ocorre o bloqueio de S_8 , fazendo com que a corrente conduzida por este interruptor seja desviada para o diodo D_4 . Como a tensão no primário do NPC-2 é nula, a corrente magnetizante neste braço mantém seu valor de pico até o início da próxima etapa de operação.

No bloqueio de S_8 , portanto, tem-se que a corrente disponível para a comutação do mesmo é dada pela corrente magnetizante de pico, corrente essa que faz com que a tensão sobre S_5 seja levada à zero.

O estado topológico referente a esta etapa é mostrado na Figura 2-4, enquanto que as formas de onda são denotadas na Figura 2-5.

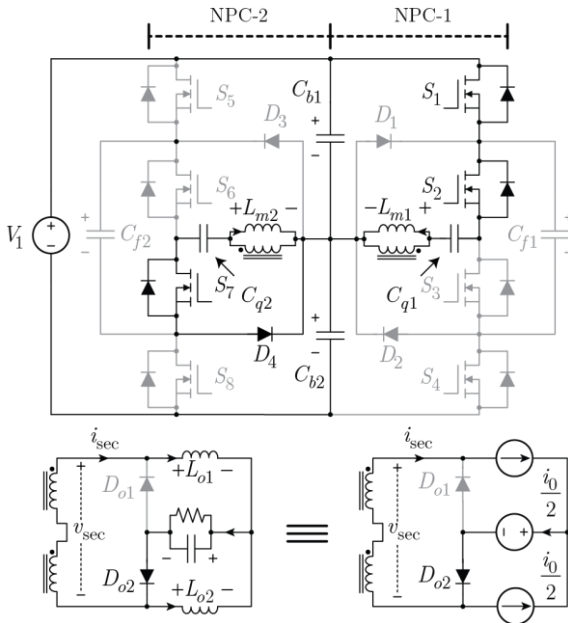


Figura 2-4: Segunda etapa de operação.

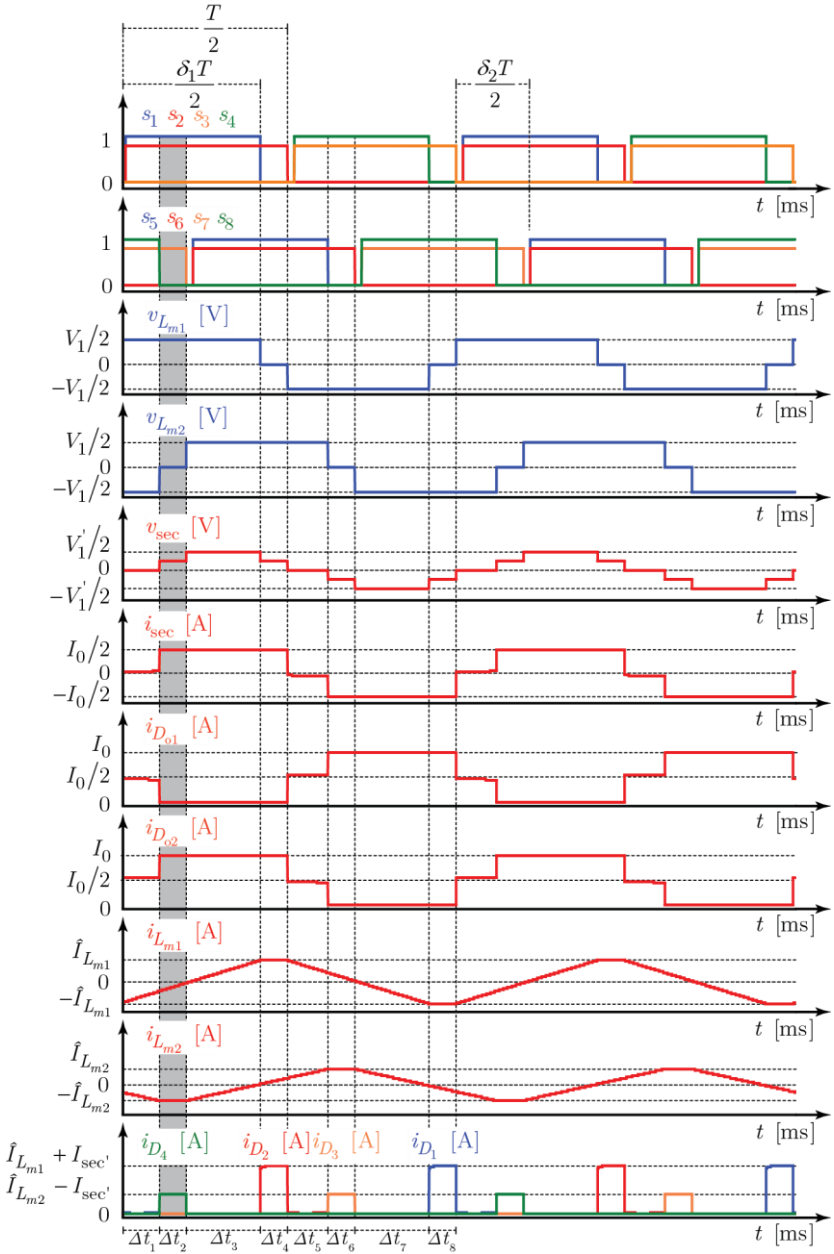


Figura 2-5: Intervalo de tempo referente à segunda etapa de operação.

2.2.3 Terceira Etapa de Operação

Na terceira etapa de operação (Δt_3) o interruptor S_7 é comandado a bloquear, enquanto que os interruptores S_5 e S_6 entram em condução sob tensão nula, caracterizando uma comutação do tipo ZVS.

Imediatamente antes do bloqueio do interruptor S_7 , a corrente que circula pelo primário do transformador do NPC-2 é dada pela corrente magnetizante de pico subtraída do módulo da corrente de carga refletida, o que faz com que esta seja a corrente disponível para a comutação deste interruptor, cujo bloqueio faz com que a tensão sobre S_6 seja levada a zero.

O estado topológico referente a esta etapa é mostrado na Figura 2-6, enquanto que as formas de onda são denotadas na Figura 2-7.

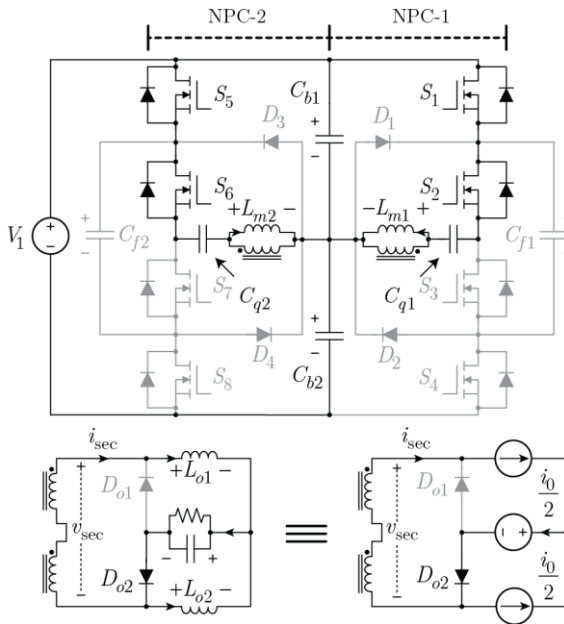


Figura 2-6: Terceira etapa de operação.

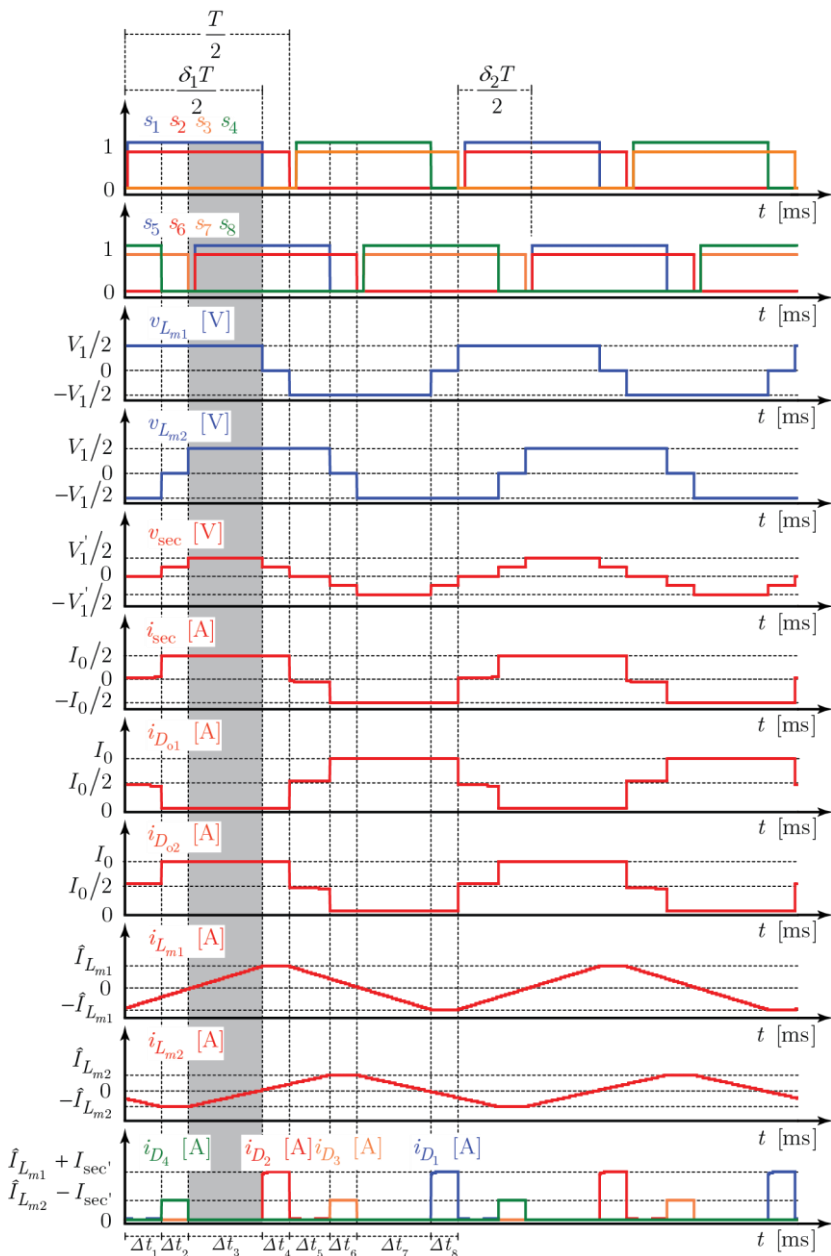


Figura 2-7: Intervalo de tempo referente à terceira etapa de operação.

2.2.4 Quarta Etapa de Operação

Na quarta etapa de operação (Δt_4) há o bloqueio de S_1 , fazendo com que D_1 entre em condução. Imediatamente antes do bloqueio de S_1 a corrente magnetizante atinge seu valor de pico, posto que após o bloqueio do mesmo a tensão no primário do transformador referente ao NPC-1 é nula.

Dado que a tensão no secundário é diferente de zero durante esta etapa, a corrente disponível para a comutação de S_1 é composta pela corrente magnetizante de pico somada ao módulo da corrente de carga refletida, o que faz com que a tensão sobre S_4 seja levada a zero após o bloqueio de S_1 . O estado topológico referente a esta etapa é mostrado na Figura 2-8, enquanto que as formas de onda são denotadas na Figura 2-9.

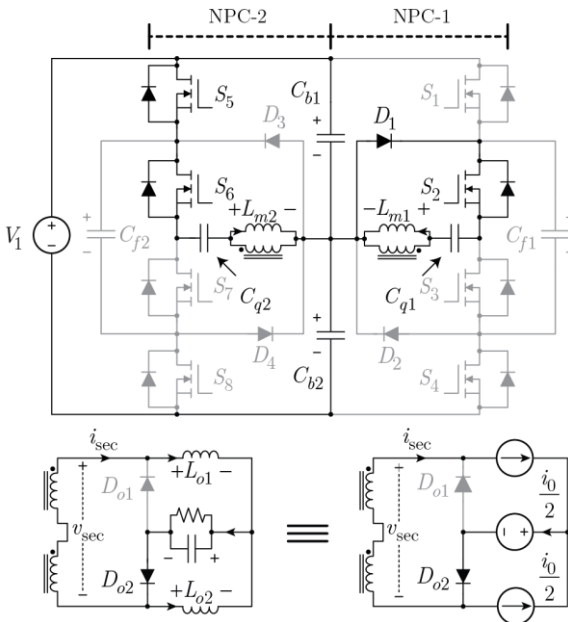


Figura 2-8: Quarta etapa de operação.

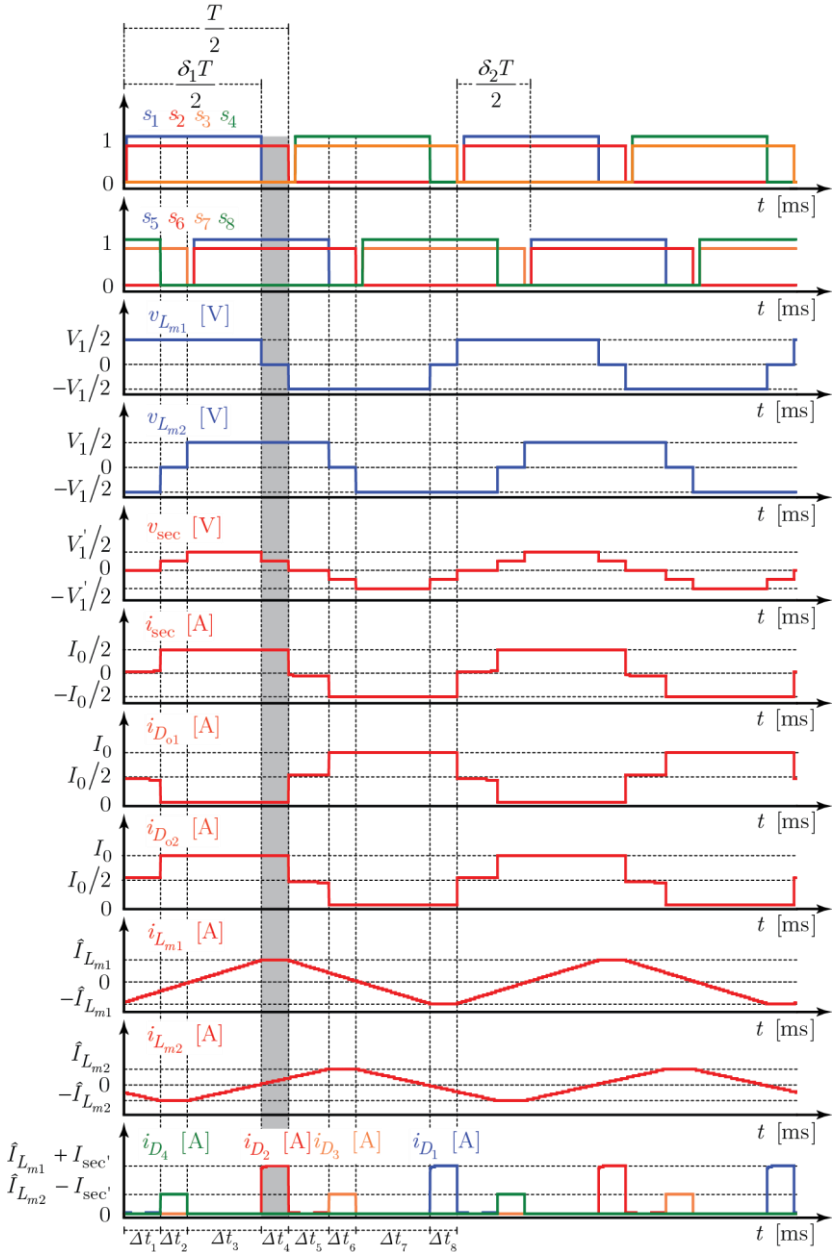


Figura 2-9: Intervalo de tempo referente à quarta etapa de operação.

2.2.5 Quinta Etapa de Operação

Nesta etapa (Δt_5) há o bloqueio de S_2 , bem como a entrada em condução sob tensão nula dos interruptores S_3 e S_4 .

Posto que a tensão no primário do transformador do NPC-1 é nula imediatamente antes do início desta etapa, a corrente magnetizante mantém seu valor de pico, assim como a corrente de carga refletida, que mantém seu valor e seu sentido de circulação pelo primário, fazendo com que a corrente disponível para a comutação de S_2 seja, como na etapa anterior, a soma da corrente magnetizante de pico e do módulo da corrente de carga refletida.

O estado topológico referente a esta etapa é mostrado na Figura 2-10, enquanto que as formas de onda são denotadas na Figura 2-11.

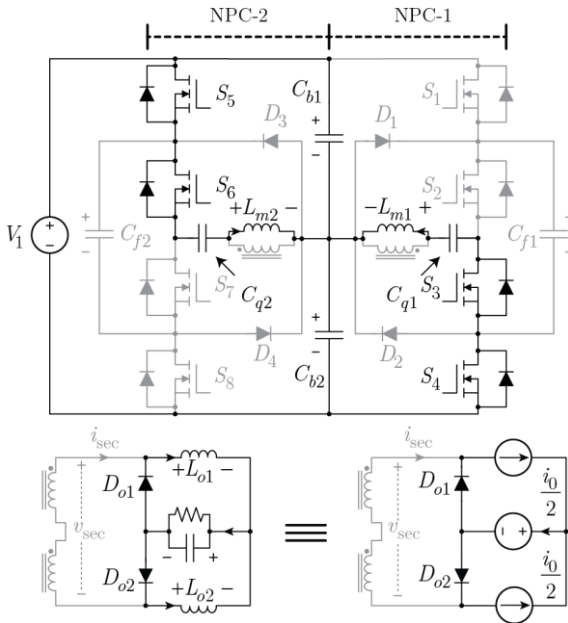


Figura 2-10: Quinta etapa de operação.

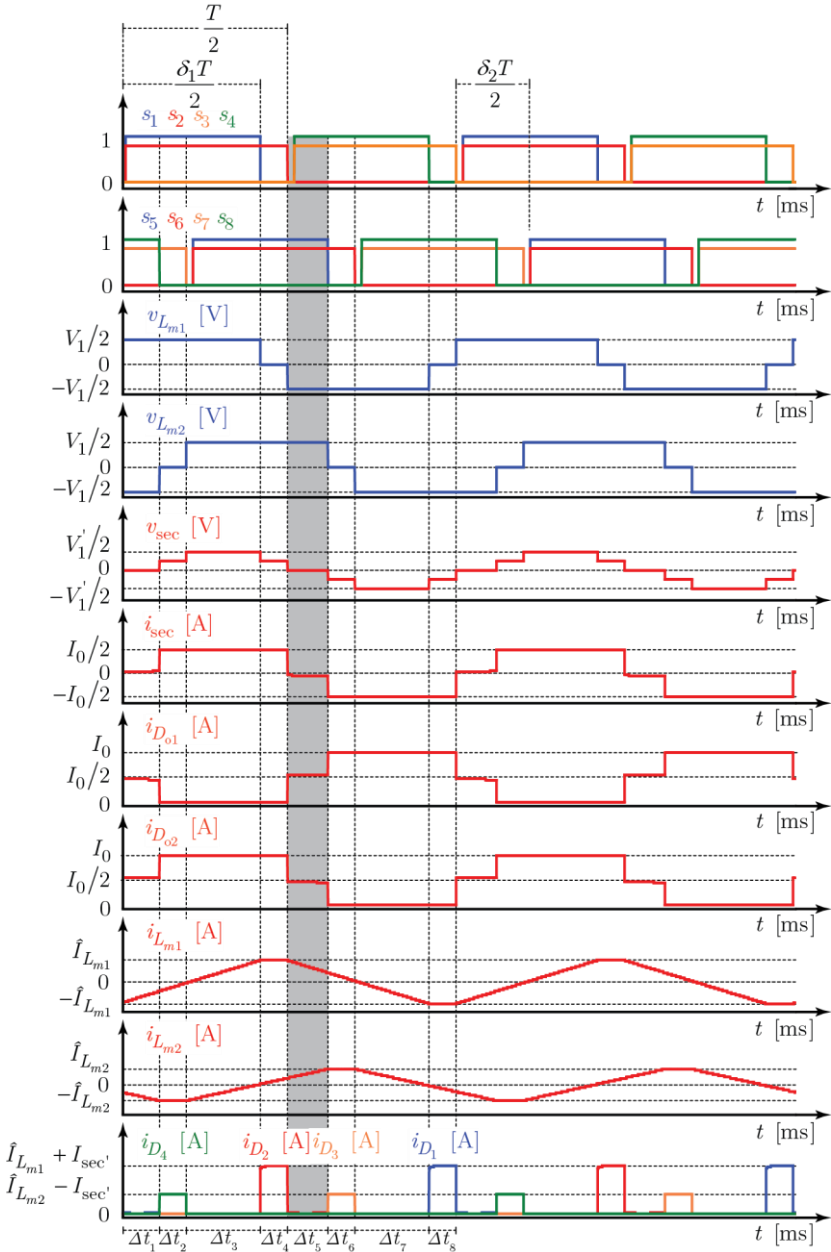


Figura 2-11: Intervalo de tempo referente à quinta etapa de operação.

2.2.6 Sexta Etapa de Operação

Esta etapa (Δt_6) é análoga à segunda, com o bloqueio de S_5 e a condução de D_3 .

Analogamente à segunda etapa, a corrente disponível para a comutação de S_5 é dada pela corrente magnetizante de pico. A tensão v_{sec} é diferente de zero nesta etapa, forçando o bloqueio de D_{o2} .

O estado topológico referente a esta etapa é mostrado na Figura 2-12, enquanto que as formas de onda são denotadas na Figura 2-13.

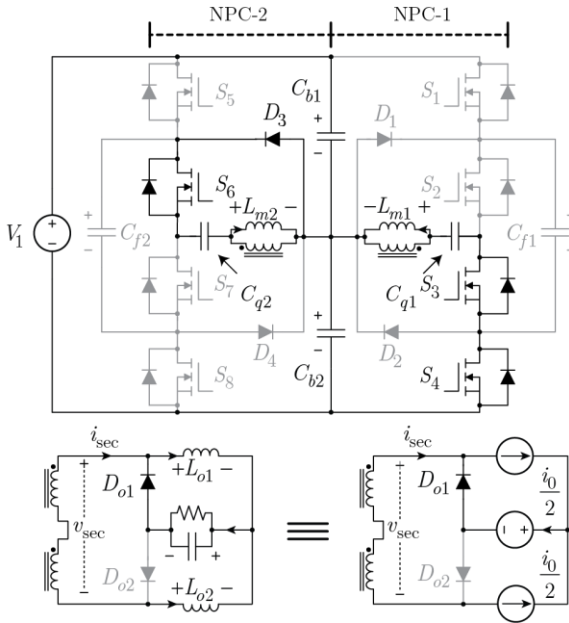


Figura 2-12: Sexta etapa de operação.

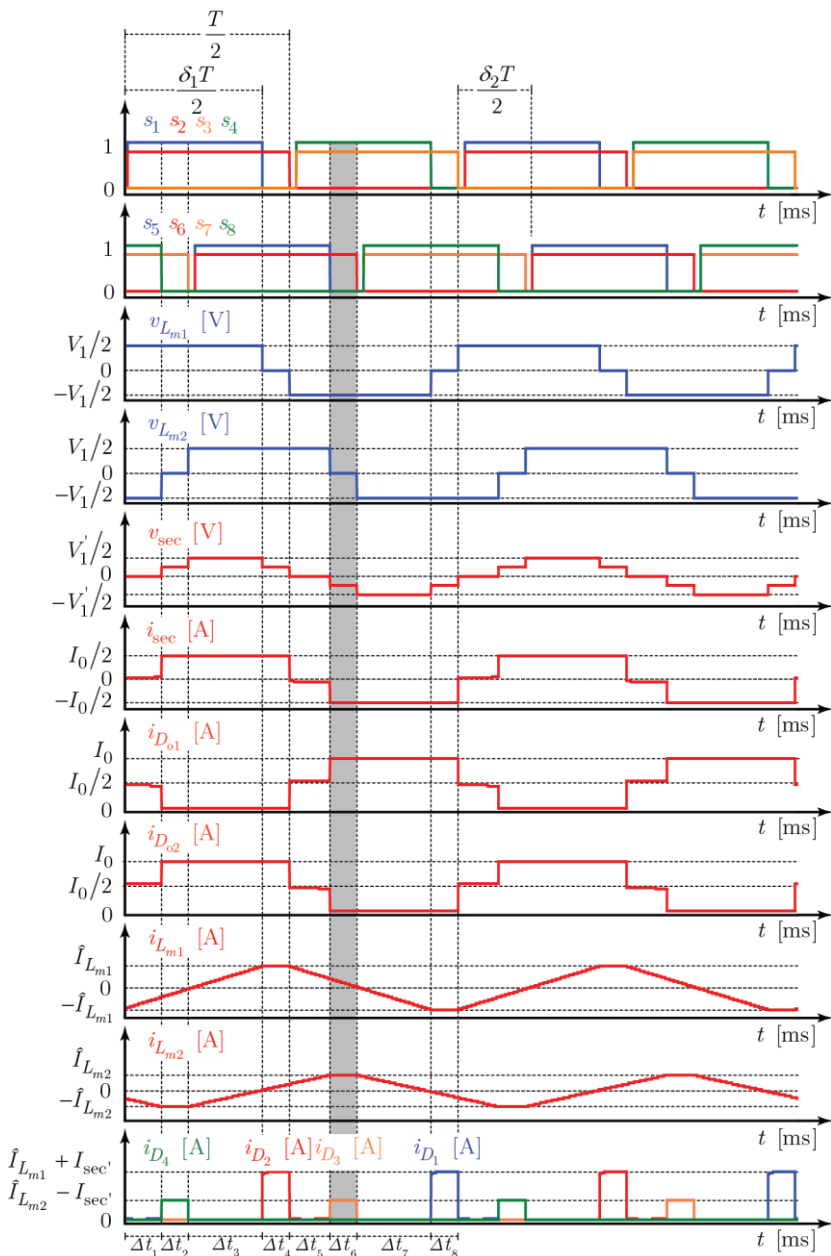


Figura 2-13: Intervalo de tempo referente à sexta etapa de operação.

2.2.7 Sétima Etapa de Operação

Esta etapa (Δt_7) é análoga à terceira, com o bloqueio de S_6 e a entrada em condução de S_7 e S_8 .

Analogamente à terceira etapa, a corrente disponível para a comutação de S_6 é dada pela corrente magnetizante de pico subtraída do módulo da corrente de carga refletida.

O estado topológico referente a esta etapa é mostrado na Figura 2-14, enquanto que as formas de onda são denotadas na Figura 2-15.

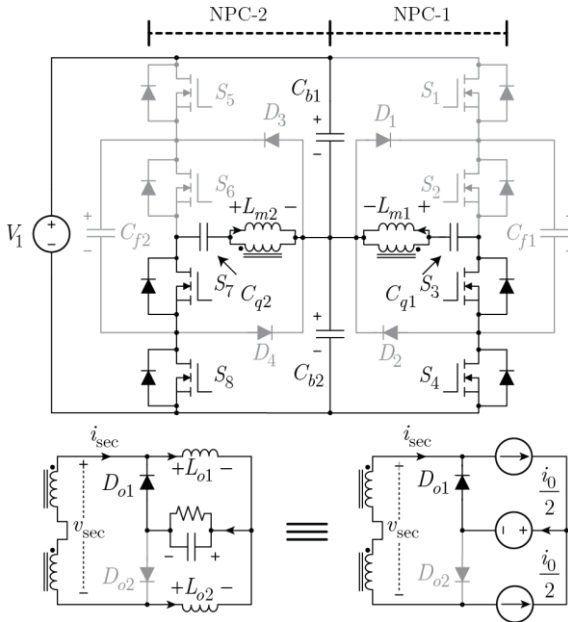


Figura 2-14: Sétima etapa de operação.

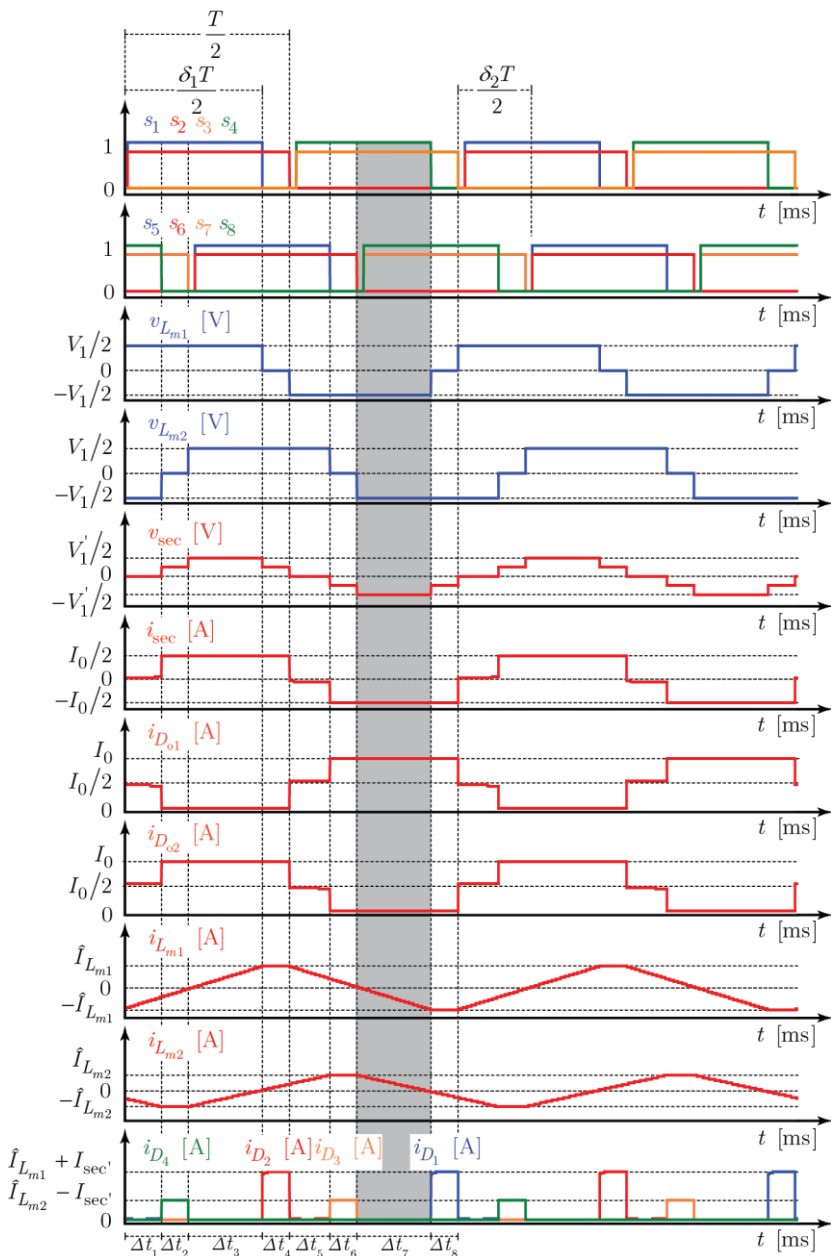


Figura 2-15: Intervalo de tempo referente à sétima etapa de operação.

2.2.8 Oitava Etapa de Operação

A oitava etapa de operação (Δt_8) é a última etapa de funcionamento do conversor, sendo análoga à quarta etapa, se caracterizando pelo bloqueio de S_4 e a conseqüente condução de D_2 .

A corrente disponível para a comutação de S_4 é a corrente magnetizante de pico somada ao módulo da corrente de carga refletida.

O estado topológico referente a esta etapa é mostrado na Figura 2-16, enquanto que as formas de onda são denotadas na Figura 2-17.

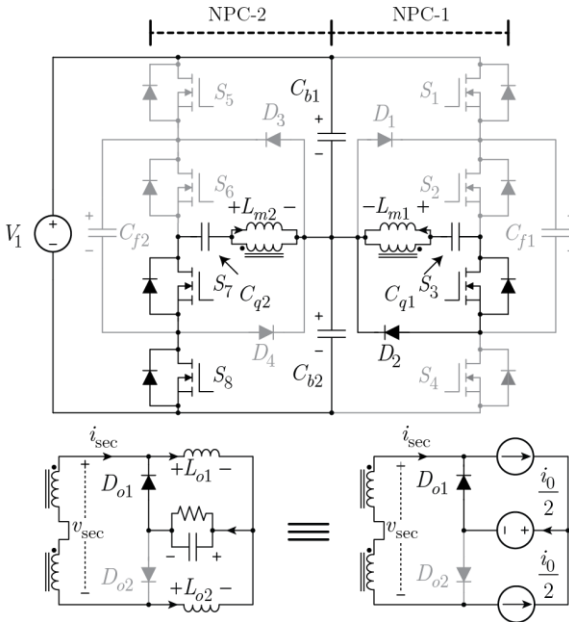


Figura 2-16: Oitava etapa de operação.

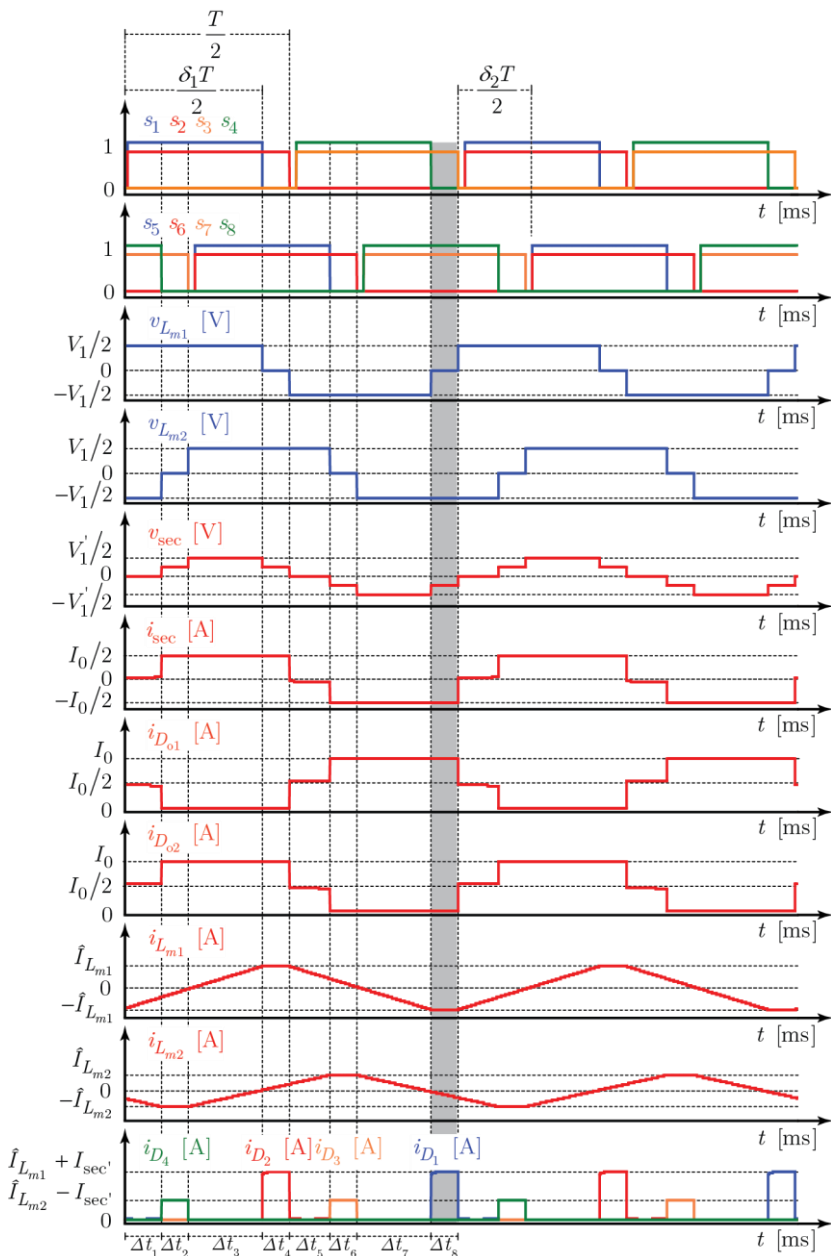


Figura 2-17: Intervalo de tempo referente à oitava etapa de operação.

2.3 ANÁLISE PARA TENSÃO MÍNIMA E MÁXIMA DE SAÍDA

De acordo com a modulação proposta, repetida na Figura 2-18, existe uma tensão mínima que pode ser gerada na saída do conversor sem que haja uma mudança nas etapas de operação ou que haja uma mudança na razão cíclica interna δ_1 .

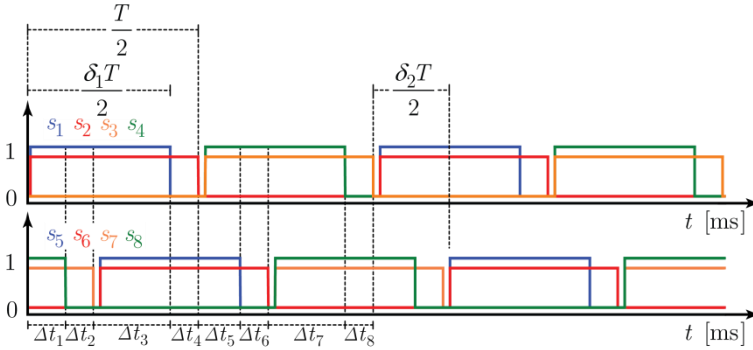


Figura 2-18: Modulação proposta e intervalos de tempo correspondentes.

Para exemplificar como isto ocorre, são mostrados na Tabela 2-1 os valores referentes aos intervalos de tempo de cada etapa de operação normalizados em relação à meio período de comutação.

$\Delta t_1, \Delta t_5$	$\Delta t_2, \Delta t_6$	$\Delta t_3, \Delta t_7$	$\Delta t_4, \Delta t_8$
$\delta_1 + \delta_2 - 1$	$1 - \delta_1$	$\delta_1 - \delta_2$	$1 - \delta_1$

Tabela 2-1: Intervalos de tempo normalizados.

Como será mostrado, para que a tensão na saída do conversor tenda a zero, a variável δ_2 deve tender à unidade, o que contraria o fato de que as inequações dadas por (2-2) e (2-3) devem ser respeitadas.

$$\delta_1 > \delta_2$$

2-2

$$\delta_1 + \delta_2 > 1$$

2-3

No caso da tensão mínima, o problema encontra-se em (2-2), que implica que a variável δ_2 deve ser menor que δ_1 para que a terceira e a sétima etapas de operação existam.

Neste caso, para que o conversor opere com tensão nula na saída, basta que a razão cíclica δ_1 tenda à unidade juntamente com δ_2 , mantendo a inequação dada por (2-2) pelo tempo mínimo necessário, que é o tempo referente a uma comutação.

A tensão máxima que o conversor pode gerar na saída é, por sua vez, limitada por (2-3), que implica em um valor mínimo para a variável δ_2 para que a primeira e a quinta etapa existam, posto que a tensão de saída é proporcional à $(1 - \delta_2)$, de acordo com a expressão de ganho estático definida no capítulo 4.

Os modos de operação do conversor que contrariam (2-2) e (2-3) não serão detalhados.

2.4 ESFORÇOS DE TENSÃO

As tensões máximas às quais os elementos semicondutores e magnéticos são submetidos no primário do conversor são iguais à metade da tensão de barramento, ou seja, metade da tensão V_1 . A Tabela 2-2 resume os esforços máximos de tensão nos elementos localizados no primário do conversor.

S_x	D_x	C_{bx} / C_{fx}	L_{mx}
$V_1/2$	$V_1/2$	$V_1/2$	$\pm V_1/2$

Tabela 2-2: Tensões máximas nos elementos do primário.

No secundário do conversor, as tensões máximas nos semicondutores D_{o1} e D_{o2} são dadas pela relação de transformação

multiplicada pela tensão de entrada (V_1). Os indutores de saída, L_{o1} e L_{o2} , são submetidos à tensão máxima resultante da soma da tensão de saída com a tensão de barramento refletida ao secundário.

A Tabela 2-3 resume os esforços máximos de tensão aos quais estão submetidos os elementos do secundário

D_{ox}	L_{ox}
$\frac{N_2}{N_1} V_1$	$\frac{N_2}{N_1} V_1 + V_o$

Tabela 2-3: Tensões máximas nos elementos do secundário.

2.5 ESFORÇOS DE CORRENTE

Primeiramente as correntes nos interruptores S_x são analisadas em detalhes, dando origem às expressões para o cálculo dos valores eficazes, bem como a decomposição em Série de Fourier das correntes conduzidas pelos enrolamentos de ambos os transformadores, que posteriormente serão utilizadas no cálculo das perdas nos enrolamentos dos mesmos.

A fim de se elucidar as deduções que serão feitas a seguir, são explicitadas as correntes nos interruptores S_x como funções da corrente no secundário refletida ao primário ($i_{sec'}$) e das correntes magnetizantes de cada um dos transformadores.

As correntes nos interruptores em ambos os NPC's são simétricas internamente, sendo apenas defasadas no tempo, ou seja, a forma de onda da corrente no interruptor S_1 é igual à de S_4 , assim como a forma de onda da corrente no interruptor S_2 é igual à de S_3 . O mesmo é válido para o NPC-2, onde a forma de onda da corrente em S_5 é igual à de S_8 , bem como a de S_6 é igual à de S_7 .

As formas de onda das correntes nos interruptores S_x são denotadas na Figura 2-19.

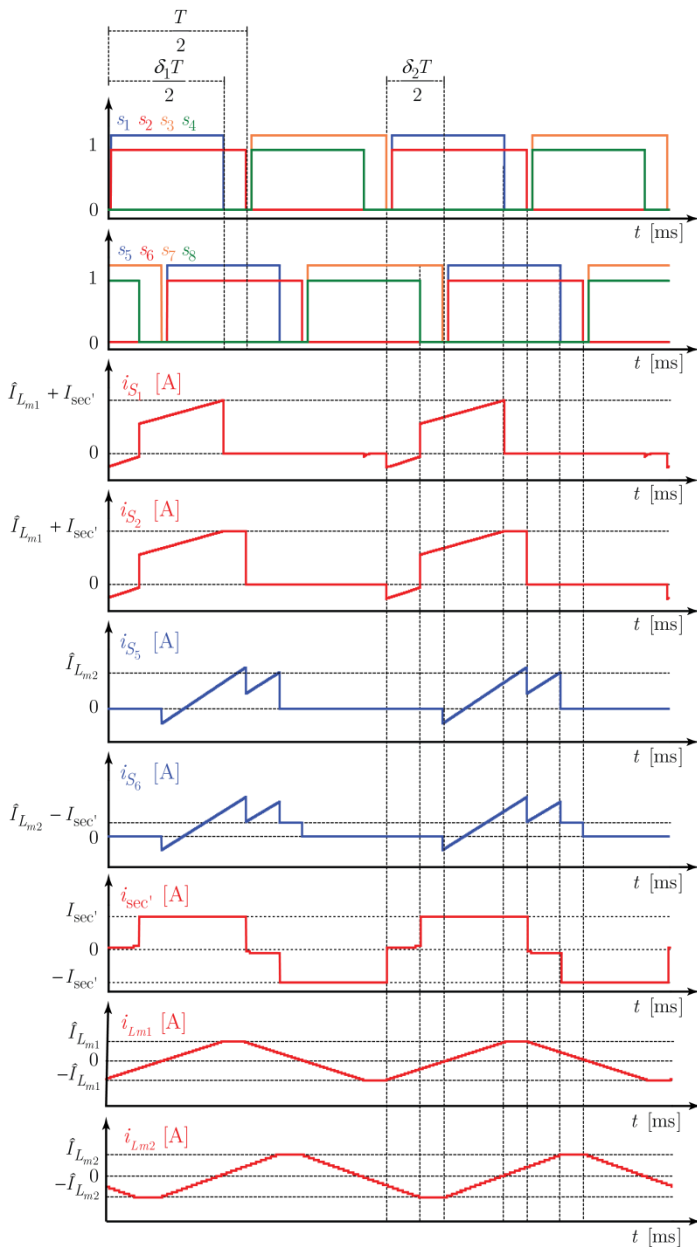


Figura 2-19: Formas de onda das correntes nos interruptores S_x .

2.5.1 Valor Eficaz de Corrente nos Interruptores Controlados do Primário (S_x)

O valor eficaz da corrente no interruptor S_1 pode ser obtido através de (2-4), resultando em (2-5).

$$I_{S_1}^{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{\delta_1 T}{2}} \left\{ i_{L_{m1}}(t) + I_{sec'} \left[u \left[t - (\delta_1 + \delta_2 - 1) \frac{T}{2} \right] - u \left[t - \delta_1 \frac{T}{2} \right] \right] \right\}^2 dt} \quad 2-4$$

$$I_{S_1}^{ef} = \sqrt{\frac{\hat{I}_{L_{m1}}^2 \delta_1}{6} + \frac{P_0 \hat{I}_{L_{m1}} (\delta_1 + \delta_2 - 1)}{V_1 \delta_1} + \frac{P_0^2}{2V_1^2 (1 - \delta_2)}} \quad 2-5$$

A equação (2-5) foi obtida com o auxílio de (2-6), (2-7), (2-8) e (2-9).

$$\hat{I}_{L_{m1}} = \frac{V_1 \delta_1}{8 f_s L_{m1}} \quad 2-6$$

$$i_{L_{m1}}(t) = \frac{4 \hat{I}_{L_{m1}}}{\delta_1 T} t - \hat{I}_{L_{m1}} \quad 2-7$$

$$I_{sec'} = \frac{P_0}{V_1 (1 - \delta_2)} \quad 2-8$$

$$u(t) = \begin{cases} 1, & t > 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad 2-9$$

O cálculo do valor eficaz da corrente no interruptor S_2 é dado em (2-10), que resulta em (2-11).

$$I_{S_2}^{ef} = \sqrt{I_{S_1}^{ef^2} + \frac{1}{T} \int_0^{(1-\delta_1)T} [I_{sec'} + \hat{I}_{L_{m1}}]^2 dt} \quad 2-10$$

$$I_{S_2}^{ef} = \sqrt{I_{S_1}^{ef^2} + \left(I_{sec'} + \hat{I}_{L_{m1}}\right)^2 \frac{(1-\delta_1)}{2}} \quad 2-11$$

O valor eficaz da corrente no interruptor S_5 é dado em (2-13).

$$I_{S_5}^{ef} = \sqrt{\frac{(\delta_1 + \delta_2)T}{T} \int \frac{\delta_2 T}{2} \left\{ i_{L_{m2}}(t) + I_{sec'} \left\{ u \left[t - \delta_2 \frac{T}{2} \right] - u \left[t - \frac{T}{2} \right] \right\} \right\}^2 dt} \quad 2-12$$

$$I_{S_5}^{ef} = \sqrt{\frac{\hat{I}_{L_{m2}}^2 \delta_1}{6} - \frac{P_0 \hat{I}_{L_{m2}} (\delta_1 + \delta_2 - 1)}{V_1 \delta_1} + \frac{P_0^2}{2V_1^2 (1 - \delta_2)}} \quad 2-13$$

$$\hat{I}_{L_{m2}} = \frac{V_1 \delta_1}{8f_s L_{m2}} \quad 2-14$$

$$i_{L_{m2}}(t) = \frac{4\hat{I}_{L_{m2}}}{\delta_1 T} \left(t - \frac{\delta_2 T}{2} \right) - \hat{I}_{L_{m2}} \quad 2-15$$

O valor eficaz da corrente no interruptor S_6 é obtido através de (2-17).

$$I_{S_6}^{ef} = \sqrt{I_{S_5}^{ef^2} + \frac{1}{T} \int_0^{(1-\delta_1)T} [\hat{I}_{L_{m2}} - I_{sec'}]^2 dt} \quad 2-16$$

$$I_{S_6}^{ef} = \sqrt{I_{S_5}^{ef^2} + \left(\hat{I}_{L_{m2}} - I_{sec'}\right)^2 \frac{(1-\delta_1)}{2}} \quad 2-17$$

2.5.2 Valor Médio de Corrente nos Diodos de Grampeamento do primário (D_x)

Devido à simetria de operação já citada anteriormente, os valores

médios das correntes nos pares D_1 / D_2 e D_3 / D_4 são iguais.

$$I_{D_1}^{med} = I_{D_2}^{med} = \frac{1}{T} \int_0^{(1-\delta_1)T} \left[\hat{I}_{L_{m1}} + I_{sec'} \right] dt \quad 2-18$$

$$I_{D_1}^{med} = I_{D_2}^{med} = \left(\hat{I}_{L_{m1}} + I_{sec'} \right) \frac{(1-\delta_1)}{2} \quad 2-19$$

$$I_{D_3}^{med} = I_{D_4}^{med} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{(1-\delta_1)T}{2}} \left[\hat{I}_{L_{m2}} - I_{sec'} \right] dt \quad 2-20$$

$$I_{D_3}^{med} = I_{D_4}^{med} = \left(\hat{I}_{L_{m2}} - I_{sec'} \right) \frac{(1-\delta_1)}{2} \quad 2-21$$

2.5.3 Valores Médio e Eficaz de Corrente nos Interruptores Retificadores (D_{ox})

O valor médio da corrente nos diodos retificadores da saída é dado pela equação (2-23).

$$I_{D_{ox}}^{ef} = \frac{1}{T} \int_0^T \left\{ \frac{I_o}{2} \left[\begin{aligned} & \left[u[t] - u \left[t - (\delta_1 + \delta_2) \frac{T}{2} \right] + \right. \\ & \left. + u \left[t - (\delta_1 + \delta_2 - 1) \frac{T}{2} \right] - u \left[t - \frac{T}{2} \right] \right] \right\} dt \quad 2-22$$

$$I_{D_{ox}}^{med} = \frac{I_o}{2} \quad 2-23$$

Caso seja optado pelo uso da retificação síncrona, o cálculo do valor eficaz da corrente se dá via equação (2-25).

$$I_{D_{ox}}^{cf} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left\{ \frac{I_o}{2} \left[u[t] - u \left[t - (\delta_1 + \delta_2) \frac{T}{2} \right] + u \left[t - (\delta_1 + \delta_2 - 1) \frac{T}{2} \right] - u \left[t - \frac{T}{2} \right] \right] \right\}^2 dt} \quad 2-24$$

$$I_{D_{ox}}^{cf} = \frac{I_o \sqrt{2}}{2} \quad 2-25$$

2.6 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

A análise das comutações do conversor será baseada nas ressonâncias existentes entre as capacitâncias de saída dos interruptores (somadas às capacitâncias externas opcionais conectadas entre dreno e fonte dos semicondutores controlados) e as indutâncias magnetizantes de cada transformador.

Como as comutações de todos os interruptores controlados do primário são executadas com o auxílio da energia armazenada nas indutâncias magnetizantes, as indutâncias de dispersão dos transformadores podem ser ignoradas, posto que durante as comutações as mesmas encontram-se em série com as indutâncias magnetizantes.

Para iniciar a análise, toma-se o circuito apresentado na Figura 2-20, que é o modelo que pode ser obtido com a manipulação dos circuitos equivalentes durante a comutação do conversor em questão.

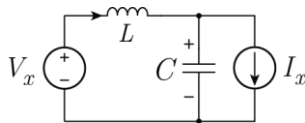


Figura 2-20: Circuito equivalente durante a comutação.

Encontrando a tensão v_C sobre o capacitor e a corrente i_L no indutor, sendo o circuito analisado no domínio da frequência, têm-se as expressões (2-26) e (2-27), cujas transformadas inversas de Laplace resultam em (2-28) e (2-29).

$$v_C(s) = \frac{V_x - LsI_x + LsI_L(0^-) + CLs^2V_C(0^-)}{LCs^3 + s} \quad 2-26$$

$$i_L(s) = \left[\frac{V_x}{s} + LI_L(0^-) - V_C(s) \right] \frac{1}{Ls} \quad 2-27$$

$$v_C(t) = \left\{ \begin{array}{l} ZI_L(0^-)\text{sen}(\omega t) - ZI_x\text{sen}(\omega t) + \\ +V_x - V_x \cos(\omega t) + V_C(0^-) \cos(\omega t) \end{array} \right\} \quad 2-28$$

$$i_L(t) = \left\{ \begin{array}{l} V_x Z^{-1}\text{sen}(\omega t) - V_C(0^-)Z^{-1}\text{sen}(\omega t) + \dots \\ \dots + I_x - I_x \cos(\omega t) + I_L(0^-) \cos(\omega t) \end{array} \right\} \quad 2-29$$

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 2-30$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad 2-31$$

Multiplicando a expressão da corrente no indutor por Z e subtraindo o termo independente, tem-se (2-32). Analogamente, subtrai-se o termo independente da expressão da tensão no capacitor, resultando em (2-33).

$$Zi_L(t) - ZI_x = \left\{ \begin{array}{l} V_x\text{sen}(\omega t) - V_C(0^-)\text{sen}(\omega t) + \\ +ZI_L(0^-) \cos(\omega t) - ZI_x \cos(\omega t) \end{array} \right\} \quad 2-32$$

$$v_C(t) - V_x = \left\{ \begin{array}{l} ZI_L(0^-)\text{sen}(\omega t) - ZI_x\text{sen}(\omega t) + \\ +V_C(0^-) \cos(\omega t) - V_x \cos(\omega t) \end{array} \right\} \quad 2-33$$

$$[v_C(t) - V_x]^2 + [Zi_L(t) - ZI_x]^2 = [ZI_x - ZI_L(0^-)]^2 + [V_x - V_C(0^-)]^2 \quad 2-34$$

É visto que se as expressões (2-32) e (2-33) forem elevadas ao quadrado e somadas, o resultado é a expressão (2-34), que descreve uma trajetória circular no plano $Zi_L(t) - v_C(t)$.

Como a trajetória é parametrizada em função do tempo, o ponto inicial da trajetória no plano são os valores iniciais da tensão no capacitor

e da corrente no indutor.

Na Figura 2-21 é denotado o plano de fase deduzido anteriormente que é utilizado para avaliar as ressonâncias existentes durante as comutações.

Dadas às simetrias envolvidas nas etapas de operação do conversor, serão avaliadas apenas as comutações de S_1 e S_2 no NPC-1, e de S_5 e S_6 no NPC-2.

As perdas durante a entrada em condução dos interruptores S_x não serão consideradas, posto que as mesmas ocorrem sob tensão nula, caracterizando a chamada comutação ZVS.

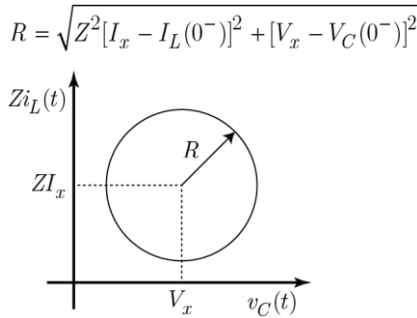


Figura 2-21: Plano de fase.

Porém, existem perdas durante o bloqueio dos interruptores, cujos valores podem ser estimados analisando o circuito equivalente da Figura 2-22 no momento do bloqueio de um interruptor hipotético S_y .

O circuito em questão é um braço hipotético composto por dois interruptores comandados complementarmente modelados juntamente com suas respectivas capacitâncias de saída.

Primeiramente considera-se que o interruptor S_y pode ser modelado durante a comutação como uma fonte de corrente variável no tempo, e que a tensão inicial do capacitor em paralelo com o mesmo é nula.

Como os dois capacitores são considerados iguais e a soma de suas

tensões é constante, a corrente i_α é dividida igualmente entre ambos durante a comutação, fazendo com que i_C seja dada por (2-35), o que implica em (2-36).

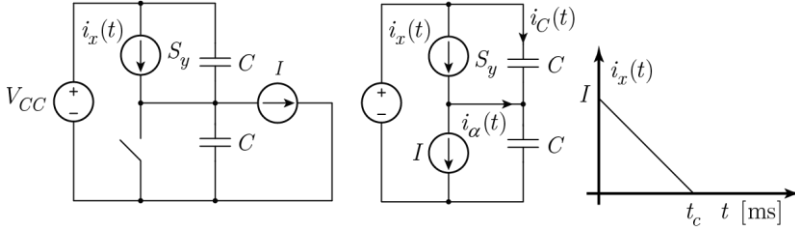


Figura 2-22: Circuito equivalente na comutação de S_y .

$$i_C(t) = \frac{I}{2t_c} t \quad 2-35$$

$$v_C(t) = \frac{I}{4Ct_c} t^2 \quad 2-36$$

A potência média dissipada devido à comutação de S_y durante o tempo t_c pode então ser calculada via (2-37).

$$P_{med}^{comut} = \frac{I^2 t_c^2 f_s}{48C} \quad 2-37$$

Portanto, o valor de I a ser usado em (2-37) é o valor da corrente sendo conduzida pelo interruptor em questão no momento imediatamente antes do bloqueio do mesmo, bem como o tempo t_c é o tempo de comutação da chave, que por hipótese, é menor que o tempo que os capacitores levam para atingir uma variação de tensão igual à V_{CC} .

2.6.1 Comutação do Interruptor S_1

O circuito equivalente no momento da comutação do interruptor S_1 é apresentado na Figura 2-23. Esta comutação refere-se ao momento em que o interruptor S_1 é comandado a bloquear, fazendo com que a tensão sobre o interruptor S_4 seja idealmente levada à zero, enquanto que as tensões sobre S_2 e S_3 permanecem inalteradas.

O caso crítico para esta comutação ocorre quando a corrente de carga refletida ao primário é nula, ou seja, $I_{sec'} = 0$ A, caracterizando a operação do conversor à vazio. O mapa de fase referente a este estado crítico de comutação é ilustrado na Figura 2-24.

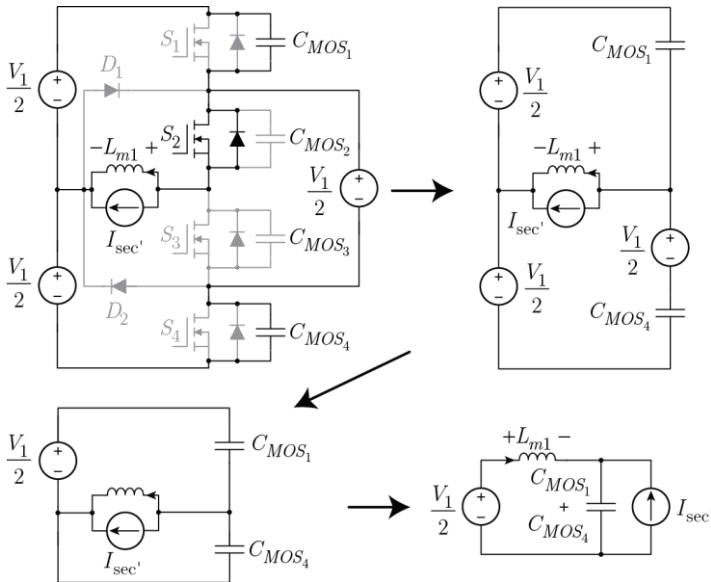


Figura 2-23: Comutação de S_1 .

O tempo de duração desta comutação é dado por Δt_ϕ , que é o tempo necessário para que a trajetória vista pelo ângulo ϕ seja

completada.

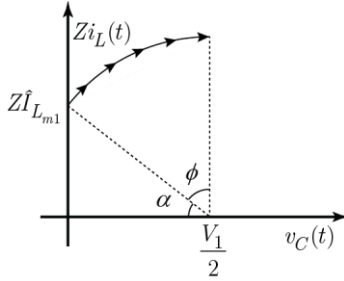


Figura 2-24: Mapa de fase na comutação de S_1 .

Considerando (2-38) e (2-39), tem-se que o ângulo ϕ é dado por (2-40), enquanto que a igualdade a ser computada a fim de que obtenha o valor da indutância L_{m1} é dada por (2-41).

$$Z = \sqrt{\frac{L_{m1}}{2C}} \quad 2-38$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{2CL_{m1}}} \quad 2-39$$

$$\phi = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{2ZI_{L_{m1}}}{V_1}\right) \quad 2-40$$

$$\frac{\Delta t_\phi}{\sqrt{2C}} \frac{1}{\sqrt{L_{m1}}} + \arctan\left(\frac{\delta_1}{4f_s \sqrt{2C} \sqrt{L_{m1}}}\right) = \frac{\pi}{2} \quad 2-41$$

$$C_{MOS_1} = C_{MOS_4} \triangleq C \quad 2-42$$

A perda de comutação referente à S_1 é dada em (2-43).

$$P_{S_1}^{comut} = \frac{(\hat{I}_{L_{m1}} + I_{sec'})^2 t_c^2 f_s}{48C}$$

2-43

2.6.2 Comutação do Interruptor S_2

O circuito equivalente à comutação de S_2 é mostrado na Figura 2-25. O mapa de fase referente a esta comutação é exatamente o mesmo mapa referente à S_1 , caracterizando o mesmo valor de indutância magnetizante para a execução da comutação no modo crítico de operação.

A potência dissipada na comutação de S_2 é a mesma de S_1 , dada em (2-43).

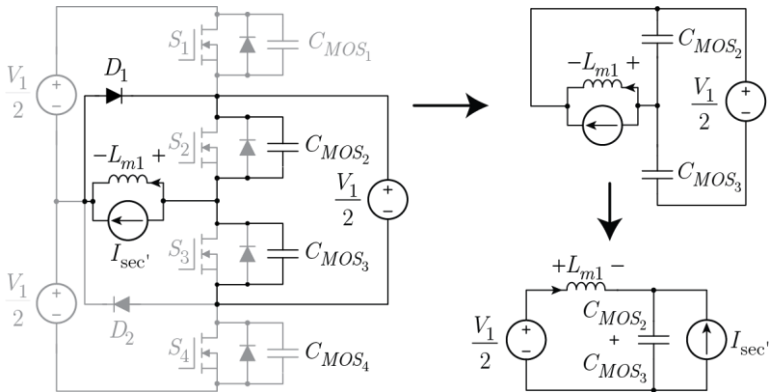


Figura 2-25: Comutação de S_2 .

2.6.3 Comutação do Interruptor S_5

O circuito equivalente que descreve a comutação do interruptor S_5 é dado na Figura 2-26. O mapa de fase para esta comutação não será descrito, posto que a comutação do mesmo ocorre com o pico da corrente magnetizante para toda a faixa de carga, enquanto que o interruptor S_6

comuta com o pico da corrente magnetizante subtraída do módulo da corrente de carga refletida, sendo esta a comutação crítica do NPC-2.

A potência média dissipada na abertura de S_5 é dada em (2-44).

$$P_{S_5}^{comut} = \frac{\hat{I}_{L_{m2}}^2 t_c^2 f_s}{48C} \quad 2-44$$

$$C_{MOS_{S_5}} = C_{MOS_{S_8}} \triangleq C \quad 2-45$$

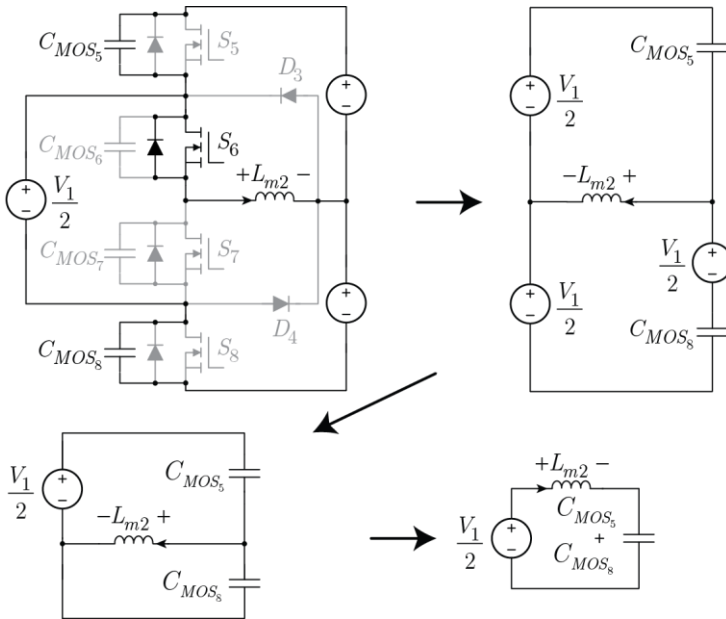


Figura 2-26: Comutação de S_5 .

2.6.4 Comutação do Interruptor S_6

A comutação do interruptor S_6 define a comutação crítica do NPC-2, posto que, como dito anteriormente, a corrente disponível para a comutação deste interruptor é a corrente magnetizante de pico subtraída

do módulo da corrente de carga refletida ao primário, como mostra a Figura 2-27. Este fato caracteriza a comutação crítica do NPC-2, que ocorre com corrente nominal de saída.

O mapa de fase referente a esta comutação é ilustrado na Figura 2-28. A potência dissipada na abertura de S_6 é dada por (2-46).

O cálculo da indutância magnetizante L_{m2} necessária para executar a comutação em um tempo pré-determinado Δt_ϕ é feito via (2-47).

$$P_{S_6}^{comut} = \frac{(\hat{I}_{L_{m2}} - I_{sec'})^2 t_c^2 f_s}{48C} \quad 2-46$$

$$\frac{\Delta t_\phi}{\sqrt{2C}} \frac{1}{\sqrt{L_{m2}}} + \arctan \left[\frac{2\sqrt{L_{m2}}}{V_1 \sqrt{2C}} \left(\frac{V_1 \delta_1}{8f_s L_{m2}} - I_{sec'} \right) \right] = \frac{\pi}{2} \quad 2-47$$

$$C_{MOS_6} = C_{MOS_7} \triangleq C \quad 2-48$$

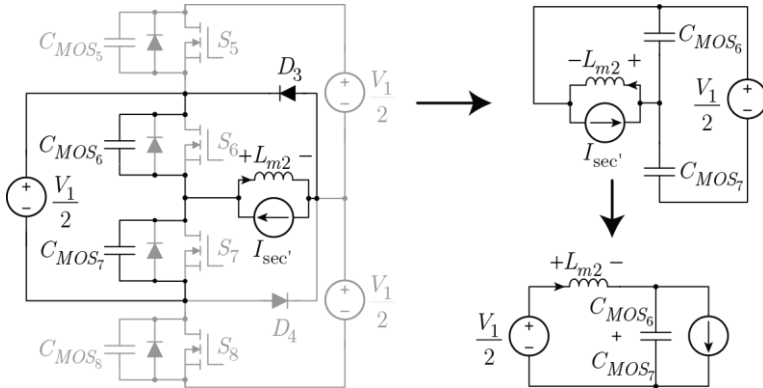


Figura 2-27: Comutação de S_6 .

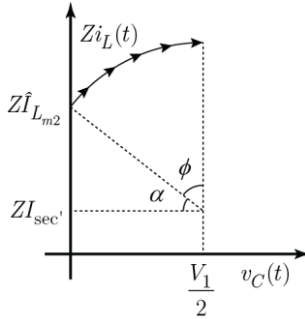


Figura 2-28: Mapa de fase na comutação de S_6 .

2.6.5 Comutação dos Interruptores D_{ox}

Se os diodos utilizados na retificação forem do tipo Schottky (SiC ou Silício), as perdas de comutação podem ser desprezadas, posto que a corrente de recuperação reversa é praticamente nula.

Caso os semicondutores retificadores D_{ox} sejam transistores do tipo MOSFET (caracterizando o uso de retificação síncrona), com a disposição de tais componentes mostrada na Figura 2-29, a entrada em condução por tensão nula pode ser obtida com o acionamento do gatilho dos mesmos após o início da condução dos diodos intrínsecos de cada interruptor.

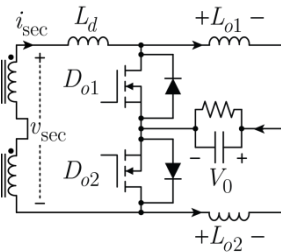


Figura 2-29: Retificação síncrona.

Na Figura 2-29 é incluída a indutância L_d , que é definida como a indutância de dispersão equivalente vista pelo secundário dos

transformadores, somada às indutâncias parasitas existentes no *layout*.

No momento do bloqueio de um dos interruptores D_{ox} , têm-se basicamente três hipóteses: A primeira é a retirada do sinal de gatilho do interruptor antes da tensão v_{sec} ficar diferente de zero, o que obriga o diodo intrínseco a assumir a condução de toda a corrente que é conduzida pelo dispositivo, fazendo com que haja a comutação forçada do diodo no momento em que a tensão v_{sec} se tornar diferente de zero.

Neste caso, tanto a entrada em condução quanto o bloqueio do MOSFET são do tipo ZVS, mas o bloqueio do diodo intrínseco é dissipativa, posto que existe a recuperação reversa do mesmo.

A segunda hipótese é bloquear D_{ox} quando a corrente que flui pelo mesmo é nula, posto que esta corrente é dada pela corrente conduzida pelo indutor L_{ox} subtraída da corrente conduzida por L_d (I_{sec}).

A corrente i_{sec} é nula enquanto a tensão v_{sec} é nula, mas eleva-se em rampa quando a tensão v_{sec} torna-se diferente de zero e o interruptor ainda está acionado.

Na equação (2-50) tem-se o tempo de atraso que deve ser imposto ao bloqueio de D_{ox} para que haja a comutação suave destes interruptores por corrente nula (ZCS).

$$I_{D_{ox}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_1}{2} \frac{\Delta t_{delay}}{L_d} - \frac{I_o}{2} \quad 2-49$$

$$\Delta t_{delay} = \frac{N_1}{N_2} \frac{I_o L_d}{V_1} \quad 2-50$$

A terceira hipótese é a retirada do sinal de gatilho após a corrente i_{sec} tornar-se maior que a corrente que circula pelo indutor L_{ox} , o que faz com que quando o interruptor for comandado a bloquear, não haverá caminho livre para a circulação da diferença de corrente existente entre os dois indutores, posto que o sentido da mesma é oposta ao sentido de

condução do diodo intrínseco de D_{ox} . Esta corrente então fluirá através da capacitância parasita do interruptor, gerando oscilações de tensão com elevadas amplitudes que podem ser danosas aos semicondutores. Esta condição, portanto, deve ser evitada.

2.7 ANÁLISE DA OPERAÇÃO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO C_{bx}

O balanço de tensão do barramento ocorre naturalmente, sem a necessidade de uma malha extra de controle.

Para ilustrar como este fenômeno ocorre, é analisada novamente a Figura 2-2 (página 13), onde tem-se a primeira etapa de operação, com os interruptores retificadores conduzindo simultaneamente.

Como a tensão v_{sec} é nula, as tensões nos primários dos transformadores são iguais (e diferentes de zero). Estas tensões são impostas pelos interruptores S_1 , S_2 , S_6 e S_7 , que aplicam as tensões dos capacitores do barramento nos primários dos transformadores, forçando-as a serem iguais.

Este fenômeno ocorre sempre que há a condução simultânea de D_{o1} e D_{o2} , ou seja, na primeira e na quinta etapa.

2.8 ANÁLISE DA OPERAÇÃO DOS CAPACITORES FLUTUANTES (C_{fx})

Como dito anteriormente, a análise da estabilidade das tensões dos capacitores flutuantes é feita separadamente da análise das etapas de operação do conversor, posto que os mesmos participam apenas das comutações dos interruptores controlados.

As correntes que circulam pelos capacitores flutuantes possuem amplitudes moderadas e tempos de duração muito curtos, fazendo com que a função destes capacitores seja apenas a de manter as tensões nos interruptores idealmente com a metade da tensão de barramento.

Para ilustrar o raciocínio, é analisada a Figura 2-30, onde a análise

inicia-se com o bloqueio de S_1 , fazendo com que a corrente destinada à comutação seja idealmente dividida entre o capacitor C_{MOS_1} e C_{MOS_4} (que está em série com C_{f1}), fazendo com que as tensões nos capacitores C_{f1} e C_{MOS_4} diminuam.

A partir deste ponto, pode-se dividir o processo de grampeamento dos capacitores flutuantes em cinco intervalos de tempo.

$\Delta t_1^{C_{f1}}$: A tensão em C_{MOS_4} reduz-se a zero e o diodo intrínseco de S_4 conduz. A tensão reversa sobre o diodo D_1 (que é a tensão em C_{f1} subtraída de $v_{C_{b2}}$) começa a diminuir, posto que C_{f1} está se descarregando.

No momento em que a tensão no capacitor flutuante é menor que a tensão em C_{b2} , o diodo D_1 entra em condução, fazendo com que o capacitor do barramento conecte-se em paralelo com o capacitor flutuante, grampeando sua tensão em $v_{C_{b1}}$.

$\Delta t_2^{C_{f1}}$: O interruptor S_2 é bloqueado, os diodos intrínsecos de S_3 e S_4 conduzem juntamente com D_1 , que por sua vez conduz apenas uma corrente residual que faz com que a tensão no capacitor flutuante se iguale à tensão do capacitor C_{b2} , que tem derivada positiva.

$\Delta t_3^{C_{f1}}$: A tensão v_{sec} torna-se diferente de zero, o diodo D_1 é polarizado reversamente, fazendo com que a corrente no capacitor C_{f1} cesse, mantendo sua tensão inalterada até a abertura de S_3 .

$\Delta t_4^{C_{f1}}$: O interruptor S_3 é comandado a bloquear, os diodos intrínsecos de S_1 e S_2 conduzem em conjunto com D_2 , que por sua vez passa a conduzir apenas uma corrente residual para igualar a tensão $v_{C_{b1}}$ à tensão $v_{C_{f1}}$.

$\Delta t_5^{C_{f1}}$: A tensão v_{sec} novamente fica diferente de zero, o diodo D_2

polariza-se reversamente, reiniciando o ciclo.

Como o que ocorre com o capacitor C_{f2} é análogo ao que ocorre ao capacitor C_{f1} , sua análise não será detalhada.

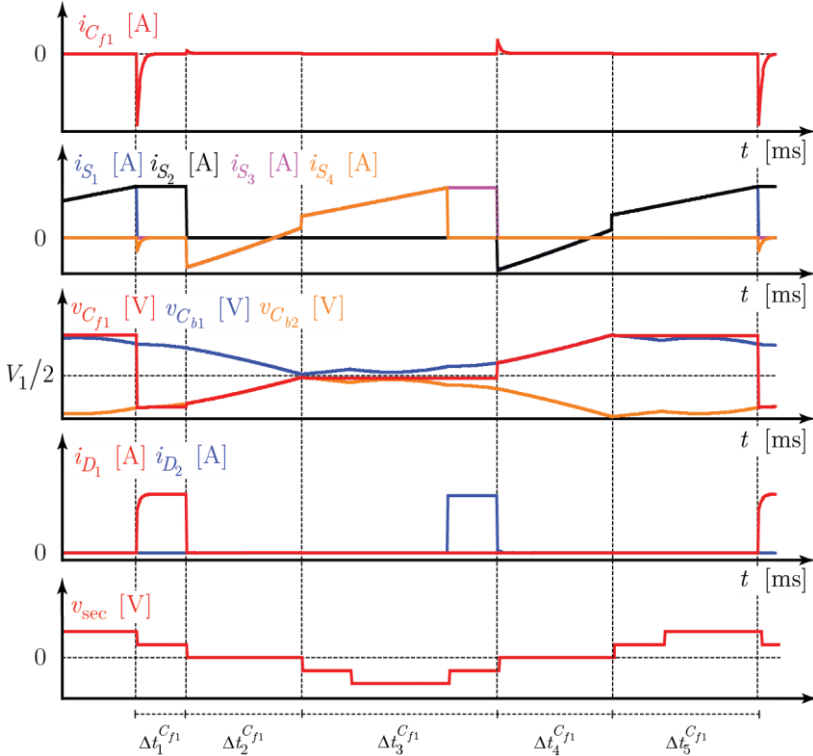


Figura 2-30: Grampeamento da tensão do capacitor flutuante C_{f1} .

2.9 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram expostas as expressões que definem os esforços de corrente nos semicondutores; foram analisadas as dinâmicas presentes durante as comutações, bem como foi exposta a análise de grampeamento dos capacitores do barramento e dos capacitores flutuantes.

Os resultados analíticos obtidos para os esforços de corrente e tensão foram validados via simulação numérica, utilizando para tal o modelo comutado do conversor idealizado. Também foi constatada via simulação a premissa de que há o grampeamento das tensões dos capacitores do barramento e dos capacitores flutuantes.

Neste capítulo também foram mostradas as etapas de operação do conversor, bem como uma análise simplificada das limitações acerca da tensão máxima e mínima que podem ser obtidas na saída do conversor considerando o modulador proposto.

Com a posse destas informações, pode-se definir as perdas por condução e comutação nos dispositivos semicondutores, os valores das indutâncias magnetizantes a serem utilizadas, e a forma como comandar os interruptores retificadores ativos do secundário.

3 PROJETO OTIMIZADO DO CONVERSOR

Como dito anteriormente, o projeto do conversor será automatizado, ficando à cargo de uma rotina de otimização a definição dos parâmetros do conversor e dos parâmetros dos componentes magnéticos.

A rotina implementada tem como função objetivo a maximização do rendimento com a minimização dos núcleos dos transformadores, dado que são estes os maiores componentes presentes no conversor.

Posto que os esforços de corrente nos semicondutores já foram explicitados anteriormente, as parcelas das perdas faltantes são dadas majoritariamente pelas perdas nos transformadores e indutores de saída.

Para a síntese de tais elementos são utilizados núcleos planares, cuja relação entre área e volume são muito maiores do que os núcleos E-E tradicionais, resultando em um projeto com maior densidade de potência, além do fato de que facilitam a implementação do intercalamento entre enrolamentos (primário e secundário) sem afetar a isolamento entre os mesmos.

3.1 MODELOS DE PERDAS NOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Com base no conceito de que o transformador é uma das peças-chave de um conversor CC-CC isolado, faz-se o projeto deste elemento visando o correto dimensionamento das perdas envolvidas, com uma consequente diminuição do volume ocupado.

Como as comutações são promovidas pela corrente magnetizante, o primeiro passo é definir os valores das indutâncias magnetizantes.

De acordo com os valores das indutâncias que foram calculadas anteriormente (via 2-41 e 2-47), define-se o número de espiras do primário do transformador (3-1) como função da indutância magnetizante vista pelo primário e das relutâncias do núcleo (3-2) e do ar (3-3) presente nos entreferros [14].

$$N_1 = \sqrt{L_{m1} (\mathfrak{R}_n + \mathfrak{R}_{gap})} \quad 3-1$$

$$\mathfrak{R}_n = \frac{l_{med}}{\mu_n A_e} \quad 3-2$$

$$\mathfrak{R}_{gap} = \frac{l_{gap}}{\mu_0 A_e} \quad 3-3$$

Sendo l_{med} a distância média do circuito magnético, l_{gap} a distância de entreferro em um laço de fluxo, A_e a área de secção transversal do braço central e μ_n e μ_0 as permeabilidades magnéticas do núcleo e do ar, respectivamente.

Para ilustrar as grandezas denotadas nas equações, tem-se a Figura 3-1.

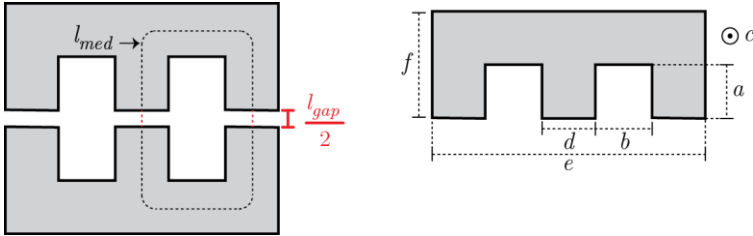


Figura 3-1: Modelo de transformador.

Para que seja assegurado que o núcleo não saturará, leva-se em consideração a expressão que define a indução magnética máxima no núcleo em função da corrente magnetizante máxima. Esta expressão pode ser obtida igualando os módulos da relação Volt-Ampère do indutor e da Lei de Faraday [14], como mostra a equação (3-4), que resulta na indução máxima no núcleo, dada por (3-5).

$$L \frac{di(t)}{dt} = N_1 \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad 3-4$$

$$B_{\max} = \frac{L_{mx} \hat{I}_{L_{mx}}}{N_1 A_e} \quad 3-5$$

3.1.1 Perdas no Núcleo

As perdas no núcleo do transformador são computadas pelo método conhecido como iGSE (*Improved Generalized Steinmetz Equation*) [15], que consiste em uma ferramenta que utiliza os coeficientes de *Steinmetz* para estimar as perdas no núcleo com base em uma excitação não-senoidal.

Este método é muito mais preciso do que o uso da equação de *Steinmetz* original, posto que esta só é válida para excitações senoidais, e que devido à natureza não-linear das perdas dos núcleos de ferrite, a decomposição da excitação em Série de Fourier e a posterior aplicação da equação de *Steinmetz* para cada harmônica não gera resultados coerentes.

Como o iGSE utiliza os coeficientes de *Steinmetz* em sua formulação, primeiramente deve-se obter tais coeficientes dos gráficos de perdas fornecidos pelo fabricante. Uma maneira de se fazer a aquisição destes coeficientes é utilizando minimização quadrática, que consiste na linearização da equação original de *Steinmetz* (3-6), resultando na síntese de um sistema de equações com vários pontos extraídos no gráfico de perdas fornecido pelo fabricante (3-7) [27].

$$P = k_c f_s^x \hat{B}^y \quad 3-6$$

$$\log(k_c) + x \log(f_{s_1}) + y \log(\hat{B}_1) = \log(P_1)$$

$$\log(k_c) + x \log(f_{s_2}) + y \log(\hat{B}_2) = \log(P_2)$$

$$\log(k_c) + x \log(f_{s_3}) + y \log(\hat{B}_3) = \log(P_3) \quad 3-7$$

⋮

$$\log(k_c) + x \log(f_{s_n}) + y \log(\hat{B}_n) = \log(P_n)$$

Definindo uma matriz diagonal (\mathbf{W}) onde os elementos da diagonal principal são os pesos sobre cada equação, o sistema a ser resolvido é dado por (3-8), enquanto que o vetor resultado é dado por (3-9).

$$\mathbf{A}_p^T \mathbf{W} \mathbf{A}_p \boldsymbol{\lambda} = \mathbf{A}_p^T \mathbf{W} \mathbf{b}_p \quad 3-8$$

$$\boldsymbol{\lambda} = \left[\mathbf{A}_p^T \mathbf{W} \mathbf{A}_p \right]^{-1} \mathbf{A}_p^T \mathbf{W} \mathbf{b}_p = \left[\log(k_c) \quad x \quad y \right]^T \quad 3-9$$

Para que haja a correta estimação das perdas no núcleo, os valores contidos na matriz de pesos \mathbf{W} devem se alterar dinamicamente ao passo que a rotina de otimização varre uma ampla gama de valores para a frequência de comutação e para a indução magnética no núcleo.

Este problema pode ser resolvido gerando uma função empírica que altera dinamicamente os pesos referentes aos pontos de perdas de acordo com o ponto de operação do conversor que está sendo testado pela rotina (3-11).

Para gerar o sistema referente à (3-8) primeiramente é sintetizada uma matriz $\boldsymbol{\rho}$ com os pontos extraídos do gráfico de perdas.

Em seguida são calculados os elementos das matrizes \mathbf{W} (3-11), \mathbf{A}_p (3-12) e \mathbf{b}_p (3-14). As constantes ε_1 , ε_2 e ε_3 são empiricamente selecionadas para que não haja uma divisão por zero em (3-11).

Como o que importa para a definição dos pesos das equações é a relação entre os elementos da matriz \mathbf{W} , e não os valores em si, as constantes ε_x não geram grande impacto na precisão dos coeficientes de *Steinmetz* calculados. Os valores utilizados para ε_1 , ε_2 e ε_3 são 10, 10^{-2} e 10^{-2} , respectivamente.

$$\boldsymbol{\rho} = \begin{bmatrix} f_{s_1} & \hat{B}_1 & P_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ f_{s_n} & \hat{B}_n & P_n \end{bmatrix} \quad 3-10$$

$$\mathbf{W}_{i,i} = \frac{\varepsilon_1}{\left(|f_s - \rho_{i,1}| + \varepsilon_2\right)\left(|\hat{B} - \rho_{i,2}| + \varepsilon_3\right)} \quad 3-11$$

$$\mathbf{A}_{\rho_{i,1}} = 1 \quad 3-12$$

$$\mathbf{A}_{\rho_{i,2}} = \log(\rho_{i,1}) \quad 3-13$$

$$\mathbf{A}_{\rho_{i,3}} = \log(\rho_{i,2}) \quad 3-14$$

$$\mathbf{b}_{\rho_{i,1}} = \log(\rho_{i,3}) \quad 3-15$$

Os elementos da matriz \mathbf{p} devem ser computados com os valores em Hz, T e preferencialmente mW.cm^{-3} .

Com a posse dos coeficientes de *Steinmetz* pode-se utilizar o iGSE simplificado para excitações que não impõem laços minoritários de fluxo no núcleo, que se resume à aplicação da formulação mostrada em (3-16).

$$P_V = \frac{k_i \Delta B^{y-x}}{T} \sum_j \left| \frac{V_j}{N_1 A_e} \right|^x \Delta t_j \quad 3-16$$

$$k_i = \frac{k_c}{(2\pi)^{x-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^x 2^{y-x} d\theta} \quad 3-17$$

É importante notar em (3-16) que as unidades físicas resultantes são definidas unicamente pela variável k_i , que por sua vez tem sua unidade definida pela variável k_c . Portanto, se a terceira coluna da matriz \mathbf{p} for computada com os valores das densidades de perdas em mW.cm^{-3} , esta será a unidade física de (3-16), ficando a cargo do projetista a escolha que mais lhe convém.

Porém, esta liberdade de escolha das unidades não se aplica ao somatório presente em (3-16), posto que o mesmo deve ser obrigatoriamente computado seguindo o Sistema Internacional de Unidades.

O somatório presente na equação (3-16) é calculado com base no período de comutação, onde V_j é a tensão aplicada aos terminais do primário durante cada intervalo de tempo Δt_j .

Na Figura 3-2 é mostrada a tensão aplicada aos terminais do primário de um dos transformadores durante um período de comutação.

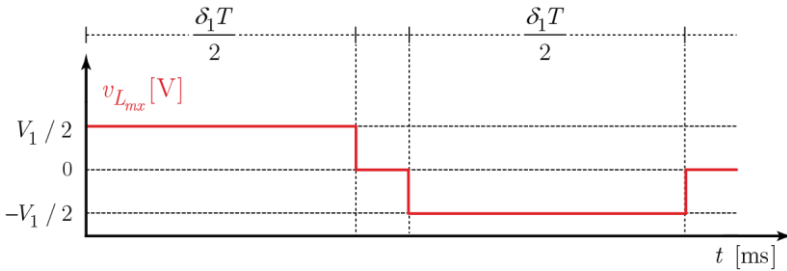


Figura 3-2 - Tensão aplicada ao primário dos transformadores.

$$P_V = \frac{k_1 \Delta B^{y-x}}{T} \left[\left| \frac{V_1}{2N_1 A_e} \right|^x \frac{\delta_1 T}{2} + \left| \frac{-V_1}{2N_1 A_e} \right|^x \frac{\delta_1 T}{2} \right] \quad 3-18$$

Aplicando as manipulações matemáticas necessárias, a potência dissipada por unidade de volume é denotada por (3-19). Os valores de ΔB , V_1 , e A_e são computados em T, V e m^2 , respectivamente.

$$P_V = k_i \Delta B^{y-x} \delta_1 \left(\frac{V_1}{2N_1 A_e} \right)^x \left[\frac{mW}{cm^3} \right] \quad 3-19$$

3.1.2 Perdas nos Enrolamentos

Um condutor submetido a uma corrente variável no tempo pode apresentar um valor de resistência efetiva muito maior do que a resistência medida em corrente contínua. Portanto, dependendo da frequência de operação e da geometria utilizada na construção do

transformador, o cálculo das perdas nos enrolamentos levando em conta a resistência mensurada em corrente contínua e a corrente eficaz pode levar a erros crassos que subestimam os verdadeiros valores das perdas envolvidas.

O aumento da resistência efetiva pode ser dividido em dois efeitos distintos: efeito pelicular e efeito de proximidade.

O efeito pelicular diz respeito à diminuição da área efetiva de um condutor devido a uma corrente variável no tempo conduzida pelo mesmo.

Este efeito, tal como o efeito de proximidade, torna-se cada vez mais presente na medida em que a profundidade de penetração do campo magnético se torna menor que as dimensões da secção transversal do condutor em questão [14].

Na Figura 3-3 tem-se um exemplo de como ocorre o efeito pelicular, onde há uma corrente principal sendo conduzida pelo condutor gerando um campo magnético rotacional, que por sua vez gera a circulação de correntes parasitas no próprio fio.

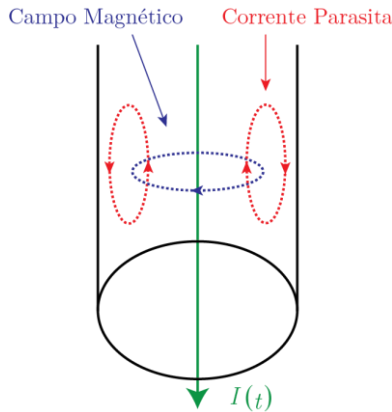


Figura 3-3: Efeito pelicular.

Ao analisar o sentido das correntes parasitas e da corrente principal, vê-se claramente que no interior do condutor estas correntes tendem a se subtrair, e nas extremidades tendem a se somar, fazendo com que a densidade de corrente – que em corrente contínua era uniforme –

tenda a ser maior ao longo das extremidades do condutor, fazendo com que a área efetiva de condução seja menor do que a área mensurada. Este efeito pode ser visto, portanto, como a influência da corrente alternada conduzida sobre si mesma.

Supondo agora a existência de várias camadas de condutores, como ocorre com duas camadas de um enrolamento de um transformador, o campo magnético produzido por um condutor gera correntes parasitas nos condutores adjacentes, causando um efeito de diminuição da área efetiva, análogo ao que ocorre com o efeito pelicular.

Com base nisso, várias formulações matemáticas foram desenvolvidas a fim de que se possa estimar o valor da resistência efetiva dada uma frequência de operação e as dimensões geométricas do elemento magnético em questão [16-19].

No caso de enrolamentos planares onde a espessura da folha de cobre é muito menor do que sua largura, uma abordagem unidimensional pode ser utilizada para a obtenção de uma formulação analítica aproximada destinada ao cálculo da resistência efetiva em corrente alternada, como mostrado por Dowell [16].

A equação (3-20) define a resistência efetiva de um enrolamento planar com N_l camadas de espessura h , enquanto a equação (3-22) denota a profundidade de penetração do campo magnético [14], com μ e σ sendo definidos como a permeabilidade magnética e a condutividade elétrica do cobre, bem como ω é definida como a frequência angular da componente fundamental de corrente no enrolamento.

$$R_{AC} = R_{DC} A \left[\frac{e^{2A} - e^{-2A} + 2\text{sen}(2A)}{e^{2A} + e^{-2A} - 2\cos(2A)} + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \frac{e^A - e^{-A} - 2\text{sen}(A)}{e^A + e^{-A} + 2\cos(A)} \right] \quad 3-20$$

$$A = \frac{h}{\delta_p} \quad 3-21$$

$$\delta_p = \sqrt{\frac{2}{\mu\sigma\omega}} \quad 3-22$$

Como provado por Ferreira [18] os efeitos pelicular e de

proximidade são ortogonais entre si, podendo ser tratados separadamente, correspondendo às duas parcelas de (3-20), com o efeito de proximidade dependente do quadrado do número de camadas.

Um fato interessante acerca da construção de transformadores de alta frequência é que as perdas nos enrolamentos variam drasticamente de acordo com a maneira como são construídos, referindo-se ao fato de que se for executado o intercalamento entre o enrolamento primário e secundário, as perdas devido ao efeito de proximidade podem ser desprezadas na parcela da corrente referente ao efeito transformador [21].

As perdas devido à corrente magnetizante não podem ser contabilizadas desta maneira, posto que para esta parcela da corrente o efeito de proximidade está sempre presente.

Analisando a Figura 3-4, onde têm-se os gráficos das densidades de perdas em função da posição do enrolamento de um transformador ideal (corrente magnetizante nula), vê-se que idealmente elas não aumentam com o número de camadas caso seja feito o intercalamento entre primário e secundário, fazendo com que as perdas nos enrolamentos sejam predominantemente devido ao efeito pelicular.

A resistência em corrente contínua pode ser calculada pela expressão (3-23), onde N é o número de espiras, m é o número de camadas, σ é a resistividade do cobre e L_{med} é o comprimento médio de uma espira dentro do núcleo. Para exemplificar, é mostrada a Figura 3-5.

$$R_{DC} = \frac{NL_{med}}{\sigma mhw} \quad 3-23$$

$$L_{med} = 5b + 2(d + c + 2g) \quad 3-24$$

Portanto, para estimar as perdas devido ao efeito pelicular nos enrolamentos do transformador, deve-se expandir as formas de onda de corrente presentes no primário e no secundário em Série de Fourier, calcular as perdas individuais de cada harmônica (até a n -ésima harmônica) levando em conta a primeira parcela de (3-20) e somá-las, posto que as perdas devido a uma corrente em um condutor são lineares com relação à sua resistência.

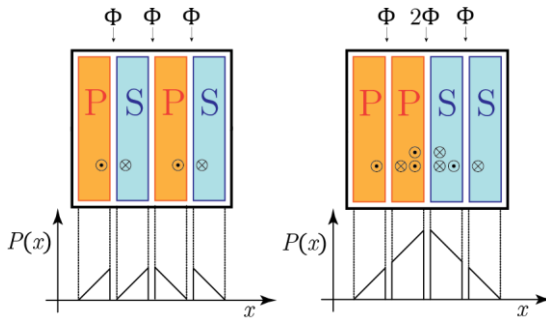


Figura 3-4: Diminuição de perdas com intercalamento entre os enrolamentos.

Para estimar as perdas devido ao efeito de proximidade são usados apenas os coeficientes da Série de Fourier referentes à corrente magnetizante e a parcela da resistência efetiva referente a tal efeito, ou seja, a segunda parcela de (3-20). Como no caso anterior, calcula-se a perda total via somatório das perdas individuais.

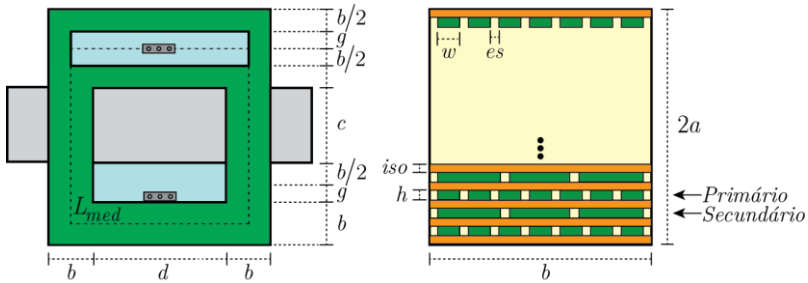


Figura 3-5: Diagrama mecânico do transformador.

Os coeficientes da Série de Fourier das correntes nos transformadores são dados pelos coeficientes da Série da derivada da função corrente. Este procedimento facilita a obtenção dos coeficientes da Série quando o período da mesma é composto por segmentos do tipo $t^k, k \in \mathbb{N}^+$.

Para elucidar o raciocínio, tem-se uma função periódica decomposta analiticamente pela definição da Série de Fourier em (3-25).

Derivando esta expressão em relação ao tempo obtêm-se a equação (3-26).

Nota-se que existe uma relação entre os coeficientes da função original e de sua derivada, como definido na equação (3-27).

$$f(t) = D_0 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_n e^{jn\omega_0 t} \quad 3-25$$

$$\frac{df(t)}{dt} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_n jn\omega_0 e^{jn\omega_0 t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Q_n e^{jn\omega_0 t} \quad 3-26$$

$$Q_n \triangleq D_n jn\omega_0 \quad 3-27$$

Portanto, se forem encontrados os coeficientes da Série da derivada da função $f(t)$, seus coeficientes são obtidos pela divisão por uma constante complexa.

A Figura 3-6 mostra a corrente no primário do transformador do NPC-1, bem como a sua derivada.

A corrente no primário do transformador referente ao NPC-1 é mostrada em (3-28), enquanto que a corrente no primário do transformador referente ao NPC-2 é dada em (3-29).

$$i_{p1}(t) = i_{Lm1}(t) + i_{sec'}(t) \quad 3-28$$

$$i_{p2}(t) = i_{Lm2}(t) + i_{sec'}(t) \quad 3-29$$

Os coeficientes da derivada da função corrente são dados por (3-30), que resulta em (3-32). Levando em conta as relações dadas por (3-33) [20], os valores eficazes dos coeficientes da Série Compacta são dados por (3-34).

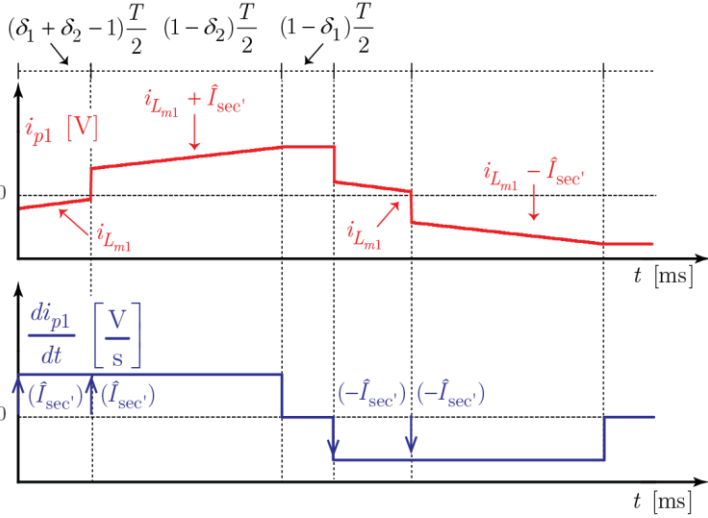


Figura 3-6: Corrente no primário (NPC-1).

$$Q_n^{i_{p1}} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{\alpha}{jn\omega_0 T} \left[1 - e^{-jn\pi\delta_1} + e^{-jn\pi(1+\delta_1)} - e^{-jn\pi} \right] + \dots \\ \dots + I_{sec'} \left[1 + e^{-jn\pi(\delta_1+\delta_2-1)} - e^{-jn\pi} - e^{-jn\pi(\delta_1+\delta_2)} \right] \end{array} \right\} \quad 3-30$$

$$\alpha = \frac{4\hat{I}_{L_{m1}}}{\delta_1 T} \quad 3-31$$

$$D_n^{i_{p1}} = \frac{1}{jn2\pi} \left\{ \begin{array}{l} \frac{\alpha}{jn\omega_0} \left[1 - e^{-jn\pi\delta_1} + e^{-jn\pi(1+\delta_1)} - e^{-jn\pi} \right] + \dots \\ \dots + I_{sec'} \left[1 + e^{-jn\pi(\delta_1+\delta_2-1)} - e^{-jn\pi} - e^{-jn\pi(\delta_1+\delta_2)} \right] \end{array} \right\} \quad 3-32$$

$$C_n^{i_{p1} ef} = \frac{2}{\sqrt{2}} \left| D_n^{i_{p1}} \right| \quad 3-33$$

$$C_n^{i_{p1} ef} = \frac{1}{n\sqrt{2}\pi} \left| \begin{array}{l} \frac{\alpha}{jn\omega_0} \left[1 - e^{-jn\pi\delta_1} + e^{-jn\pi(1+\delta_1)} - e^{-jn\pi} \right] + \dots \\ \dots + I_{sec'} \left[1 + e^{-jn\pi(\delta_1+\delta_2-1)} - e^{-jn\pi} - e^{-jn\pi(\delta_1+\delta_2)} \right] \end{array} \right| \quad 3-34$$

Analogamente são dados os valores eficazes dos coeficientes da Série Compacta da corrente no primário no NPC-2 (3-35), e no secundário dos transformadores (3-37).

$$C_{n\ ef}^{i_{p2}} = \frac{1}{n\sqrt{2}\pi} \left| \frac{\beta}{jn\omega_0} \left[e^{-jn\pi(\delta_1+\delta_2-1)} - e^{-jn\pi(1+\delta_2)} - e^{-jn\pi(\delta_1+\delta_2)} + e^{-jn\pi\delta_2} \right] + \dots \right. \\ \left. \dots + I_{sec} \left[1 + e^{-jn\pi(\delta_1+\delta_2-1)} - e^{-jn\pi} - e^{-jn\pi(\delta_1+\delta_2)} \right] \right| \quad 3-35$$

$$\beta = \frac{4\hat{I}_{m2}}{\delta_1 T} \quad 3-36$$

$$C_{n\ ef}^{i_{sec}} = \frac{I_o}{2\sqrt{2}n\pi} \left| 1 + e^{-jn\pi(\delta_1+\delta_2-1)} - e^{-jn\pi} - e^{-jn\pi(\delta_1+\delta_2)} \right| \quad 3-37$$

3.2 ELEVAÇÃO DA TEMPERATURA

Para o cálculo da elevação da temperatura serão utilizadas as expressões encontradas em [21], onde a área de dissipação é dada em função da geometria do núcleo (3-38). A elevação da temperatura (em *Kelvin*) é então calculada pela relação empírica dada por (3-39), onde P_{trafo} é a potência total dissipada no transformador. A formulação dada em (3-39) é válida para potência em W e área de dissipação em cm^2 .

$$A_{dis} \approx 4ef + 2ec + 4fc + 4b \left[d + 2(a + b) \right] \quad 3-38$$

$$\Delta T = 450 \left(\frac{P_{trafo}}{A_{dis}} \right)^{0,826} \quad [K] \quad 3-39$$

3.3 ROTINA DE OTIMIZAÇÃO

Posto que as expressões analíticas que definem as perdas no conversor foram deduzidas, uma rotina de otimização foi implementada em ambiente Mathcad® com o intuito de encontrar o melhor rendimento dentre os menores núcleos disponíveis para construção dos

transformadores. Os dados de entrada são divididos em variáveis (Tabela 3-1) e constantes (Tabela 3-2).

Variável	Descrição
$f_{s_{\min}}, f_{s_{\max}}, f_{s_{\text{passo}}}$	Limites e passo de cálculo para a frequência de comutação.
$h_{\min}, h_{\max}, h_{\text{passo}}$	Limites e passo de cálculo para a espessura do cobre nos enrolamentos do transformador.
$C_{n_{\min}}, C_{n_{\max}}$	Número da coluna da matriz de banco de dados dos núcleos disponíveis. Cada coluna da matriz contém todas as informações geométricas de um mesmo núcleo.
$\delta_{1_{\min}}, \delta_{1_{\max}}, \delta_{1_{\text{passo}}}$	Limites e passo de cálculo para a razão cíclica interna (δ_1) de ambos os NPC's.
$\delta_{2_{\min}}, \delta_{2_{\max}}, \delta_{2_{\text{passo}}}$	Limites e passo de cálculo para a variável de controle (δ_2).
$l_{gap_{\min}}, l_{gap_{\max}}, l_{gap_{\text{passo}}}$	Limites e passo de cálculo para os valores iniciais dos entreferros.
K_{c_1}, K_{c_2}	Valores das linhas dos vetores de capacitores externos disponíveis para serem acoplados entre dreno e fonte em cada transistor do primário dos NPC's.

Tabela 3-1: Variáveis de entrada da rotina de otimização.

Constante	Descrição
V_1	Tensão de entrada do conversor.
V_0	Tensão de saída de conversor.
P_0	Potência de saída do conversor.
T_{amb}	Temperatura ambiente
T_{max}	Temperatura máxima aceita nos núcleos dos transformadores.
B_{max}	Indução magnética máxima aceita no núcleo.

es	Distância entre trilhas nos enrolamentos (Figura 3-5).
iso	Distância entre camadas nos transformadores (Figura 3-5).
g	Distância entre as vias e as trilhas do enrolamento em um mesmo layer do transformador. (Figura 3-5).
K_{comut}	Constante que define o tempo de comutação. É dado como uma porcentagem do período de comutação.
C_{oss}	Capacitância de saída dos interruptores S_x .
K_r	$K_r = 1$: Os semicondutores retificadores são diodos. $K_r = 0$: Os semicondutores retificadores são MOSFETS.
K_d	$K_d = 1$: A retificação se dá via dobrador de corrente. $K_d = 0$: A retificação se dá via ponte de diodos (4 diodos).
μ_n	Permeabilidade magnética do núcleo.
R_{DSon_1}	Resistência dos interruptores S_x à 100°C.
t_c	Tempo de comutação dos interruptores S_x (3-40).
R_{DSon_2}	Resistência dos interruptores D_{ox} à 100°C. Esta constante só será levada em conta caso $K_r = 0$.
V_{D_x}	Tensão de condução dos diodos D_x .
$V_{D_{ox}}$	Tensão de condução dos diodos D_{ox} . Esta constante só é levada em conta caso $K_r = 1$.

Tabela 3-2: Constantes de entrada da rotina de otimização.

A rotina implementada pode ser dividida basicamente em uma rotina principal, que varia os parâmetros a serem utilizados por duas sub-rotinas análogas, que por sua vez fazem a otimização dos transformadores individualmente. O procedimento implementado nas sub-rotinas segue a sequência apresentada a seguir.

Primeiramente definem-se as variáveis que indicam se, para o conjunto de variáveis/constantes de entrada que estão sendo testados, existe um projeto de transformador para o NPC em questão que pode ser executado, ou seja, que não extrapole os requisitos de temperatura máxima, densidade de fluxo magnético máximo e entreferro

máximo/mínimo. Estas variáveis são definidas como T_{1OK} e T_{2OK} .

A cada nova chamada das sub-rotinas, as variáveis T_{nOK} são inicializadas com o valor 1, e caso um dos projetos não cumpra algum dos pré-requisitos, elas são postas com o valor 0, fazendo com que a rotina principal reinicialize com novos parâmetros de entrada, posto que não foi possível executar o projeto com os parâmetros fornecidos.

As variáveis de entrada das sub-rotinas são: Frequência de comutação (f_s), razão cíclica interna e variável de controle (δ_1 e δ_2), espessura do cobre (h), valor da linha do vetor que contém as capacitâncias externas a serem conectadas entre dreno e fonte dos interruptores controlados do primário (K_{c_1} e K_{c_2}) e tamanho do entreferro (l_{gap}).

A seguir é calculado o tempo de comutação (3-40), seguido pelo valor da indutância magnetizante (2-41) e da corrente magnetizante de pico (2-6).

$$\Delta t_\phi = \frac{K_{comut}}{f_s} \quad 3-40$$

O número de espiras do primário é então calculado utilizando a equação (3-1). Este valor é então arredondado para o valor inteiro mais próximo, fazendo com que seja necessário recalcular o valor do entreferro utilizando a mesma equação.

A seguir é verificado através de (3-5) se o valor da densidade de fluxo magnético máximo não excede o valor previamente especificado.

O próximo passo é o cálculo do número de espiras do secundário através da equação (4-15), cujos passos para sua obtenção serão descritos em detalhes no próximo capítulo.

Em seguida são definidos, através de (3-41) e (3-42), as larguras das trilhas dos enrolamentos primário e secundário, levando em conta a geometria do núcleo apresentada na Figura 3-5. A constante 0,95 é posta como segurança devido à tolerância nas dimensões do núcleo.

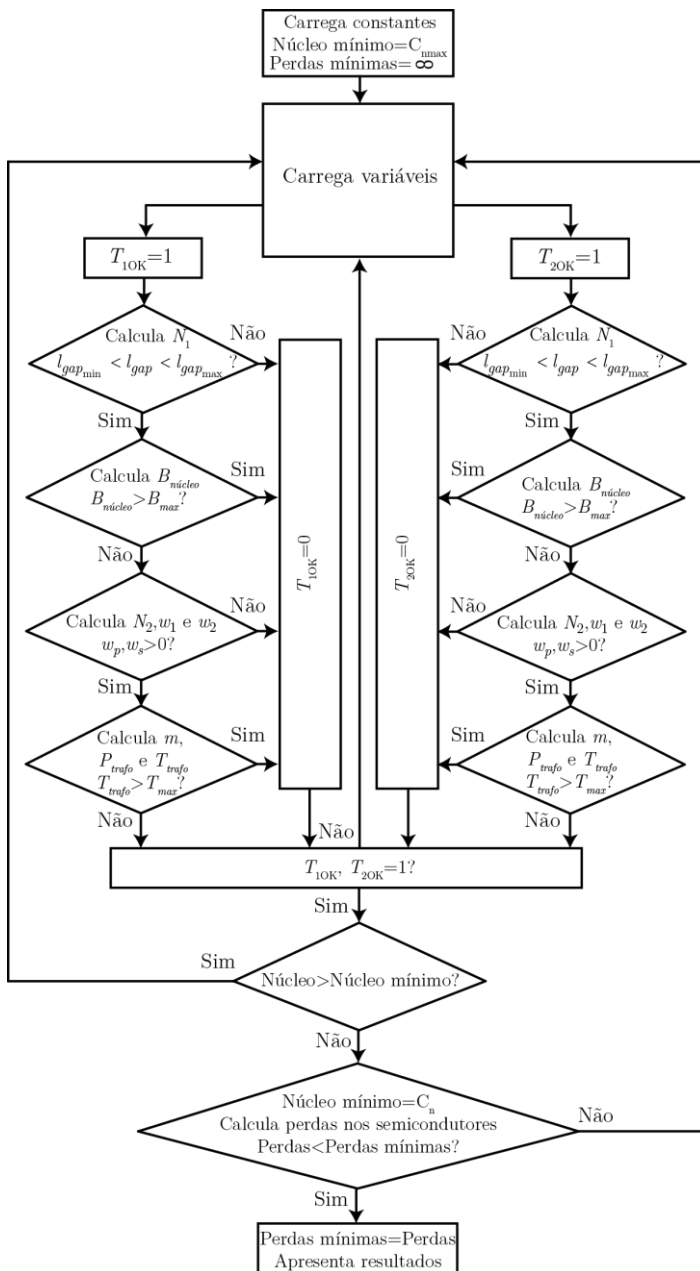


Figura 3-7: Fluxograma da rotina de otimização.

$$w_p = \frac{0,95b - (N_1 + 1)es}{N_1} \quad 3-41$$

$$w_s = \frac{0,95b - (N_2 + 1)es}{N_2} \quad 3-42$$

Para o cálculo da resistência CC (3-23), primeiramente deve-se exprimir, via (3-43), o número máximo de camadas por enrolamento que podem ser incluídos dentro do núcleo.

$$m = \frac{0,95a - iso}{h + iso} \quad 3-43$$

Com a posse de todos os parâmetros do transformador, é executado o cálculo das perdas no mesmo, como descrito anteriormente, resultando ao fim com o valor das perdas em si e a elevação de temperatura, utilizando para tal as expressões (3-17), (3-19), (3-20), (3-34), (3-35), (3-37) e (3-39).

Caso a variável T_{1OK} seja igual a 1 ao fim da primeira sub-rotina, a segunda sub-rotina importa os valores do número de espiras para o primário e secundário advinda da primeira sub-rotina e realiza os demais cálculos analogamente à primeira.

Se ao fim da otimização do segundo transformador as duas variáveis T_{1OK} e T_{2OK} forem iguais à 1, a rotina principal compara o tamanho do núcleo deste projeto com o último projeto ótimo encontrado.

Se o núcleo encontrado é menor ou igual ao ótimo, a rotina calcula as demais perdas do conversor, dadas pelos semicondutores, e então compara o valor das perdas totais com o último valor ótimo.

Caso o novo projeto contemple perdas menores que o projeto tido como ótimo até então, o projeto em questão é definido como ótimo e armazenado em uma matriz de resultados.

Os resultados da otimização do conversor são mostrados em duas tabelas, sendo a primeira referente às perdas nos elementos

semicondutores envolvidos considerando carga nominal (Tabela 3-3), e a segunda correspondente ao projeto dos transformadores (Tabela 3-4).

A Tabela 3-5 mostra o resultado da otimização para o restante do projeto.

	Valor Eficaz de Corrente [A]	Valor Médio de Corrente [A]	Perdas por Condução [W]	Perdas por Comutação [mW]
S_1	3,857	x	2,083	516,156
S_2	4,641	x	3,015	516,156
S_3	4,641	x	3,015	516,156
S_4	3,857	x	2,083	516,156
S_5	3,566	x	1,776	836,974
S_6	3,588	x	1,780	4,293
S_7	3,588	x	1,780	4,293
S_8	3,566	x	1,776	836,974
D_1	x	0,816	1,224	0
D_2	x	0,816	1,224	0
D_3	x	0,051	0,076	0
D_4	x	0,051	0,076	0
D_{o1}	44,194	31,250	20,313	0
D_{o2}	44,194	31,250	20,313	0
Total			60,534	3747,16

Tabela 3-3: Perdas nos semicondutores.

	Transformador NPC-1	Transformador NPC-2
Núcleo Fair-Rite	EI 64/10/50	EI 64/10/50
Número de espiras no primário	10	10
Largura da trilha no primário	1,182 mm	1,182 mm
Número de espiras no	2	2

secundário		
Largura da trilha no secundário	9,108 mm	9,108 mm
Espessura da trilha	243,6 $\mu\text{m}/7$ oz	243,6 $\mu\text{m}/7$ oz
Número de camadas por enrolamento	3	3
Distância do gap em um laço de fluxo	103,988 μm	576,446 μm
Indutância magnetizante vista pelo primário	480,720 μH	107,246 μH
Indução magnética máxima no núcleo	146,435 mT	146,435 mT
Perda Joule no primário	3,236 W	3,326 W
Perda Joule no secundário	1,507 W	1,507 W
Perda Joule no núcleo	5,668 W	5,668 W
Elevação de temperatura	49,534 $^{\circ}\text{C}$	49,886 $^{\circ}\text{C}$
Total	10,41 W	10,50W

Tabela 3-4: Projeto dos transformadores via otimização.

As perdas de comutação dos diodos D_x foram consideradas nulas, posto que os diodos escolhidos não apresentam corrente de recuperação reversa (Schottky).

Assim como em D_x , as perdas de comutação nos semicondutores D_{ox} são consideradas nulas, pois, como dito anteriormente, a entrada e a saída de condução são do tipo ZVS, e o bloqueio do diodo intrínseco será assumido como ZCS pela rotina.

O projeto dos indutores de saída não é incluso na rotina de otimização principal, posto que o tempo que a rotina leva para que ocorra a otimização conjunta aumenta exponencialmente.

Portanto, a otimização do projeto dos indutores de saída é feita separadamente, levando em conta os mesmos critérios e metodologias já citadas, com a diferença de que as variáveis otimizadas para o projeto principal são mantidas, à exemplo da frequência de comutação e das razões cíclicas. O projeto otimizado dos indutores de saída é dado na Tabela 3-6.

O valor das indutâncias de saída é calculado com base no valor da ondulação de corrente presente nos mesmos, dada pela equação (3-44).

$$L_{ox} = \frac{V_0(D_1 + D_2)}{2f_s \Delta I_{L_{ox}}} \quad 3-44$$

	Valor	Descrição
f_s	100 kHz	Frequência de comutação.
δ_1	0,8	Razão cíclica interna.
δ_2	0,4	Variável de controle (<i>Phase-shift</i>).
C_{ext1}	330 pF	Capacitor externo dos interruptores S_x no NPC-1.
C_{ext2}	100 pF	Capacitor externo dos interruptores S_x no NPC-2.

Tabela 3-5: Otimização para f_s , δ_1 , δ_2 e capacitâncias externas.

	Valor	Descrição/Fabricante
L_o	56 μ H	Valor da indutância (mensurado).
Núcleo	2 x APH23P60	Pó de ferro – Amocore.
N_{L_o}	20	Número de espiras.
n_{L_o}	23	Número de condutores em paralelo.
Fio	23 AWG	Bitola do condutor utilizado.
P_{fio}	6,60 W	Perda de condução no enrolamento.
$P_{núcleo}$	3,70 W	Perda no núcleo
ΔT	82,67 K	Elevação de temperatura.
$\Delta I_{L_{ox}}$	20%	Ondulação de corrente

Tabela 3-6: Resultado da otimização dos indutores de saída.

Na Tabela 3-7 são mostrados os principais componentes presentes no protótipo.

Componente	Quantidade	Fabricante	Valor/Modelo
Núcleo de L_{ox}	4	Amocore	APH23P60
C_0	2	Epcos	47 μ F/100V
S_x	8	Infineon	24N60C3
D_x	4	Cree	C3D10065I
D_{ox}	6	Ixys	DSA90C200HB
C_{qx}	4	Epcos	10 μ F/100V
C_{fx}	2	Epcos	1 μ F/450 V
C_{bx}	2	Panasonic	30 μ F/500 V
Núcleo dos transformadores	2	Fair-rite	EI 64/10/50
Dissipadores	2	Fischer	LAM315012

Tabela 3-7: Lista dos principais componentes utilizados na síntese do conversor.

3.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi exposta uma metodologia de projeto baseada em uma rotina de otimização, cujo propósito é a síntese autônoma do projeto do conversor, visando a maximização do rendimento com a minimização do volume dos núcleos dos transformadores.

Para que o cálculo das perdas no núcleo do transformador via rotina de otimização seja o mais preciso possível, foi definido um modo de extração dos coeficientes de *Steinmetz* baseada em minimização quadrática dinâmica, que busca encontrar o menor erro na síntese de tais coeficientes dependendo do conjunto de variáveis de entrada, cujos valores se alteram dinamicamente dentro da rotina principal.

Os resultados obtidos via rotina de otimização foram validados via simulação do circuito comutado, obtendo comutação suave nos interruptores do primário dentro do tempo especificado.

4 MODELAGEM DINÂMICA E CONTROLE DO CONVERSOR

A modelagem orientada ao controle da tensão de saída do conversor é feita com base no modelo de pequenos sinais [22] do circuito equivalente do secundário do transformador, repetido na Figura 4-1.

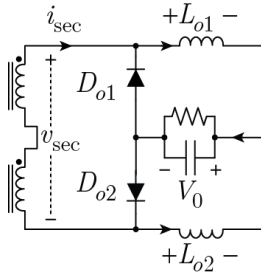


Figura 4-1: Secundário do conversor.

O conceito utilizado na síntese do modelo de pequenos sinais pode ser explicado a com o auxílio das equações (4-1), (4-2), e (4-3).

$$L \left\langle \frac{di_L(t)}{dt} \right\rangle = \langle v_L(t) \rangle \quad 4-1$$

$$C \left\langle \frac{dv_C(t)}{dt} \right\rangle = \langle i_C(t) \rangle \quad 4-2$$

$$\langle f(t) \rangle \triangleq f_s \int_{t-f_s^{-1}}^t f(\tau) d\tau \quad 4-3$$

As equações acima descritas podem ser interpretadas como uma média móvel calculada em um período de comutação, o que faz com que seja desprezado o *ripple* de alta frequência contido inevitavelmente em formas de onda comutadas.

Esta média móvel, que nada mais é do que um filtro passa-baixas, remove o conteúdo de alta frequência e permite que as variações de baixa frequência sejam modeladas, simplificando as equações obtidas.

É importante observar que, em regime permanente periódico, o lado direito das equações (4-1) e (4-2) é nulo, posto que o valor médio da tensão sobre o indutor e o valor médio da corrente no capacitor devem ser iguais à zero.

Portanto, (4-1) e (4-2) descrevem como o conteúdo de baixa frequência das variáveis de estado evoluem no tempo quando o valor médio da tensão no indutor e o valor médio da corrente no capacitor são não-nulas dentro de um período de comutação.

A tensão sobre o indutor e a corrente no capacitor são, em geral, funções não-lineares, sendo que seu conteúdo harmônico contém, além das componentes de baixa-frequência, a componente fundamental referente à frequência de comutação, bem como suas harmônicas e bandas laterais.

Portanto, para obter um modelo linear do sistema em questão, é feita uma linearização do referido sistema em torno de um ponto de operação, podendo, com algumas ressalvas, serem ignoradas as parcelas de ordem superior a um, bem como outros termos não lineares [22].

Para ilustrar o que foi explicitado, são dadas na Figura 4-2 as tensões sobre os indutores de saída do conversor.

O valor médio quase instantâneo da tensão sobre os indutores dentro de um período de comutação é descrita em (4-4).

$$L_{ox} \left\langle \frac{di_{L_{ox}}(t)}{dt} \right\rangle = \frac{1}{T} \left[-\langle v_o(t) \rangle [\delta_1(t) + \delta_2(t) - 1] \frac{T}{2} - \langle v_o(t) \rangle \frac{T}{2} + 2 \left\langle \frac{V_1'}{2} - v_o(t) \right\rangle [1 - \delta_1(t)] \frac{T}{2} + \langle V_1' - v_o(t) \rangle [\delta_1(t) - \delta_2(t)] \frac{T}{2} \right] \quad 4-4$$

$$V_1' \triangleq \frac{N_2}{N_1} V_1 \quad 4-5$$

A fim de que se possa obter o modelo de pequenos sinais referente à (4-1), deve-se admitir, como dito anteriormente, que existe um ponto quiescente de operação, tornando (4-4) em (4-6), e posteriormente em (4-9) com o auxílio de (4-7) e (4-8).

As equações auxiliares definem o ponto de operação superposto à uma perturbação em torno deste ponto.

No caso particular da análise deste conversor, é de conhecimento prévio o fato de que δ_1 e V_1 são mantidos constantes, fazendo com que seja apenas considerada uma perturbação em δ_2 , que resulta em uma alteração em v_0 .

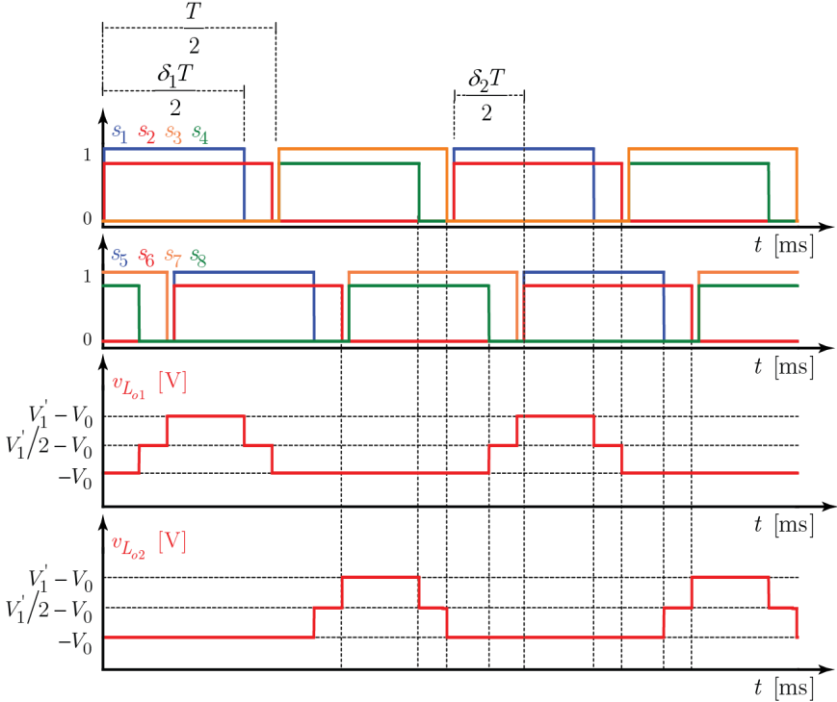


Figura 4-2: Tensão nos indutores de saída.

$$L_{ox} \frac{d(I_{L_{ox}} + \hat{i}_{L_{ox}}(t))}{dt} = \frac{1}{T} \left[\begin{array}{l} -[V_o + \hat{v}_0(t)][\delta_1 + \delta_2 + \hat{\delta}_2(t) - 1] \frac{T}{2} + \\ -[V_o + \hat{v}_0(t)] \frac{T}{2} + 2 \left[\frac{V_1'}{2} - (V_o + \hat{v}_0(t)) \right] [1 - \delta_1] \frac{T}{2} + \\ + [V_1' - (V_o + \hat{v}_0(t))][\delta_1 - (\delta_2 + \hat{\delta}_2(t))] \frac{T}{2} \end{array} \right] \quad 4-6$$

$$\langle v_o(t) \rangle = V_o + \hat{v}_o(t) \quad 4-7$$

$$\delta_2(t) = \delta_2 + \hat{\delta}_2(t) \quad 4-8$$

$$L_{ox} \frac{d(I_{L_{ox}} + \hat{i}_{L_{ox}}(t))}{dt} = \left[\frac{V_1'}{2} - V_o - \frac{\delta_2 V_1'}{2} \right] + \left[-\hat{v}_o(t) - \frac{V_1'}{2} \hat{\delta}_2(t) \right] \quad 4-9$$

A primeira parcela do lado direito de (4-9) é referente ao ponto de operação no qual a expressão foi linearizada, ou seja, é parcela quiescente do ponto de operação, que por sua vez se cancela com o termo quiescente do lado esquerdo da equação.

Portanto, (4-9) é finalmente reescrita em função de uma pequena variação da razão cíclica complementar δ_2' , resultando em (4-10).

$$L_{ox} \frac{d\hat{i}_{L_{ox}}(t)}{dt} = -\hat{v}_o(t) + \frac{V_1'}{2} \hat{\delta}_2'(t) \quad 4-10$$

$$\delta_2' \triangleq 1 - \delta_2 \quad 4-11$$

Aplicando o mesmo princípio para a equação que define o valor médio de corrente no capacitor, tem-se (4-12).

$$C_o \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = \hat{i}_{L_{o1}}(t) + \hat{i}_{L_{o2}}(t) - \frac{\hat{v}_o(t)}{R_o} \quad 4-12$$

Os circuitos equivalentes gerados pelas equações individuais são mostrados na Figura 4-3, enquanto que o circuito equivalente final gerado pelo acoplamento dos circuitos individuais é dado na Figura 4-4.

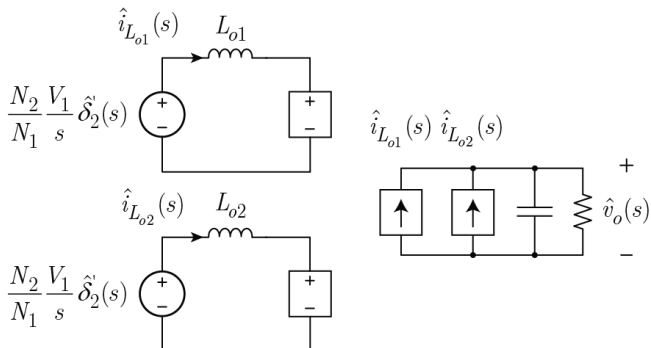


Figura 4-3: Circuitos equivalentes parciais da planta de tensão.

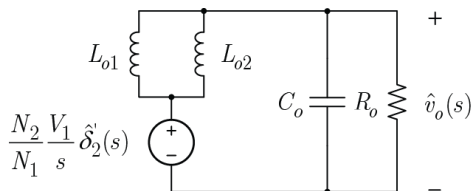


Figura 4-4: Circuito equivalente da planta da tensão.

Com o circuito equivalente em mãos, é expressa a função de transferência (4-14) da tensão de saída pela variável de controle $\delta_2'(s)$.

$$L_{o1} = L_{o2} \triangleq L_o \quad 4-13$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{\delta}_2'(s)} = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_1}{L_o C_o s^2 + (L_o/R_o)s + 2} \quad 4-14$$

A partir de (4-14) pode-se obter o ganho estático do conversor (4-15) utilizando o circuito dobrador de corrente como retificador.

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{N_2}{N_1} \frac{\delta_2'}{2} \quad 4-15$$

4.1 MALHA DE CONTROLE

A análise completa de todos os ganhos, atrasos e funções de transferência envolvidas, visando uma completa representação da dinâmica da tensão de saída é analisada a seguir.

O esquema de realimentação utilizado é mostrado na Figura 4-5.

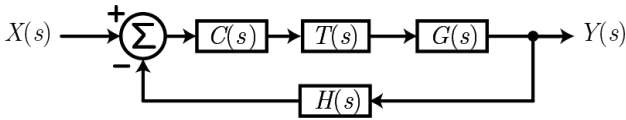


Figura 4-5: Malha de controle da tensão de saída.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{C(s)T(s)G(s)}{1 + C(s)T(s)G(s)H(s)} \quad 4-16$$

Os blocos envolvidos na malha de controle são definidos como se segue:

$C(s)$: Controlador do sistema a ser implementado. Deve ser capaz de garantir a rejeição à perturbações constantes e promover o seguimento de referências constantes com erro (idealmente) nulo, caracterizando um controlador que contenha um polo na origem.

$G(s)$: Planta de tensão em relação à δ_2' deduzida anteriormente em (4-14).

$T(s)$: Ganho e atraso linear gerado pelo modulador.

$$T(s) = \frac{2^n f_s}{f_{CLK}} e^{-s \frac{T}{2}} \quad 4-17$$

Para portadora dente-de-serra, $n=1$, e para triangular, $n=0$.

f_{CLK} : Frequência do *clock* do módulo PWM.

$H(s)$: Ganho de medição associado ao ganho do conversor A/D de 12 *bits* e filtro *anti-aliasing*.

$$H(s) = \frac{2^{12} - 1}{3} \frac{0,0625}{(2\pi 10^4)^{-1} s + 1}$$

4-18

A fim de validar o modelo de planta de tensão obtida em (4-14), tem-se a Figura 4-6, que aplica um degrau de 10% na referência de fase, fazendo com que a tensão em malha aberta se modifique.

Os valores utilizados na simulação são dados abaixo:

$$L_o = 56 \text{ mH}$$

$$C_o = 47 \text{ } \mu\text{F}$$

$$V_1 = 760 \text{ V}$$

$$R_o = 0,768 \text{ } \Omega$$

$$f_s = 100 \text{ kHz}$$

$$f_{CLK} = 60 \text{ MHz}$$

Portadora = dente-de-serra

$$N_2/N_1 = 0,2$$

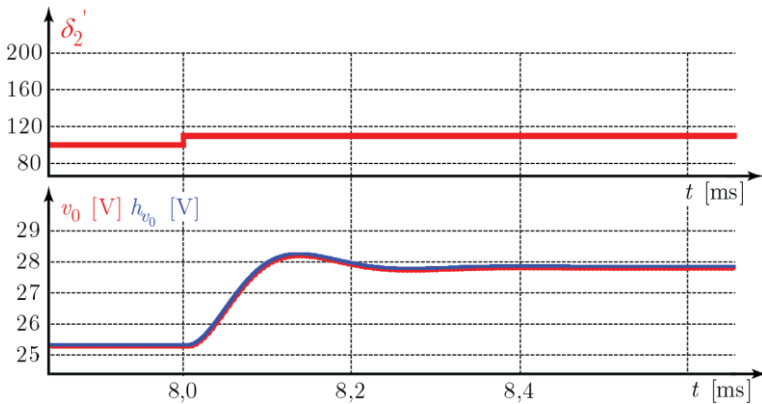


Figura 4-6: Validação do modelo de planta.

Nota-se claramente que o modelo obtido, $h_{v_0}(t)$, que é a associação

$G(s)T(s)$ no domínio do tempo, representa com exatidão o comportamento da planta de tensão do conversor.

4.2 DISCRETIZAÇÃO DA MALHA DE CONTROLE

No caso apresentado na Figura 4-5, o controlador $C(s)$ pode ser obtido pelos métodos convencionais de síntese de controladores clássicos [23-24].

Todavia, se ao invés de um controlador analógico for utilizado um controlador digital, pode-se discretizar o controlador projetado utilizando, por exemplo, a Transformação Bilinear, que consiste na aproximação de primeira ordem do mapeamento $z = e^{sT}$ [25], correspondendo a (4-20).

$$z = e^{sT} = \frac{e^{s\frac{T}{2}}}{e^{-s\frac{T}{2}}} \approx \frac{1 + s\frac{T}{2}}{1 - s\frac{T}{2}} \quad 4-19$$

$$\therefore s = \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \quad 4-20$$

Porém, para uma fiel representação das dinâmicas envolvidas levando em consideração o uso de um controlador digital, o modelo discreto equivalente do sistema realimentado deve ser obtido, posto que seu modelo pode ser deduzido matematicamente.

Como é comum na eletrônica de potência a coexistência entre sistemas discretos/amostrados e sistemas contínuos, há a necessidade de unificar o tratamento matemático destes sistemas, e para isso, primeiramente, deve-se obter a relação matemática existente entre a Transformada de Laplace de um sinal amostrado por impulsos (4-22) e a Transformada Z do sinal discreto correspondente (4-23).

$\xi(t)$ é definida, neste caso, como a função impulso unitário.

$$x^*(t) \triangleq \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t)\xi(t-nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)\xi(t-nT) \quad 4-21$$

$$X^*(s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)e^{-snT} \quad 4-22$$

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)z^{-n} \quad 4-23$$

Comparando (4-22) e (4-23), pode-se observar que a relação entre ambas é dada por (4-24).

$$X(z) = X^*(s) \Big|_s = T^{-1} \ln(z) \quad 4-24$$

Por fim, são mostradas em (4-25) e (4-26) os espectros de frequência de um sinal contínuo amostrado por impulsos e o sinal equivalente discreto.

$$X^*(jw) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)e^{-jw_c nT} \quad 4-25$$

$$X(e^{jw}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)e^{-jw_d n} \quad 4-26$$

Pode-se notar que o espectro da sequência discreta é o mesmo do sinal amostrado por impulsos, a menos de uma normalização no eixo das frequências, dada por (4-27), que mapeia a frequência de amostragem em 2π .

$$w_d = w_c T \quad 4-27$$

O que se prova através de (4-25) e (4-26) é que, se for aplicado um sinal qualquer $x(t)$ na entrada de dois sistemas, um contínuo tendo um amostrador na sua entrada, e outro discreto, e se a relação entre as

variáveis s e z forem dadas por (4-24), as saídas de ambos terão valores iguais nos instantes de amostragem.

Como sinais discretos não são definidos entre os instantes de amostragem, a abordagem utilizada trata apenas destes instantes, permitindo que as propriedades de um sistema discreto equivalente sejam obtidas, cujo comportamento corresponde ao sistema original nos instantes de amostragem. Este sistema, portanto, pode ser estudado utilizando a Transformada Z.

Pode-se definir, portanto, dois sistemas genéricos básicos, denotados por (4-28) e (4-29).

$$Y(s) = X^*(s)C(s) \quad 4-28$$

$$Y(Z) = X(Z)C(Z) \quad 4-29$$

$$\therefore Y(z) = \mathcal{Z}\{X^*(s)C(s)\} = X(z)C(z) \quad 4-30$$

Pode-se dizer, então, que (4-29) é a representação equivalente no domínio Z de (4-28), cuja relação entre ambas é denotada em (4-30).

No caso de se utilizar um controlador digital para o controle do conversor, é necessária a inclusão de um sustentador de ordem zero, definido como ZOH(s) (4-32), que modela matematicamente o valor constante da saída do controlador entre os instantes de amostragem.

$$ZOH(t) = u(t) - u(t - T) \quad 4-31$$

$$ZOH(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad 4-32$$

Para representar no domínio S um controlador discreto, são utilizados dois amostradores por impulsos na entrada e na saída da função de transferência do controlador $C(s)$, como mostra a Figura 4-7.

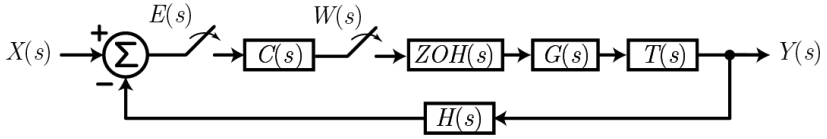


Figura 4-7: Malha de controle com controlador digital.

Equacionando o sistema, têm-se:

$$E(s) = X(s) - H(s)Y(s) \quad 4-33$$

$$Y(s) = W^*(s)ZOH(s)G(s)T(s) \quad 4-34$$

O que implica em (4-35), (4-36) e (4-37).

$$E(z) = X(z) - W(z)\mathcal{Z}\{ZOH(s)G(s)T(s)H(s)\} \quad 4-35$$

$$Y(z) = W(z)\mathcal{Z}\{ZOH(s)G(s)T(s)\} \quad 4-36$$

$$W(z) = E(z)C(z) \quad 4-37$$

Resolvendo o sistema dado por (4-35), (4-36) e (4-37), encontra-se (4-38), que representa o sistema discreto equivalente do sistema em malha fechada.

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{C(z)\mathcal{Z}\{ZOH(s)G(s)T(s)\}}{1 + C(z)\mathcal{Z}\{ZOH(s)G(s)T(s)H(s)\}} \quad 4-38$$

Com o sistema discreto sendo representado por (4-38), pode-se gerar um sistema padrão a ser utilizado para a síntese do controlador, definido na Figura 4-8.

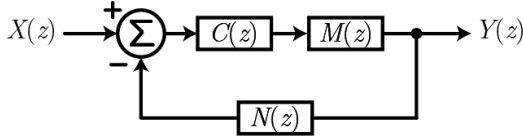


Figura 4-8: Sistema discreto equivalente.

Equacionando este sistema e comparando sua função de transferência de malha fechada com (4-35), têm-se (4-39) e (4-40), que definem as funções de transferência $M(z)$ e $N(z)$.

$$M(z) = \mathcal{Z} \{ ZOH(s)G(s)T(s) \} \quad 4-39$$

$$N(z) = \frac{\mathcal{Z} \{ ZOH(s)G(s)T(s)H(s) \}}{M(z)} \quad 4-40$$

A Transformada Z dos produtos das funções em Laplace pode ser obtida aplicando a Anti-Transformada de Laplace, amostrando o sinal resultante na frequência de amostragem e aplicando a Transformada Z.

Utilizando os valores resultantes da rotina de otimização, é verificada a validade das deduções efetuadas, a fim de comparação, resultando na Figura 4-9 e na Figura 4-10.

Nota-se que o modelo discreto condiz com o modelo contínuo até $f_s / 2$, que é limite onde não há perda de informação na banda principal no sinal processado, de acordo com o Teorema da Amostragem [20].

Vale lembrar que as deduções efetuadas anteriormente são válidas considerando que a frequência de amostragem é igual à frequência de comutação do conversor.

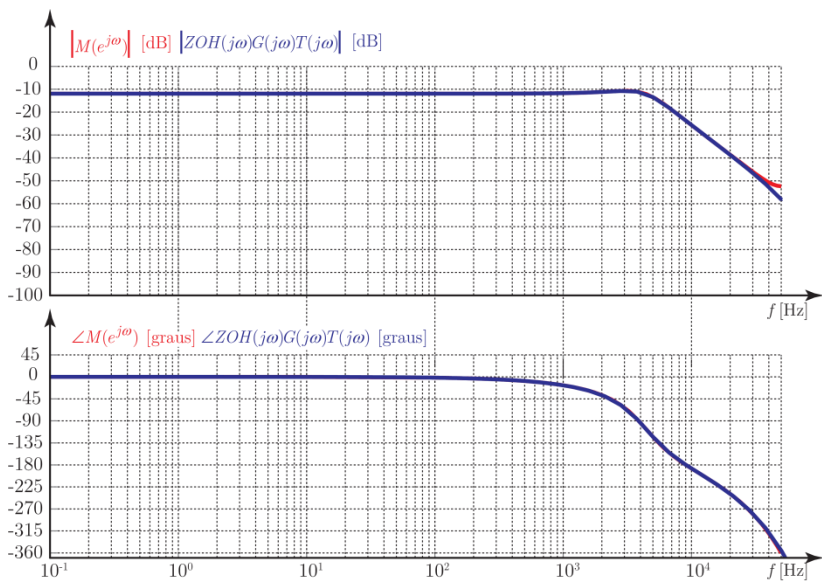


Figura 4-9: Comparação da discretização da malha direta.

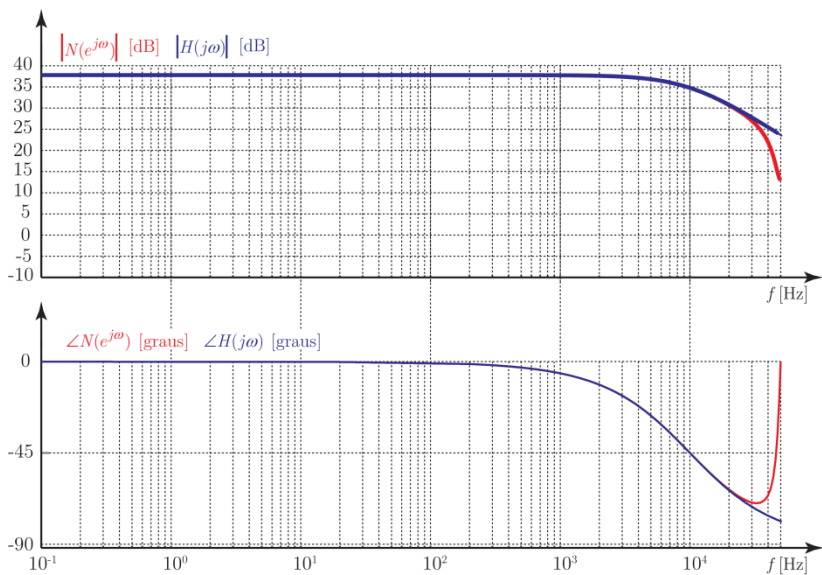


Figura 4-10: Comparação da discretização da realimentação.

4.3 PROJETO DO CONTROLADOR

Como dito anteriormente, um dos requisitos do sistema é que haja um polo na origem na malha direta. Como na planta não existe tal modo, um polo em $z=1$ é necessário no controlador.

A fim de melhorar a dinâmica do sistema, os polos dominantes gerados pelo filtro de saída do conversor (que são polos lentos) têm sua dominância retirada do sistema através da colocação de dois zeros complexos no controlador, que idealmente cancelam os referidos polos.

Supondo que um tempo de subida (10%-90%) de aproximadamente 0,5 ms seja requerido com uma excitação do tipo degrau, um par de polos complexos conjugados são colocados no controlador, sendo ajustados para que o tempo de subida seja atingido juntamente com um sobressinal nulo.

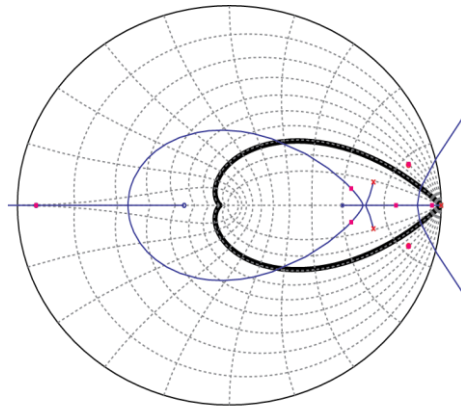


Figura 4-11: LGR do sistema em malha fechada.

Na Figura 4-11 tem-se o Lugar das Raízes do sistema em malha fechada, enquanto que na Figura 4-12 é mostrado o resultado da simulação do sistema completo para o controlador $C(z)$ proposto em (4-41). Utilizando o controlador, é mostrada na Figura 4-13 a implementação do mesmo na simulação do circuito comutado, validando a dedução do sistema equivalente discreto, a estabilidade, o sobressinal nulo e o tempo de subida requerido.

$$C(z) = \frac{0,0029157(z^2 - 1,692z + 0,7567)}{(z - 1)(z^2 - 14,361z + 0,4767)}$$

4-41

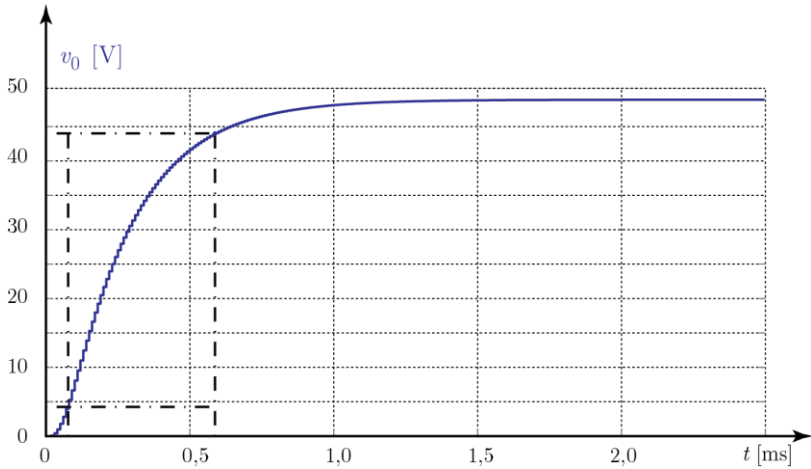


Figura 4-12: Validação do controlador com planta no domínio discreto.

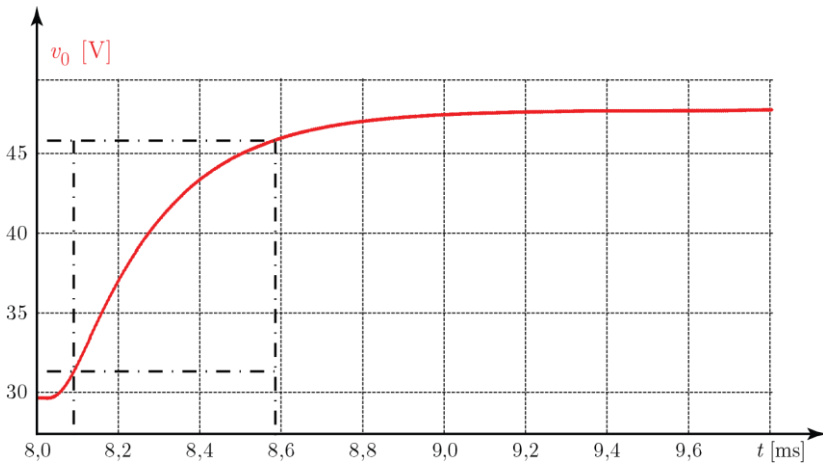


Figura 4-13: Validação do controlador com circuito comutado.

4.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram deduzidos o modelo de pequenos sinais da planta de tensão do conversor e o modelo discreto equivalente de malha fechada, possibilitando que um controlador digital seja projetado diretamente no domínio Z .

Por fim, é mostrada a resposta advinda da simulação do circuito comutado em contraste com a simulação matemática discreta do sistema em malha fechada, cuja síntese foi demonstrada neste capítulo.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram obtidos à priori em malha aberta, ou seja, sem a implementação da malha de controle da tensão de saída do conversor. Portanto, a razão cíclica foi ajustada para que a tensão de saída fosse igual à nominal de 48 V quando o conversor opera com potência nominal de saída (3 kW) e tensão nominal de entrada (760 V).

5.1 ASPECTOS CONSTRUTIVOS

A fim de validar as análises sintetizadas neste trabalho, um protótipo da topologia proposta foi construído, como mostra a Figura 5-1.

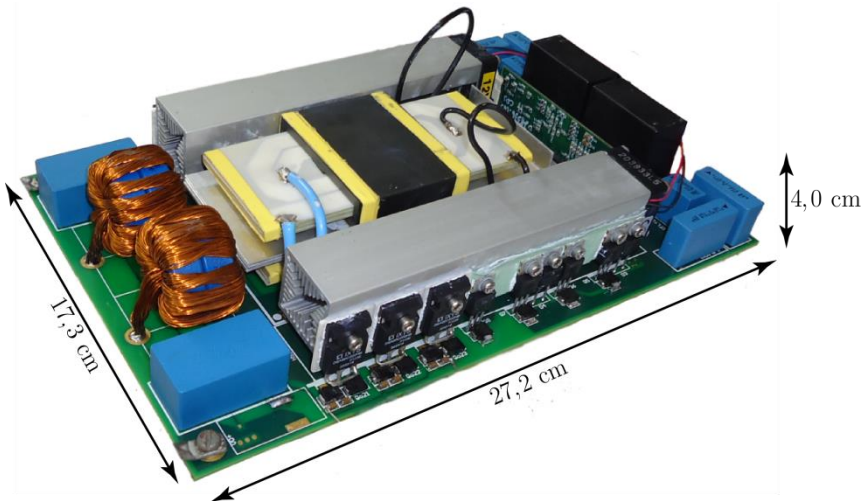


Figura 5-1: Protótipo construído.

Os transformadores planares construídos de acordo com os resultados obtidos via rotina de otimização contém os mesmos enrolamentos, apenas com diferentes valores de entreferro. O transformador sem isolamento é mostrado na Figura 5-2, enquanto que o transformador finalizado é mostrado na Figura 5-3.

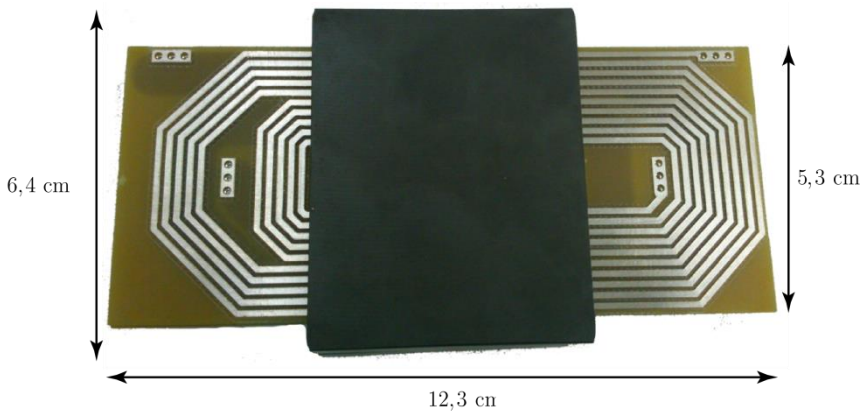


Figura 5-2: Transformador planar sem isolamento.

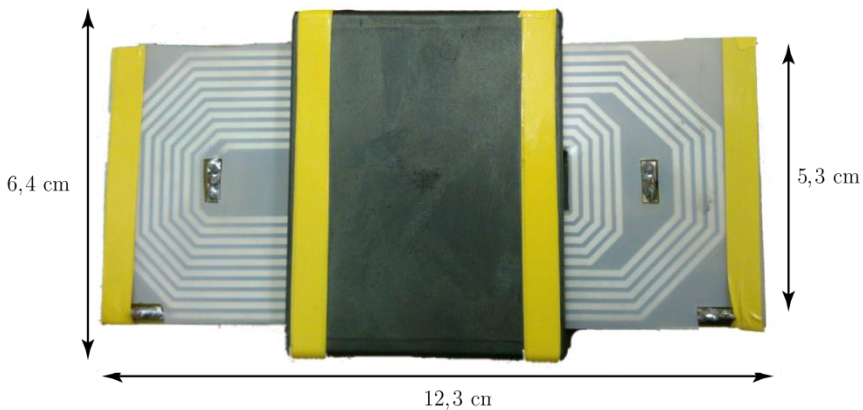


Figura 5-3: Construção final dos transformadores.

O motivo pelo qual foi optado por manter fixo o número de espiras de ambos os transformadores é que, como mostrado anteriormente, durante a primeira e a quinta etapa de operação a soma das tensões dos secundários dos transformadores é nula, fazendo com que as tensões nos capacitores do barramento se tornem iguais.

Porém, se for considerado que existe uma diferença na relação de

transformação entre os dois transformadores durante uma das etapas de grampeamento (na primeira etapa de operação, por exemplo), um dos capacitores terá uma tensão um pouco maior que o outro, característica essa que se inverterá na próxima etapa de grampeamento (na quinta etapa de operação).

Essa oscilação de tensão em torno da metade da tensão do barramento seria causa de um acréscimo das perdas de condução no conversor como um todo, posto que essa troca de energia seria feita via secundário, pois é onde a tensão é posta nula nas referidas etapas de grampeamento.

Portanto, para que haja a menor discrepância possível entre a relação de transformação, os enrolamentos de ambos os transformadores planares são idênticos, variando apenas o entreferro presente nos mesmos.

5.2 FORMAS DE ONDA

As formas de onda são mostradas em dois casos distintos, com o conversor operando com carga mínima e com carga nominal, utilizando para tal os equipamentos citados na Tabela 5-1.

Equipamentos utilizados nos testes de bancada
Osciloscópio Tektronix DPO 5034
Ponteira diferencial de tensão Tektronix TMDP0200
Ponteira de corrente Tektronix TCP0030
Ponteira de corrente Agilent N2781A
Fonte Supplier FCCT 1000-100
Analisador de potência Yokogawa WT1800
Câmera térmica FLIR SC 645

Tabela 5-1: Lista de equipamentos utilizados nos testes.

A potência mínima foi definida como sendo de 30 W, ou seja, 1% da carga nominal, posto que deve existir uma resistência máxima posta como carga para que haja o correto funcionamento do conversor.

Outro fator limitante, neste caso específico, é que a amplitude da

oscilação contida no patamar máximo de tensão dos diodos retificadores é proporcional à comutação de S_6 / S_7 , que se torna cada vez mais rápida à medida que a corrente de carga diminui.

Como esses degraus de tensão no secundário, que são dados por estas comutações, excitam as ressonâncias existentes entre as indutâncias de dispersão e as capacitâncias parasitas dos interruptores retificadores somadas às capacitâncias intrínsecas dos transformadores, quanto mais rápidas forem estas comutações, maior é a derivada de tensão no secundário, o que faz com que a amplitude das oscilações aumentem.

Portanto, quanto menor a carga, mais esforço deve ser feito pelo *snubber*, que no caso dos testes efetuados é do tipo dissipativo, para que possa manter a tensão de grampeamento em um dado patamar de tensão.

Como consequência, para trabalhar com potências menores e manter a tensão de grampeamento dentro de um certo limite, as perdas nos *snubbers* devem aumentar, prejudicando o rendimento do conversor.

Este problema, entretanto, pode ser resolvido se um grampeamento ativo for implementado, como por exemplo, outro conversor de menor potência que regenere à saída parte da energia acumulada no *snubber*, ao invés de dissipá-la em um resistor.

Este tipo de implementação foi feita no protótipo da Figura 5-1, mas houveram problemas com relação à atuação da proteção de sobrecorrente do circuito integrado que controla o conversor do *snubber* (IRS27952), posto que os interruptores utilizados no circuito possuem uma resistência de condução alta, gerando um falso sinal de erro de sobrecorrente, o que faz com que o circuito de grampeamento se desligue dependendo da potência processada.

Portanto, para evitar a queima dos interruptores retificadores por sobretensão caso houvesse uma falha no *snubber* regenerativo, optou-se por desabilitar o *snubber* regenerativo e utilizar um *snubber* dissipativo para a realização dos testes primários referentes a esta dissertação. O circuito do *snubber* regenerativo utilizado é mostrado na Figura 5-4.

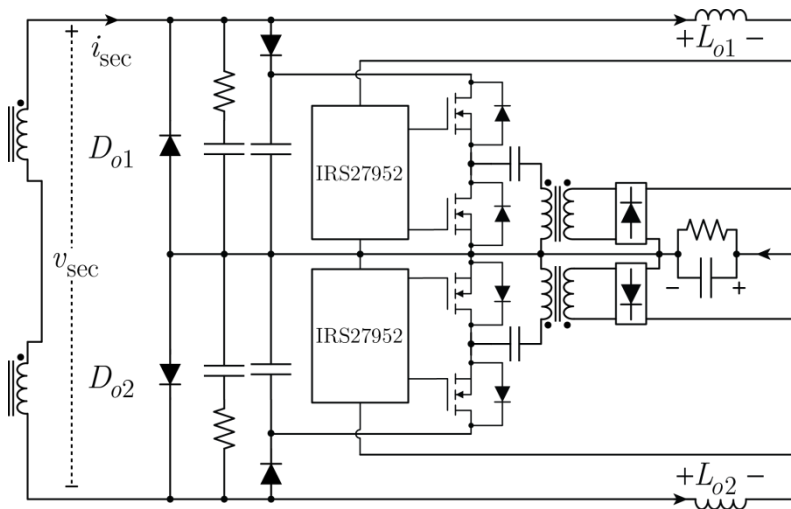


Figura 5-4: *Snubber* regenerativo implementado.

5.2.1 Operação com carga mínima

Partindo da premissa de que o conversor deve operar com cargas muito baixas e manter a comutação suave nos interruptores do primário, têm-se a Figura 5-5 e a Figura 5-6, que mostram as tensões entre dreno e fonte (v_{DSx}) e entre gatilho e fonte (v_{GSx}) dos interruptores S_3 e S_4 (NPC - 1), e S_7 e S_8 (NPC - 2), respectivamente.

A fim de comprovar as afirmações de que existe um grampeamento intrínseco entre os capacitores do barramento, é mostrada na Figura 5-9 as tensões sobre os capacitores do barramento. A seguir é mostrada na Figura 5-10 as tensões dos capacitores flutuantes.

Nota-se que o grampeamento das tensões nos capacitores ocorre sem a presença de uma malha de controle.

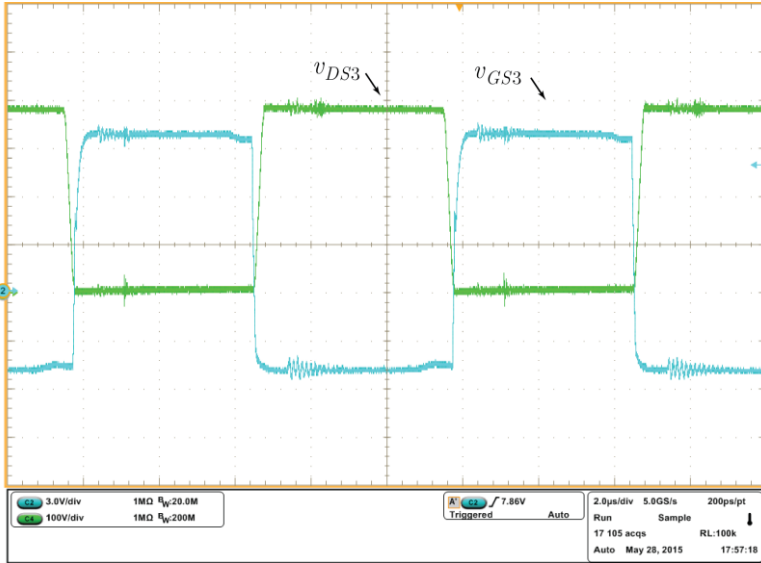


Figura 5-5: Comutação suave do interruptor S_3 com carga mínima.

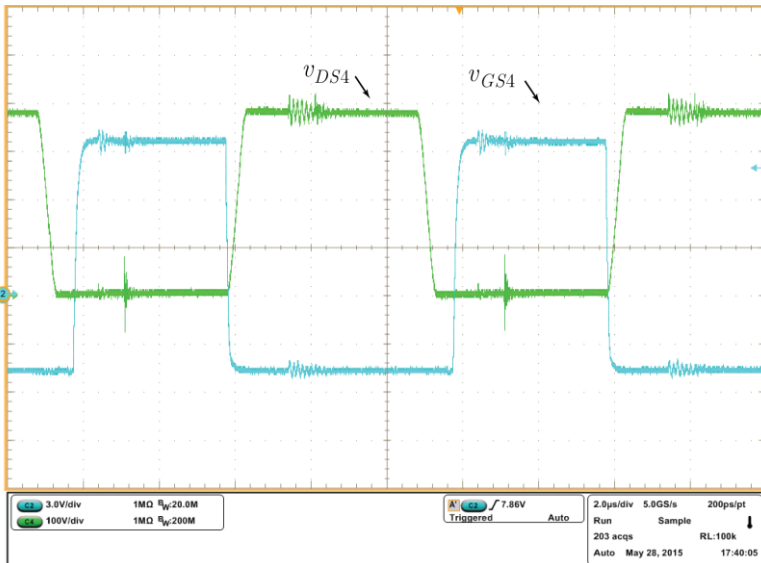


Figura 5-6: Comutação suave do interruptor S_4 com carga mínima.

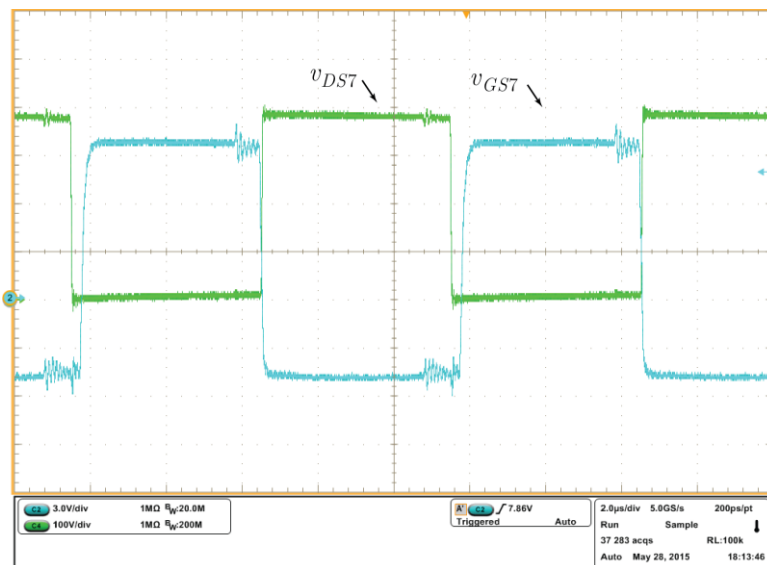


Figura 5-7: Comutação suave do interruptor S_7 com carga mínima.

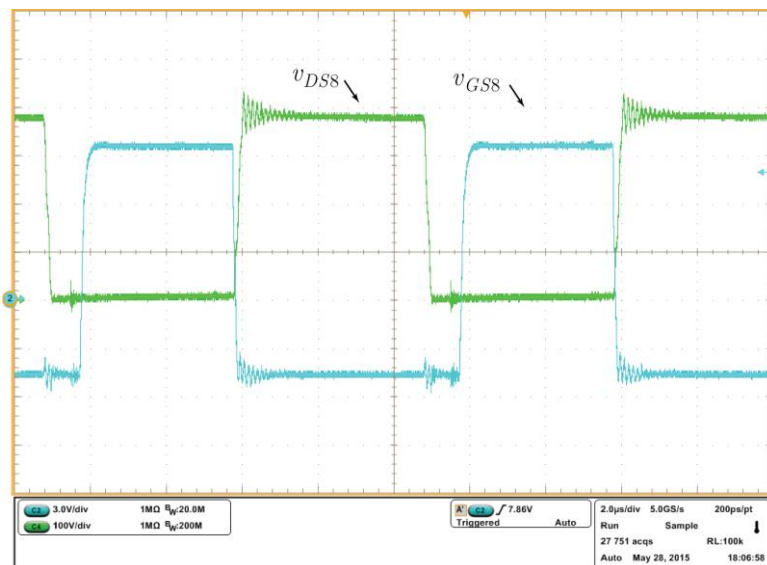


Figura 5-8: Comutação suave do interruptor S_8 com carga mínima.

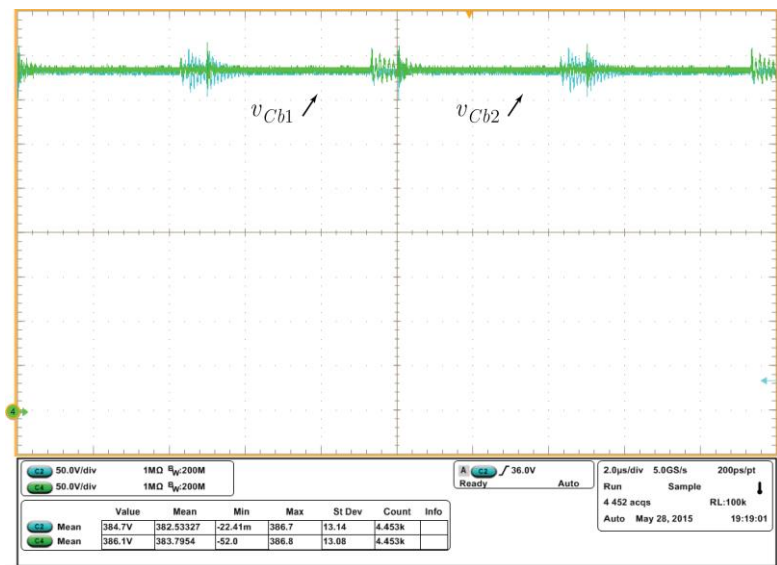


Figura 5-9: Tensões nos capacitores do barramento com carga mínima.

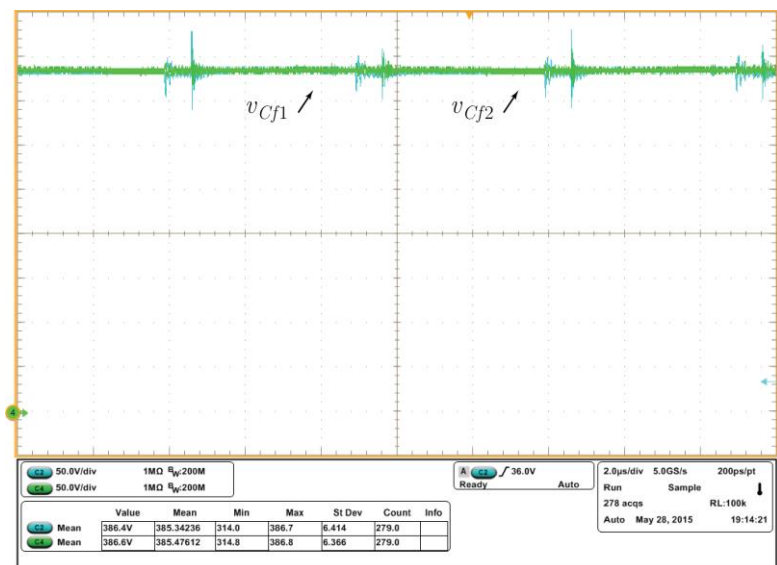


Figura 5-10: Tensões nos capacitores flutuantes com carga mínima.

As formas de onda das tensões e correntes nos primários dos transformadores do NPC - 1 e NPC - 2 para carga mínima são mostradas na Figura 5-11 e na Figura 5-12, respectivamente.

Nota-se na Figura 5-12 que as derivadas presentes na forma de onda de tensão no primário do transformador são de baixo valor (derivadas lentas), posto que a corrente disponível para todas as comutações neste braço é dada pela corrente magnetizante de pico somada à corrente de carga refletida.

No caso da Figura 5-12, há uma discrepância entre as derivadas da forma de onda de tensão, mesmo com carga mínima, e isto é resultado de um aumento intencional nas capacitâncias externas colocadas nos interruptores S_5 e S_8 , que passaram de 330 pF para 1 nF, posto que estes interruptores contém comutação não crítica, e o aumento intencional destas capacitâncias é feito para que haja uma diminuição da amplitude da oscilação no momento em que os diodos retificadores são bloqueados, posto que a tensão de patamar neste momento é a metade da tensão de patamar máxima presente nos diodos, impedindo, portanto, o grampeamento desta oscilação.

Esta oscilação não acarretará problemas de sobretensão, posto que o máximo valor alcançado pela mesma será o dobro da metade do valor de patamar, ou seja, o próprio valor de patamar máximo.

Porém, o fenômeno oscilatório citado gera ruídos que podem ser danosos ao conversor caso interfiram nos sinais de comando das chaves, ou mesmo acarretem em um aumento do volume do filtro de entrada.

Para amenizá-las, é colocado um par RC em paralelo com os diodos retificadores, cujos valores são de 1 nF e 33 Ω por diodo.

As tensões nos interruptores retificadores são dadas na Figura 5-13.

A tensão de saída é mostrada na Figura 5-14, enquanto que as tensões nos diodos D_1 / D_2 e D_3 / D_4 são mostradas na Figura 5-15 e na Figura 5-16, respectivamente.

Na Figura 5-17 é mostrada a tensão presente no secundário do conversor, enquanto que na Figura 5-18 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente presentes em um dos indutores de saída.

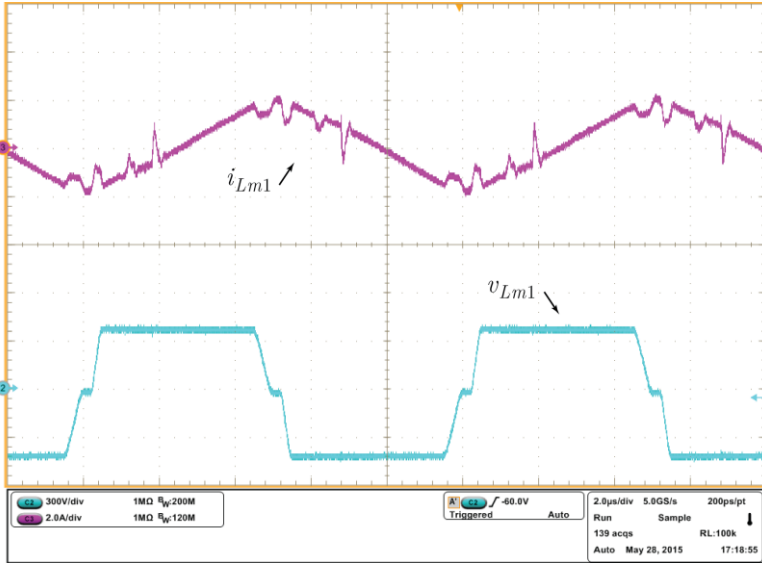


Figura 5-11: Tensão e corrente no primário do transformador do NPC – 1.

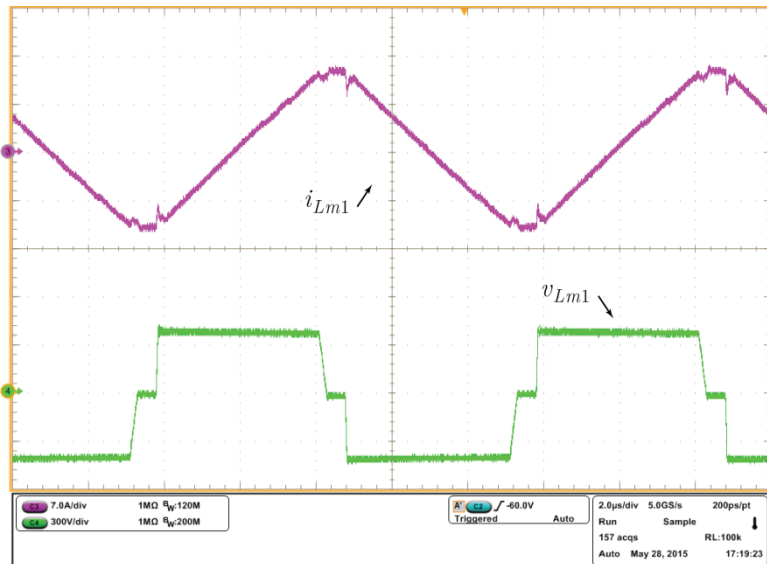


Figura 5-12: Tensão e corrente no primário do transformador do NPC – 2.

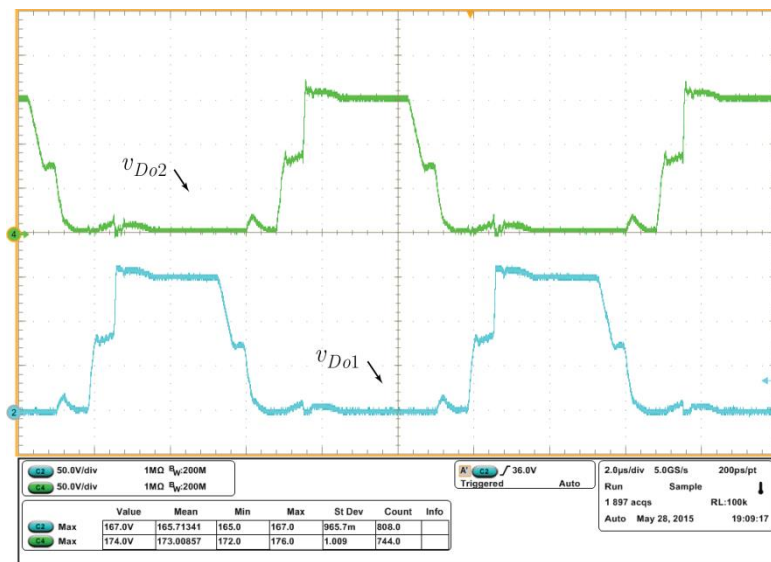


Figura 5-13: Tensões nos interruptores retificadores para carga mínima.

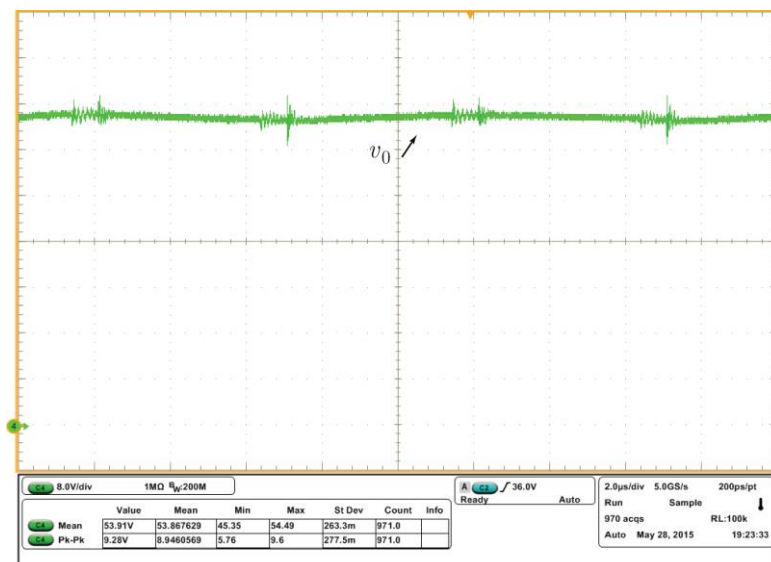


Figura 5-14: Tensão de saída para carga mínima.

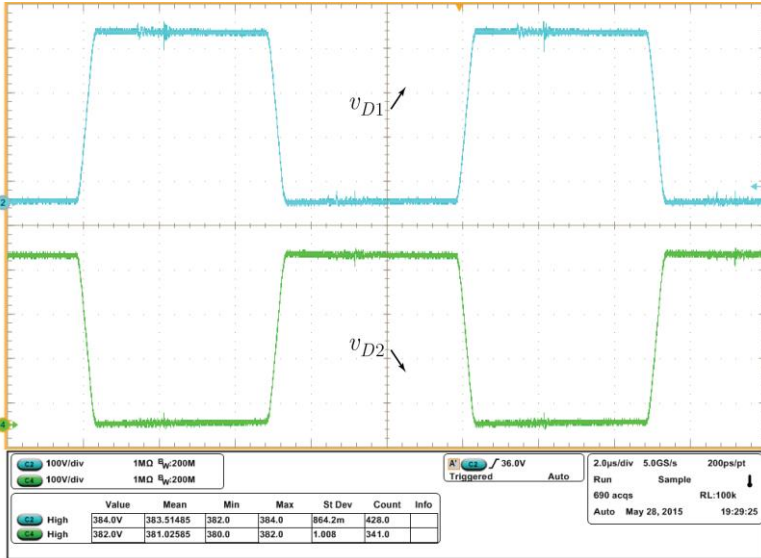


Figura 5-15: Tensões dos diodos D_1 e D_2 para carga mínima.

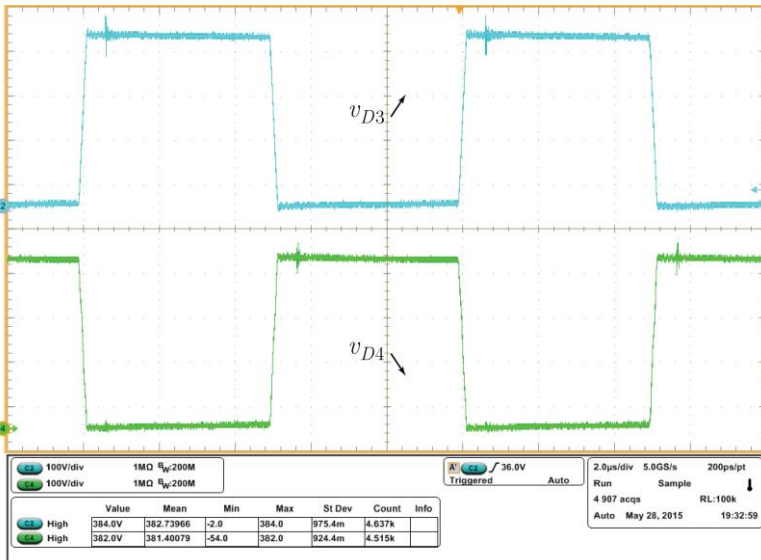


Figura 5-16: Tensões nos diodos D_3 e D_4 para carga mínima.

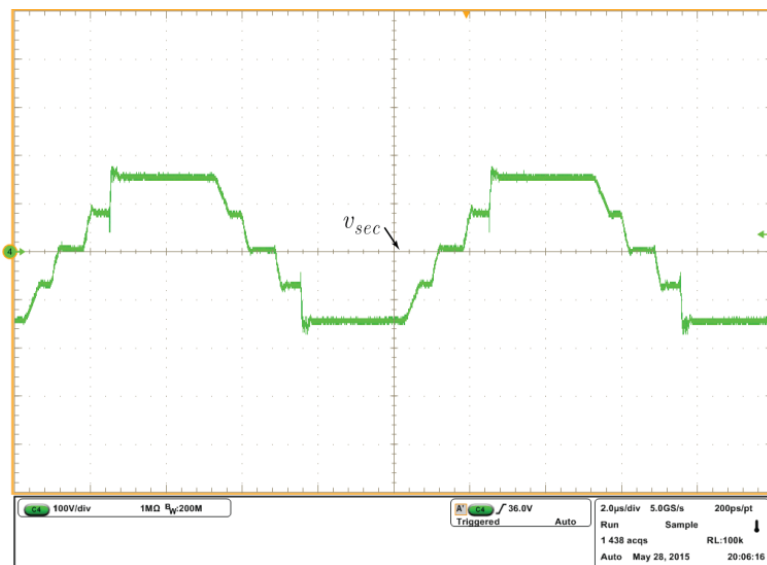


Figura 5-17: Tensão presente no secundário do conversor para carga mínima.

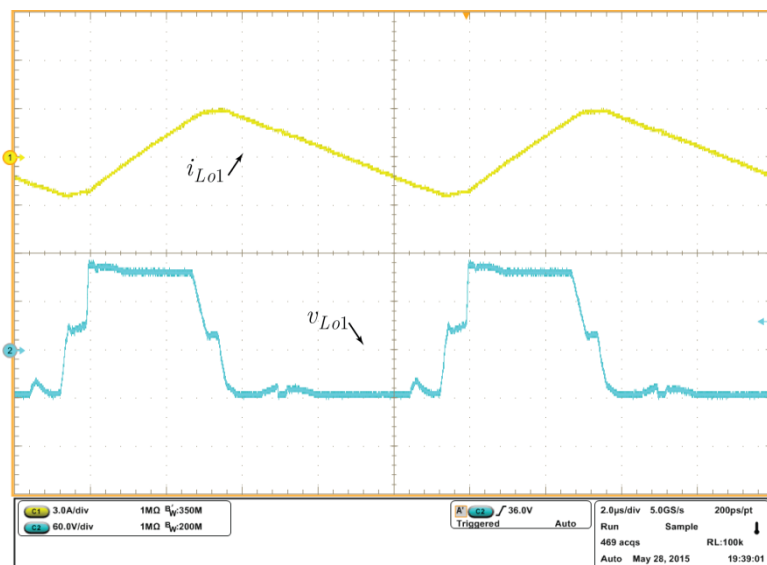


Figura 5-18: Tensão e corrente no indutor de saída para carga mínima.

5.2.2 Operação com carga nominal

O início da análise dos ensaios em bancada do conversor operando com potência nominal é dada pelas formas de onda das tensões entre gatilho e fonte, e entre dreno e fonte dos semicondutores do primário referentes ao NPC – 1 (Figura 5-20; Figura 5-19), e do NPC – 2 (Figura 5-22; Figura 5-21).

Assim como no caso da operação com carga mínima, é mostrado o balanço de tensão entre os capacitores do barramento (Figura 5-23) e entre os capacitores flutuantes (Figura 5-24).

Na Figura 5-31 é denotada a tensão no secundário, bem como são mostradas na Figura 5-32 as formas de onda de tensão e corrente nos indutores de saída.

Durante o processo de obtenção das formas de onda referentes às comutações suaves dos interruptores do primário com o conversor operando com potência nominal, notou-se que havia um ruído com frequência e amplitude elevadas, perto da metade da amplitude do sinal em si, nos sinais de tensão entre gatilho e fonte dos semicondutores.

A fim de se investigar a procedência do mesmo, retirou-se a ponteira que fazia a medição da tensão entre dreno e fonte, verificando então que o ruído desaparecia por completo.

Como as ponteiras utilizadas não são isoladas e contém uma rejeição de modo comum finita, decidiu-se colocar um filtro de modo comum em cada ponteira, constituído de um núcleo toroidal de alta permeabilidade magnética, resultando em uma diminuição considerável do ruído em questão.

Porém, para uma completa eliminação do ruído, optou-se por utilizar um limitador interno na banda do osciloscópio, que passou a ser de 20 MHz. Com isso, o ruído foi eliminado sem grandes consequências para os tempos de subida/descida do sinal de gatilho, sendo possível a retirada dos núcleos que compunham o filtro de modo comum presente nas ponteiras.

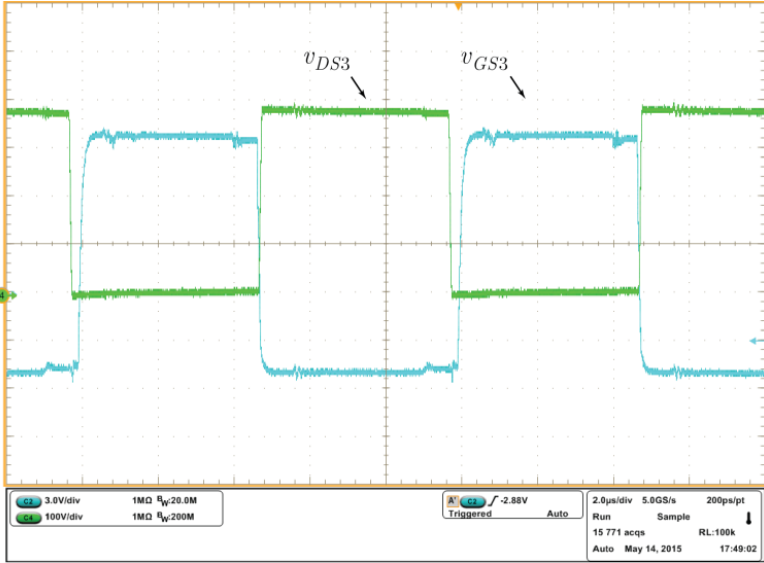


Figura 5-19: Comutação suave do interruptor S_3 com carga nominal.

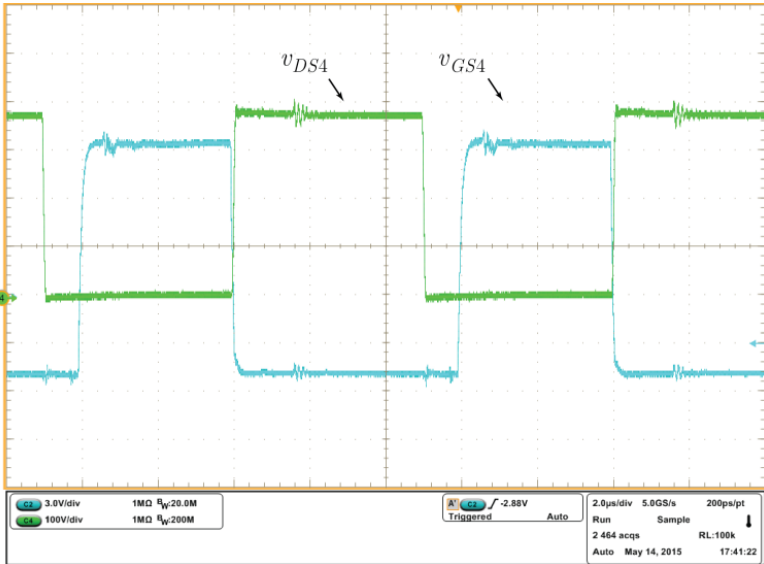


Figura 5-20: Comutação suave do interruptor S_4 com carga nominal.

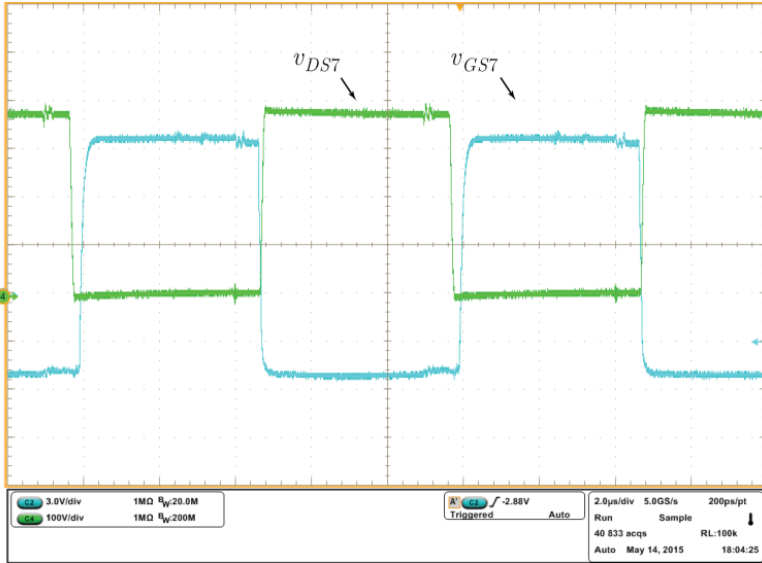


Figura 5-21: Comutação suave com carga nominal do interruptor S_7 .

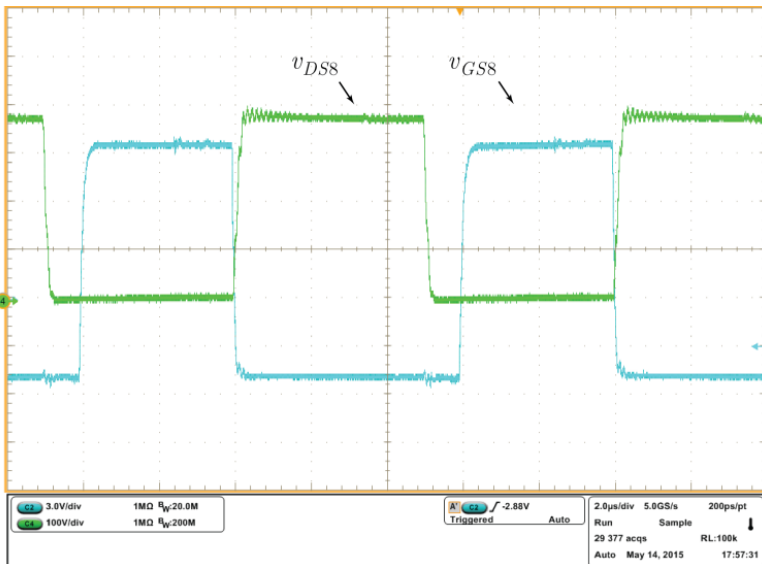


Figura 5-22: Comutação suave com carga nominal do interruptor S_8 .

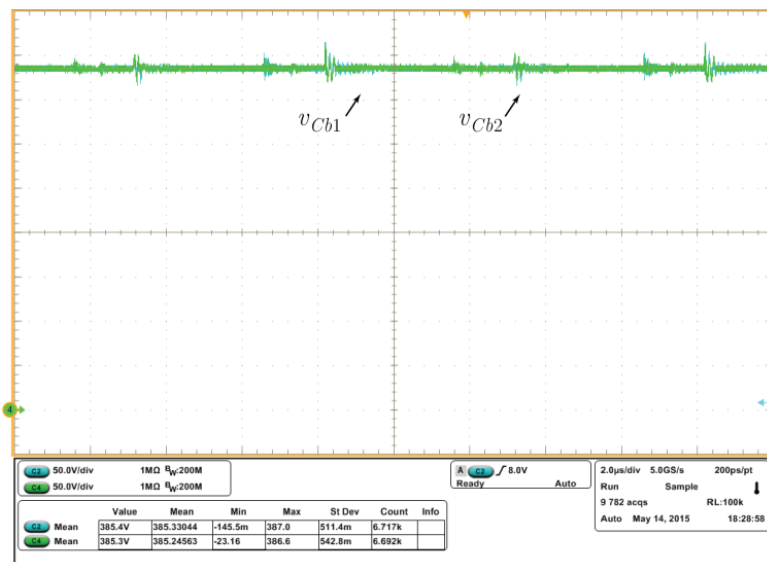


Figura 5-23: Tensões nos capacitores do barramento com carga nominal.

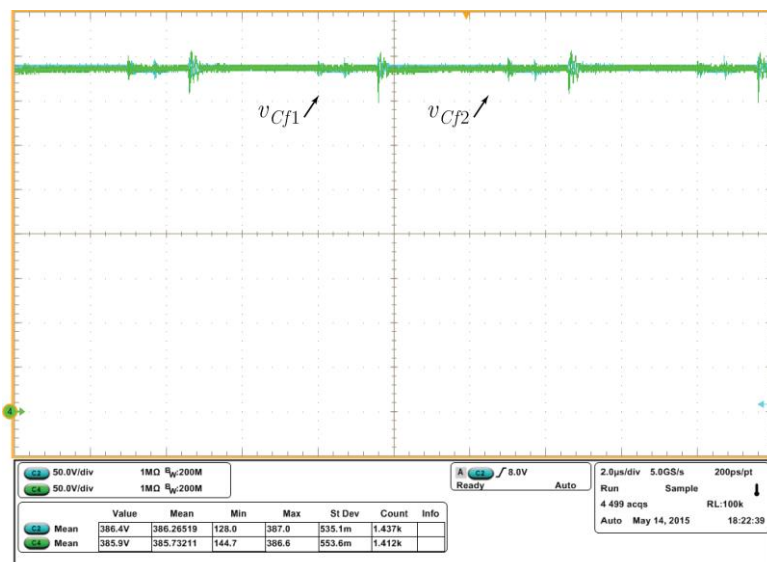


Figura 5-24: Tensões nos capacitores flutuantes com carga nominal.

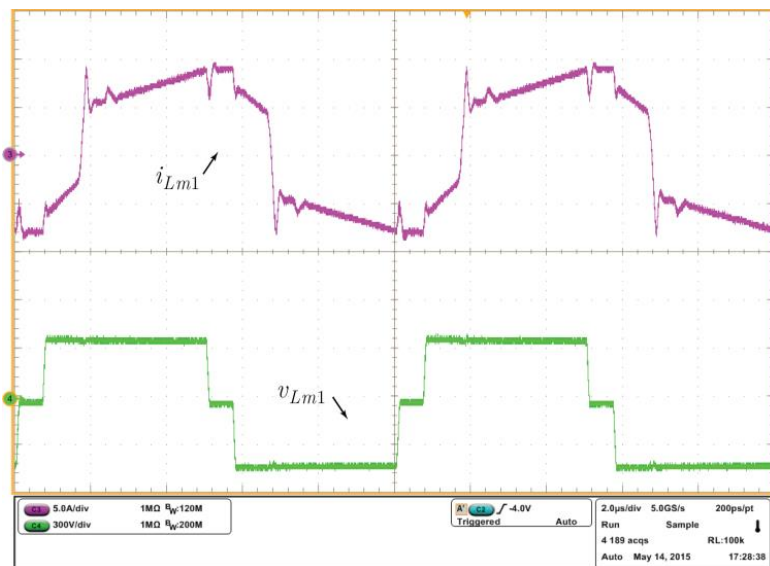


Figura 5-25: Tensão e corrente no primário do transformador do NPC – 1.

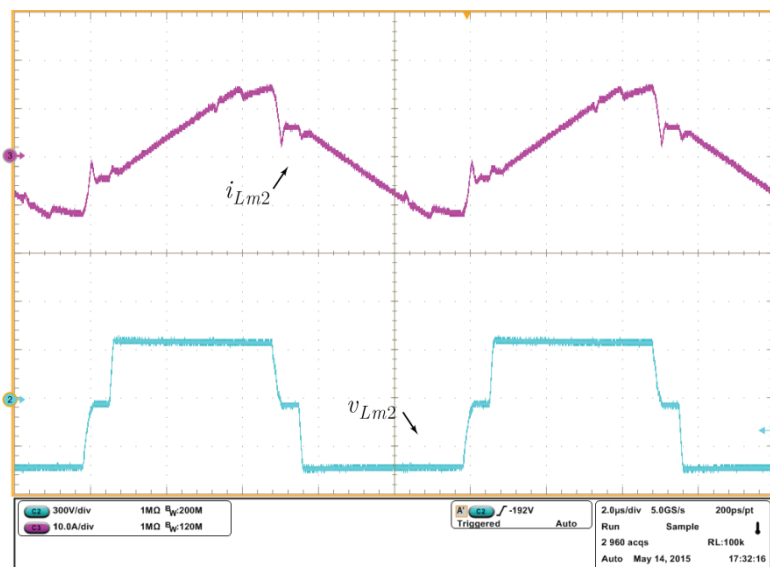


Figura 5-26: Tensão e corrente no primário do transformador do NPC – 2.

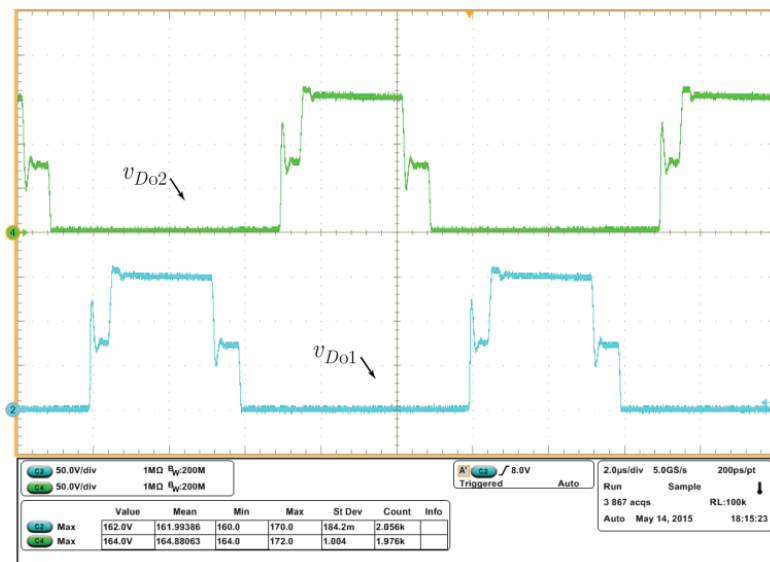


Figura 5-27: Tensões nos interruptores retificadores para carga nominal.

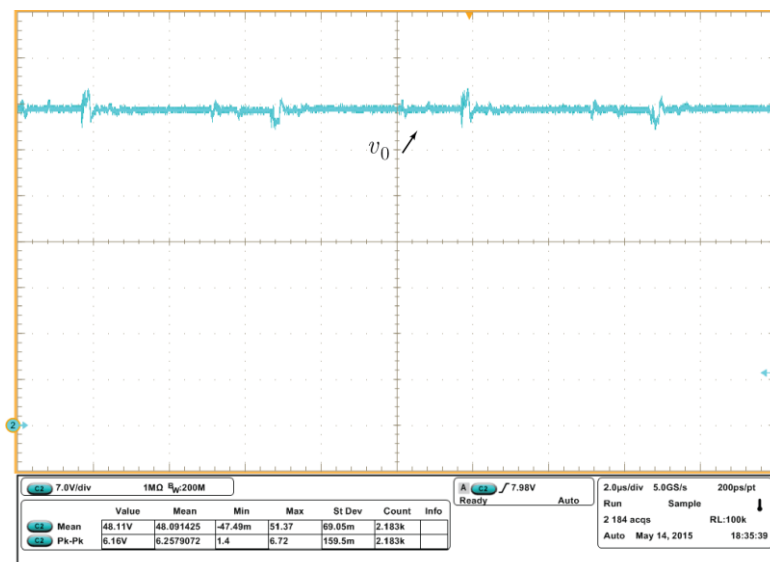


Figura 5-28: Tensão de saída para carga nominal.

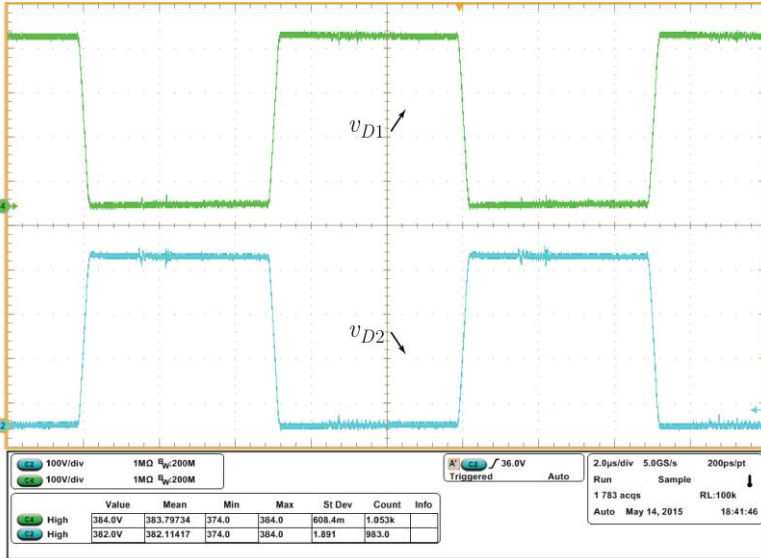


Figura 5-29: Tensões dos diodos D_1 e D_2 para carga nominal.

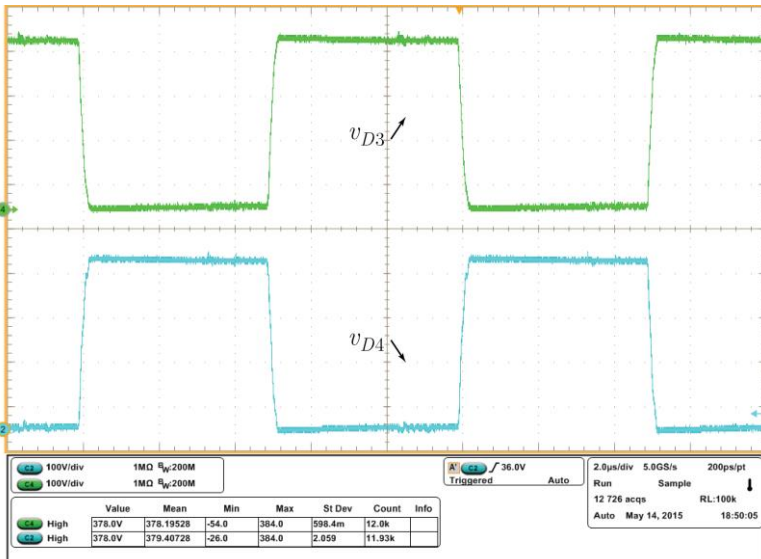


Figura 5-30: Tensões dos diodos D_3 e D_4 para carga nominal.

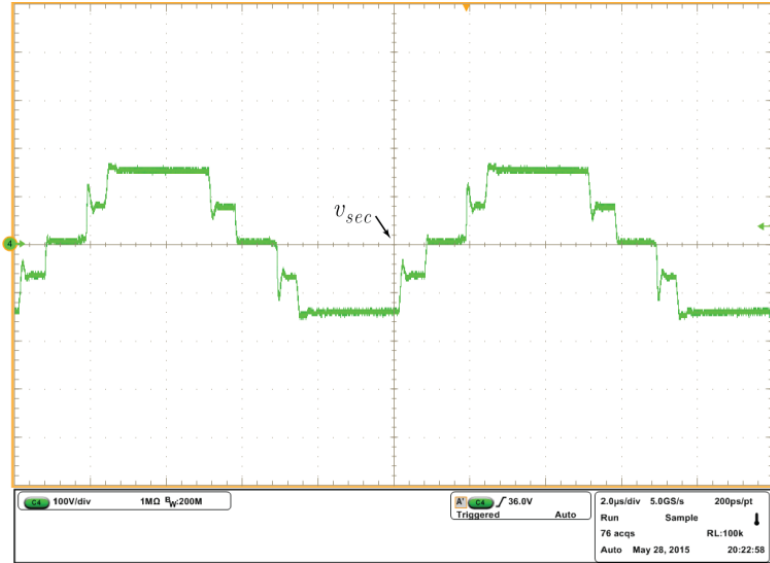


Figura 5-31: Tensão presente no secundário do conversor para carga nominal.

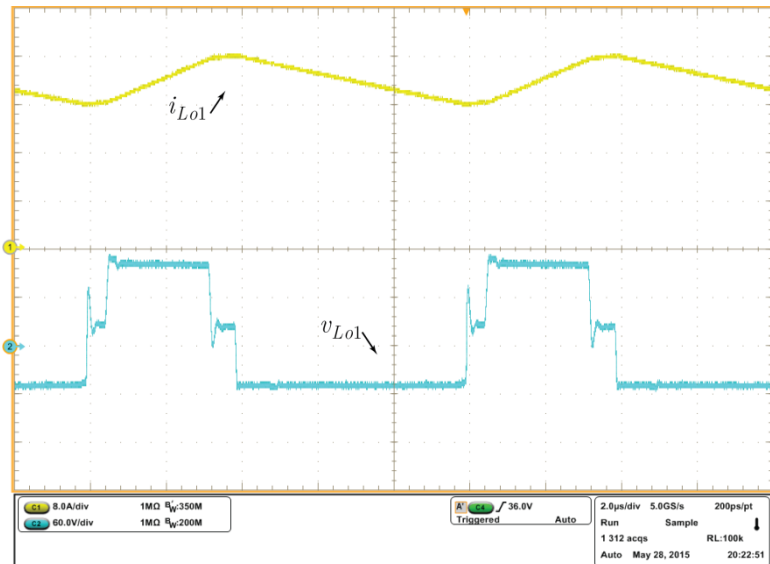


Figura 5-32: Tensão e corrente no indutor de saída para carga nominal.

Por fim é mostrado o ensaio térmico do conversor operando com carga nominal.

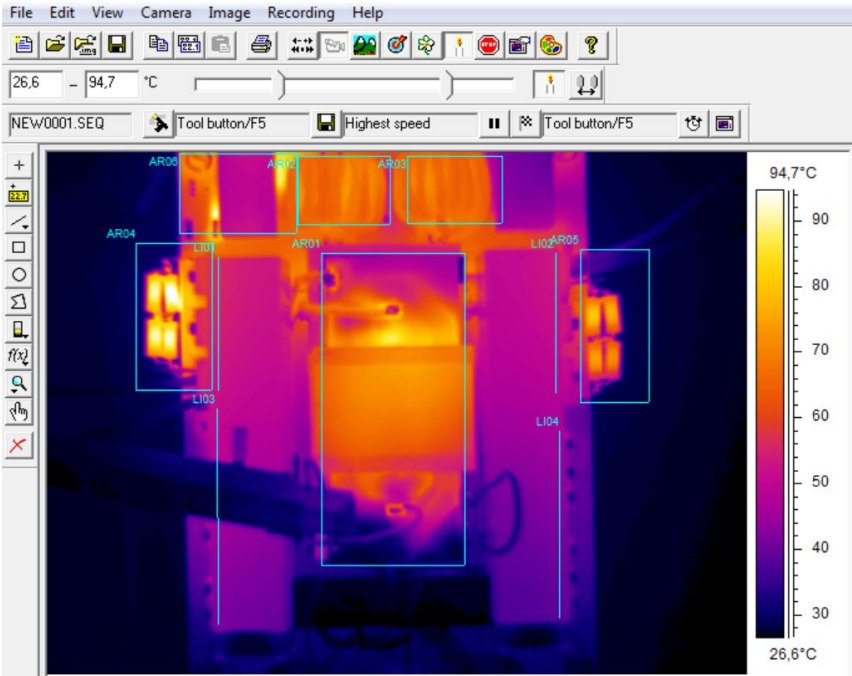


Figura 5-33: Ensaio térmico com carga nominal.

5.3 VALIDAÇÃO DO PROJETO OTIMIZADO

Partindo do pressuposto de que a rotina de otimização deveria encontrar o melhor rendimento dentre o menor núcleo cujo projeto fosse plausível, têm-se que comparar os resultados teóricos com os experimentais.

Os valores calculados pela rotina, que diz respeito à construção mecânica dos transformadores, puderam ser executadas na prática com êxito, bem como os valores calculados pela rotina para as indutâncias

magnetizantes serviram o propósito de executar as comutações suaves em uma ampla faixa de carga, utilizando para tanto os outros parâmetros fornecidos pela mesma, como frequência de comutação, razões cíclicas, capacitâncias externas, e etc.

A fim de comparação, é criada uma outra rotina, também em ambiente Mathcad, que varia a corrente de saída do conversor levando em conta os parâmetros otimizados para que possa ser traçada uma curva teórica de rendimento.

A Figura 5-34 denota a curva teórica (considerando a potência dissipada no *snubber* dissipativo implementado) juntamente com os pontos experimentais colhidos via teste com o analisador de potência, enquanto a Tabela 5-2 resume os valores experimentais obtidos para o rendimento do conversor.

Fração da Carga Nominal [%]	16,67	33,33	50,00	66,67	83,33	100,00
Rendimento [%]	86,3	91,1	92,6	93,2	93,3	93,2

Tabela 5-2: Rendimentos obtidos experimentalmente.

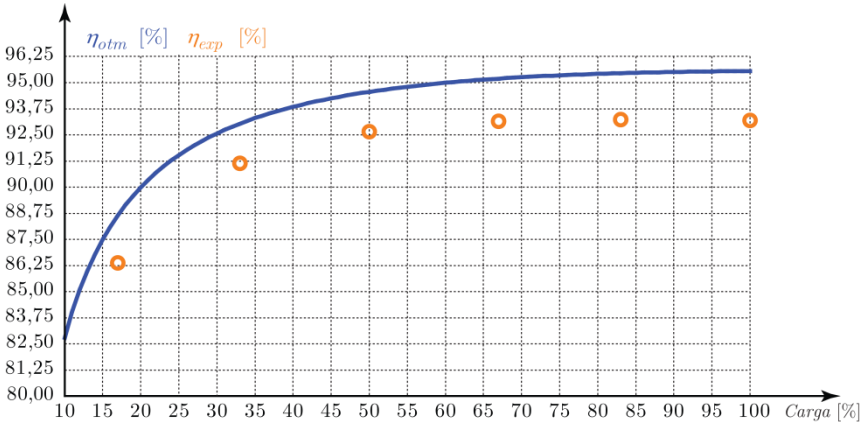


Figura 5-34: Curva de rendimento teórica otimizada e valores experimentais.

Nota-se claramente que há uma discrepância considerável entre os valores teóricos de perdas e os valores práticos obtidos.

Após descartar erros de cálculo na obtenção das funções dos esforços de corrente nos semicondutores, bem como na medição das grandezas envolvidas, e sabendo que as formas de onda encontradas nos ensaios práticos estavam com o formato de acordo com as formas de onda teorizadas, buscou-se encontrar a fonte primária dessa discrepância.

Primeiramente, analisa-se a função que define o cálculo do rendimento (5-1).

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_z} \quad 5-1$$

Nota-se que tal função possui uma sensibilidade às perdas (P_z) que decai ao passo que a relação entre as perdas e a potência de saída tende à zero, o que significa que um grande erro pode ser cometido no cálculo das perdas e a função rendimento não apresentará grande discrepância à medida que o rendimento do conversor em questão seja muito alto, à exemplo de alguns conversores CA-CC que podem ultrapassar os 98% de rendimento [26].

Porém, no caso de conversores CC-CC isolados, que geralmente apresentam rendimentos mais modestos, o erro no cálculo das perdas deve ser corrigido de alguma forma, posto que a estimação errônea das mesmas acarreta em um erro considerável no cálculo do rendimento.

Este erro ocorre porque ao sintetizar as expressões matemáticas dos esforços nos semicondutores, parte-se do pressuposto que o rendimento é unitário, e portanto, os interruptores apenas processam a potência que é destinada à carga.

O fato é que os esforços são maiores que o previamente previsto, pois a potência processada é, na verdade, dada pela potência destinada à carga somada às perdas existentes no conversor, e como dito anteriormente, quanto menor o rendimento do conversor, maior é esta discrepância.

Portanto, para tentar elucidar como será compensada parte das

discrepâncias presentes no cálculo do rendimento, parte-se do pressuposto que um conversor genérico pode ser modelado por uma fonte de tensão, que é função de uma razão cíclica (ou outra variável de controle) e que está conectada à uma carga que processa uma certa potência P_0 .

No caso definido pela Figura 5-35 (a) têm-se o modelo básico por valores médios de um conversor idealizado, ou seja, com rendimento unitário. Já a Figura 5-35 (b) denota um modelo mais realista do conversor, em que a resistência R_1 é posta para modelar a resistência série equivalente existente no conversor, enquanto que a fonte de tensão V_1' denota um valor mais realista para a entrada de tensão do modelo do conversor.

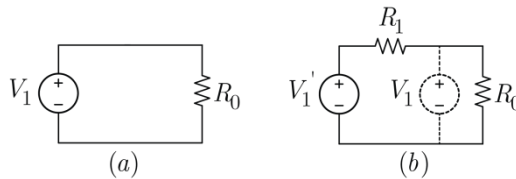


Figura 5-35: Circuito equivalente simplificado do conversor.

Desconsiderando os elementos de perda transversais, pode-se calcular a relação existente entre a potência de entrada calculada previamente (Figura 5-35(a)) e a potência de entrada considerando o modelo da Figura 5-35 (b) (5-2).

$$\frac{P_1}{P_1'} = \frac{V_1}{V_1'} \tag{5-2}$$

Como o denominador da função dada em (5-1) é a própria potência de entrada idealizada (P_1), esta deve ser multiplicada pela relação dada em (5-2) para que haja uma correção na estimativa do rendimento do conversor.

Portanto, a função rendimento deve ser reescrita, como denota (5-3).

$$\eta = \frac{V_1}{V_1'} \frac{P_0}{P_0 + P_z} \quad 5-3$$

O problema desta abordagem resume-se em encontrar uma função que defina o valor da função V_1' , que por sua vez pode ser obtida encontrando-se o ganho estático do conversor levando em consideração os valores das resistências de condução e das quedas de tensão dos interruptores utilizados.

Resolvendo o sistema de equações que definem a nova função de ganho estático, encontram-se as expressões (5-4) e (5-5), que definem os ganhos para a retificação utilizando diodos e MOSFETS, respectivamente.

$$V_0 = \left[\frac{N_2^2 \left[D_1 R_p + R_{DSon_1} (D_1 + 2D_2 - 3) - 2R_p + D_2 R_p \right]}{2R_0 V_{Dx} N_1^2 + N_1 N_2 R_0 (2V_{Dx} - V_1 + D_2 V_1 - 2D_1 V_{Dx})} + \frac{N_1^2 (2R_0 + 2R_s + R_{Lox} - D_1 R_s - D_2 R_s)}{2R_0 V_{Dox} N_1^2 + N_1 N_2 R_0 (2V_{Dx} - V_1 + D_2 V_1 - 2D_1 V_{Dx})} \right]^{-1} \quad 5-4$$

$$V_0 = \left[\frac{N_1^2 \left[2R_s (D_1 + D_2 - 2) + R_{DSon_2} (D_1 + D_2 - 4) - 4R_0 - 2R_{Lox} \right]}{2R_0 N_1 N_2 (V_1 - 2V_{Dx} - D_2 V_1 + 2D_1 V_{Dx})} + \frac{N_2^2 \left[2R_p (D_1 + D_2 - 2) + R_{DSon_1} (2D_1 + 4D_2 - 6) \right]}{2R_0 N_1 N_2 (V_1 - 2V_{Dx} - D_2 V_1 + 2D_1 V_{Dx})} \right]^{-1} \quad 5-5$$

Isolando a variável de interesse (V_1'), considerando (5-4), têm-se (5-6).

$$V_1' = \left[\frac{N_1^2 \left[2R_0(V_{Dox} + V_0) + R_s V_0(2 - D_1 - D_2) + R_{Lox} V_0 \right]}{N_1 N_2 R_0 (1 - D_2)} + \frac{2N_1 N_2 R_0 V_{Dx} (1 - D_1)}{N_1 N_2 R_0 (1 - D_2)} + \frac{N_2^2 \left[R_p V_0 (2 - D_1 - D_2) + R_{DSon_1} V_0 (3 - D_1 - 2D_2) \right]}{N_1 N_2 R_0 (1 - D_2)} \right] \quad 5-6$$

Utilizando a mesma rotina de cálculo de rendimento, porém com a correção sintetizada nas equações acima, têm-se as três curvas de rendimento na Figura 5-36, dadas pela função otimizada, a função corrigida e os resultados experimentais.

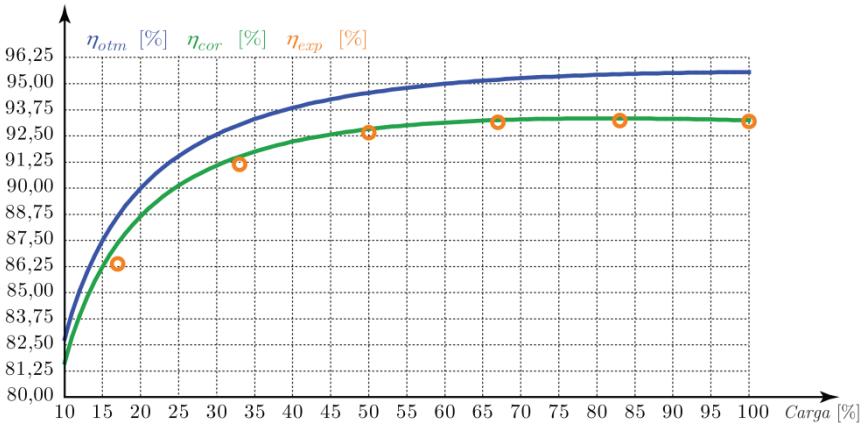


Figura 5-36: Validação da correção no cálculo da função de rendimento.

Nota-se claramente que a correção proposta faz com que os valores calculados ficassem muito mais próximos aos valores experimentais em contraponto aos valores que foram otimizados anteriormente.

A vantagem desta abordagem é que, ao invés de partir do pressuposto de que o conversor não é ideal e integrar os componentes parasitas nas funções que definem os esforços de corrente, usa-se as equações idealizadas, cujo esforço matemático para sua obtenção é incomparavelmente menor, fazendo com que a complexidade de tal análise

seja reduzida drasticamente, mantendo um erro aceitável em detrimento dos valores obtidos experimentalmente.

É de conhecimento do autor que esta abordagem citada é apenas uma correção que visa amenizar o erro na estimativa do rendimento, e que uma análise mais detalhada, que inclua outras discrepâncias, deve ser feita.

6 CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS

Nesta dissertação foi apresentada uma nova topologia de conversor CC-CC isolado multiníveis, definida como Duplo NPC com Comutação Suave, que utiliza a energia acumulada nas indutâncias magnetizantes dos transformadores para executar as comutações do tipo ZVS na entrada em condução dos interruptores do primário em uma ampla faixa de operação, bem como fica demonstrada teoricamente a possibilidade de existir comutação do tipo ZVS/ZCS nos interruptores do secundário caso faça-se uso de retificação síncrona.

Mostrou-se também que a topologia proposta divide a tensão máxima presente nos interruptores do primário pela metade, fazendo com que a utilização desta solução seja interessante em aplicações cujas tensões de entrada sejam elevadas, como por exemplo, em sistemas onde o estágio retificador seja trifásico do tipo *boost*.

Foi mostrado também que existe o grampeamento intrínseco dos capacitores do barramento durante duas das oito etapas de operação do conversor, garantindo a correta divisão de tensão entre dos mesmos.

A divisão de tensão entre os interruptores do primário fica garantida pela implementação de um capacitor flutuante entre os interruptores internos de cada NPC, cuja tensão média é definida pelo grampeamento dos mesmos aos capacitores do barramento através dos diodos do primário durante o funcionamento do conversor.

A premissa de que a comutação suave do tipo ZVS poderia ser obtida apenas utilizando a energia advinda das indutâncias magnetizantes mostrou-se verdadeira, proporcionando ao conversor uma ampla faixa de comutação suave (1% a 100% de carga) ao passo que elimina elementos reativos extras.

No primeiro capítulo desta dissertação, portanto, foram expressas as motivações envolvidas no desenvolvimento deste trabalho, bem como a revisão bibliográfica referente às soluções clássicas existentes que competem com a topologia proposta, citando suas vantagens e desvantagens.

No segundo capítulo foram definidas as razões cíclicas e o esquema de modulação, bem como foram explicitadas as etapas de operação do

conversor idealizado. Neste capítulo também foram deduzidas as expressões que definem os esforços de tensão e corrente em todos os elementos do conversor, possibilitando o cálculo estimado das perdas de condução existentes nos semicondutores.

Ainda no segundo capítulo foram deduzidas as expressões que definem os tempos de comutação dos interruptores em função das indutâncias magnetizantes e dos demais parâmetros do conversor, que juntamente com a dedução das funções referentes às perdas durante o bloqueio dos interruptores do primário, completam o conjunto de equações que definem as perdas majoritárias presentes nos semicondutores.

No terceiro capítulo foram definidos os procedimentos de projeto à serem utilizados na síntese dos elementos magnéticos, definindo as funções que estimam as perdas nos enrolamentos e nos núcleos, bem como um procedimento que permite a síntese mecânica dos mesmos.

Os transformadores implementados são do tipo planar, posto que além do aumento da densidade de potência, e da diminuição das perdas nos enrolamentos, esta implementação possibilita que dois transformadores tenham uma relação de transformação muito próximas, o que é desejável nesta topologia.

Ainda no terceiro capítulo, foram definidos os algoritmos presentes em uma rotina de otimização do conversor, que por sua vez gerencia a fase de projeto como um todo a fim de que se encontre o melhor rendimento dentre os menores núcleos dos transformadores possíveis, sem deixar que valores de contorno (como indução e temperatura máxima no núcleo, valores de entreferro, etc.) sejam extrapolados. Ao fim deste capítulo, é traçada uma curva de rendimento teórica utilizando para tal o conversor obtido através da rotina.

No quarto capítulo são expressos os procedimentos adotados na síntese da planta da tensão de saída do conversor, avaliando a validade do modelo obtido comparando-o com o modelo numérico comutado. Neste capítulo também é expresso o modelo equivalente discreto da malha de controle no domínio Z , assim como é proposto um controlador que atendesse uma especificação genérica de tempo de subida e valor de sobressinal. O controlador proposto foi validado apenas via simulação numérica, não sendo implementado na prática, à priori.

No quinto capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos em bancada, confirmando as afirmações dadas no primeiro capítulo acerca das comutações suaves dos interruptores, bem como é constatada a premissa de que existe o grampeamento das tensões dos capacitores do barramento e dos capacitores flutuantes.

Ainda no quinto capítulo, é proposta uma correção no cálculo da estimativa de rendimento obtida via rotina de otimização, possibilitando que uma curva mais realista seja obtida numericamente em contraponto aos valores obtidos experimentalmente.

Como trabalhos futuros podemos citar a análise do conversor operando com diferentes moduladores, bem como a operação do mesmo com variação simultânea das razões cíclicas interna e externa, a fim de que seja rastreado um ponto ótimo de operação.

Também pode-se citar como trabalho futuro a análise do conversor operando com fluxo bidirecional de potência, bem como a implementação de uma retificação síncrona baseada em dispositivos de Nitreto de Gálio (GaN), aproveitando o fato de que as baixas perdas de condução geradas e a ausência de recuperação reversa nos diodos intrínsecos, possibilitariam um aumento do rendimento do conversor.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Karampoorian, H.R.; Papi, Gh.; Zadehgo, A., "Volume and Loss Optimization of High Frequency Transformer for Compact Switch Mode Power Supply Considering Corrected Waveform Factor," Power India Conference, 2006 IEEE , vol., no., pp.6.
- [2] Sippola, M.; Sepponen, R.E., "Accurate Prediction of High-Frequency Power-Transformer Losses and Temperature Rise," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.17, no.5, pp.835,847, Sep 2002.
- [3] Hurley, W.G.; Gath, E.; Breslin, J.G., "Optimizing the AC Resistance of Multilayer Transformer Windings With Arbitrary Current Waveforms," Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE , vol.1, no., pp.580,585 vol.1, Aug 1999.
- [4] Singh, Bhim; Singh, B.N.; Chandra, A.; Al-Haddad, K.; Pandey, A.; Kothari, D.P., "A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.51, no.3, pp.641,660, June 2004.
- [5] Kolar, J.W.; Friedli, T., "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.28, no.1, pp.176,198, Jan. 2013.
- [6] Friedli, T.; Hartmann, M.; Kolar, J.W., "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part II," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.29, no.2, pp.543,560, Feb. 2014.
- [7] Baker, Richard H., "US Patent N° 4,270,163", 1979.
- [8] Pinheiro, J.R.; Barbi, I., "The three-level ZVS-PWM DC-to-DC converter," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.8, no.4, pp.486,492, Oct 1993.

- [9] Pinheiro, J.R.; Barbi, I., "Wide Load Range Three-Level ZVS-PWM DC-to-DC converter," Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE , vol., no., pp.171,177, 20-24 Jun 1993.
- [10] Sugimura, H.; Sang-Pil Mun; Soon-Kurl Kwon; Doi, T.; Morimoto, K.; Nakaoka, M., "Three-level Phase Shifted ZVS-PWM DC-DC Converter With Neutral Point Diodes Clamping and Flying Capacitor," Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on, vol., no., pp.1071,1076, 5-8 July 2009.
- [11] Barbi, I. De Souza, F. P.; "Conversores CC-CC Isolados em Alta Frequência com Comutação Suave", Florianópolis, 1999.
- [12] Ruderman, A., Reznikov, B., Margaliot, M., " Analysis of a Flying Capacitor Converter: A Switched Systems Approach". (EPE-PEMC'08), Poland, 2008.
- [13] Jitaru, I.D.; Bolohan, N.D., "A High Efficiency 2KW DC-DC Converter for Automotive Application," Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE , vol., no., pp.22,27, 5-9 Feb. 2012, doi: 10.110 9/APEC.2012.6165793.
- [14] Bastos, João P. A., "Eletromagnetismo para Engenharia, Estática e Quase-Estática". Ed. da UFSC. 2004.
- [15] Venkatachalam, K.; Sullivan, C.R.; Abdallah, T.; Tacca, H., "Accurate Prediction of Ferrite Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms Using Only Steinmetz Parameters," Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings. 2002 IEEE Workshop on, vol., no., pp.36,41, 3-4 June 2002.
- [16] Dowell, P.L., "Effects of Eddy Currents in Transformer Windings," Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of, vol.113, no.8, pp.1387,1394, August 1966.

- [17] Perry, M.P., "Multiple Layer Series Connected Winding Design for Minimum Losses," Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on, vol.PAS-98, no.1, pp.116,123, Jan. 1979.
- [18] Ferreira, J.A., "Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.9, no.1, pp.127,131, Jan 1994.
- [19] Bartoni, M., Noferi, N., Reatti, A., Kazimierczuk, M., "Modeling Winding Losses in High-Frequency Power Inductors", World Sci. J. Circ., Syst. Comput. (Special Issue on Power Electronics, Part II), vol 5, pp. 607-626, Dec. 1996.
- [20] Lathi, B.P. "Linear Systems and Signals" APA (6th ed.). 1998.
- [21] Kazimierczuk, M., "High-Frequency Magnetic Components", John Wiley & Sons, 2009.
- [22] Erickson, R. W., "Fundamentals of Power Electronics", 2004.
- [23] Ogata, K., "Modern Control Engineering" (4th Ed.), 2003.
- [24] Franklin, G. F., "Feedback Control of Dynamic Systems" (3th Ed.), 1997.
- [25] Ogata, K., "Discrete-Time Control Systems". (2th Ed.), 1995.
- [26] Ortmann, M. S.; Mussa, S.A.; Heldwein, M. L., "Three-Phase Multilevel PFC Rectifier Based on Multistate Switching Cells", Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.30, no.4, pp.1843,1854, April 2015.
- [27] Dahlquist, G.; Bjork, A., "Numerical Methods", 2003.
- [28] Yong Shi; Xu Yang, "Wide Range Soft Switching PWM Three-Level DC-DC Converters Suitable for Industrial Applications," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.29, no.2, pp.603,616, Feb. 2014.

- [29] Duarte, J.L.; Lokos, J.; van Horck, F.B.M., "Phase-Shift-Controlled Three-Level Converter With Reduced Voltage Stress Featuring ZVS Over the Full Operation Range," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.28, no.5, pp.2140,2150, May 2013.
- [30] Pinheiro, J.R.; Barbi, I., "Three-level zero-voltage-switching PWM DC-DC converters-a comparison," *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE* , vol.2, no., pp.914,919 vol.2, 18-22 Jun 1995.
- [31] Jang, Y.; Jovanovic, M.M., "A new three-level soft-switched converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.20, no.1, pp.75,81, Jan. 2005
- [32] Wuhua Li; Peng Li; Huan Yang; Xiangning He, "Three-Level Forward-Flyback Phase-Shift ZVS Converter With Integrated Series-Connected Coupled Inductors," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.27, no.6, pp.2846,2856, June 2012.
- [33] Lin, B.-R.; Chao, C.-H., "Analysis, Design, and Implementation of a Soft-Switching Converter With Two Three-Level PWM Circuits," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.28, no.4, pp.1700,1710, April 2013.
- [34] Bor-Ren Lin; Chia-Hung Chao, "Analysis of an Interleaved Three-Level ZVS Converter With Series-Connected Transformers," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.28, no.7, pp.3088,3099, July 2013.