

CARLOS HENRIQUE ILLA FONT

**GRAMPEAMENTO ATIVO PARA ESTÁGIOS
RETIFICADORES DE SAÍDA DE CONVERSORES
CC-CC ISOLADOS**

FLORIANÓPOLIS

2003

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

GRAMPEAMENTO ATIVO PARA ESTÁGIOS
RETIFICADORES DE SAÍDA DE CONVERSORES
CC-CC ISOLADOS

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CARLOS HENRIQUE ILLA FONT

Florianópolis, fevereiro de 2003.

**GRAMPEAMENTO ATIVO PARA ESTÁGIOS
RETIFICADORES DE SAÍDA DE CONVERSORES CC-CC
ISOLADOS**

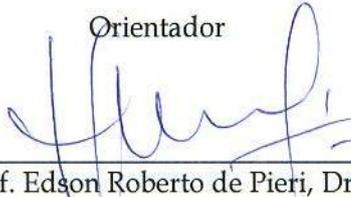
Carlos Henrique Illa Font

'Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador



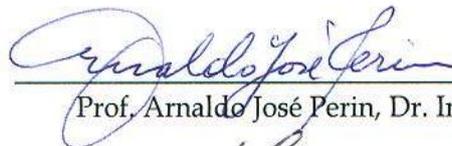
Prof. Edson Roberto de Pieri, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



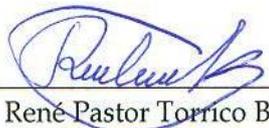
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.



Eng. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.

DEDICATÓRIAS

À Deus

Em memória de meu pai
Luiz Carlos Oliveira Illa Font

À minha mãe Ilsa
Por seu amor e sua dedicação à minha educação e ao meu bem-estar.

Às minhas irmãs Michele e Simone
Por seu carinho, compreensão e apoio incondicional.

À Vanessa

Pelo seu amor, sua compreensão e por tornar a minha vida mais completa!

“Você é meu sol, 1 metro e 55 de sol
e quase o ano inteiro os dias foram noites, noites para mim.” (*)

(*) Adaptado de O Girassol - Ira!

AGRADECIMENTOS

Ao professor Ivo Barbi pela sua orientação tão clara e objetiva e pela sua dedicação no ensino de Eletrônica de Potência.

Aos professores da banca examinadora pelo tempo dedicado à leitura do trabalho e pelas valiosas contribuições.

Aos professores João Carlos dos Santos Fagundes, Denizar Cruz Martins, Alexandre Ferrari de Souza, Ênio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr, Arnaldo José Perin e Ivo Barbi pela minha formação em Eletrônica de Potência.

Ao professor Arnaldo José Perin por ter me aceitado como membro do INEP durante a graduação e por ter cofiado em minha capacidade.

Aos funcionários do INEP, Patrícia, Dulcemar, Abraão e Adauto, por sempre estarem prontos a ajudar e pelo companheirismo diário.

Aos técnicos Coelho, Pacheco e Rafael, pela forma profissional na condução de suas atividades e pelas várias idéias que contribuíram para a conclusão deste trabalho.

Agradeço especialmente aos colegas de turma do Mestrado, Dirk, Douglas, Eduardo, Rafael e Ricardo, por todos os momentos de convivência harmoniosa, de estudo e discussões e pela ajuda irrestrita.

Aos grandes amigos Wail e Denise, agradeço pela convivência diária, pelos conselhos, pelos ensinamentos e pela amizade.

Ao Dr. Eduardo F. R. Romaneli, pelos valiosos conselhos e ensinamentos durante o tempo que trabalhamos no mesmo projeto de pesquisa.

A todos os amigos do INEP, agradeço por serem sempre prestativos e companheiros nessa jornada em busca do conhecimento.

Aos funcionários da Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Wilson e Marcelo, por sempre me atenderem de forma amistosa e por sempre me ajudarem.

A CAPES e à UFSC pelo suporte financeiro e pela estrutura oferecida para a realização do curso.

Ao povo brasileiro por financiar meus estudos por intermédio da CAPES.

OBRIGADO!

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

GRAMPEAMENTO ATIVO PARA ESTÁGIOS RETIFICADORES DE SAÍDA DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS

Carlos Henrique Illa Font

Fevereiro/2003

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Eletrônica de potência, conversores CC-CC isolados, estágios retificadores de saída, grampeamento ativo.

Número de Páginas: 109.

RESUMO: Este trabalho apresenta o estudo e a implementação prática de um circuito de grampeamento ativo empregando o conversor Forward aplicado ao estágio retificador *Hybridge* de um conversor CC-CC Três Níveis-ZVS-PWM. A generalização do circuito de grampeamento para aplicação nos estágios retificadores de Onda Completa, com Derivação Central e *Hybridge* é apresentada, assim como o uso de uma malha de controle realimentada para a tensão de grampeamento. A análise do circuito de grampeamento aplicado ao estágio retificador *Hybridge* apresentou os principais parâmetros que influenciam o comportamento do circuito e os principais esforços de tensão e de corrente nos seus componentes. Uma metodologia de projeto e os resultados experimentais do circuito de grampeamento aplicado a um conversor CC-CC Três Níveis-ZVS-PWM com tensão de entrada de 900V, tensão de saída de 60V, frequência de comutação de 35kHz e potência de saída de 24kW são por fim apresentados.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

ACTIVE CLAMP FOR OUTPUT RECTIFIER STAGES OF ISOLATED DC-DC CONVERTERS

Carlos Henrique Illa Font

February/2003

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Power electronics, isolated DC-DC converters, output rectifier stages and active clamp.

Number of Pages: 109.

ABSTRACT: This work presents the design and the implementation of an active clamping circuit employing a Forward converter applied to Hybrid output rectifier stage of a Three Level-ZVS-PWM DC-DC converter. The clamping circuit generalization applied in a Full Wave, Center Tap and Hybrid output rectifier stages are also shown. Furthermore, a feedback closed-loop control is employed to guarantee a controlled clamping voltage. The clamping circuit analysis shown the main parameters which cause influence in the clamping circuit behavior and the stresses on its components. Finally, a design methodology and the active clamping experimental results applied to a Three Level-ZVS-PWM DC-DC converter with 900V of input voltage, 60V of output voltage, 35kHz of switching frequency and 24kW of rated output power are presented.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL.....	1
CAPÍTULO I - CIRCUITOS DE GRAMPEAMENTO DA TENSÃO EM DIODOS RETIFICADORES: UMA REVISÃO.....	4
1.1 - Introdução.....	4
1.2 - Circuitos de Grampeamento Passivo.....	6
1.3 - Circuitos de Grampeamento Ativo.....	10
1.4 - Conclusão.....	16
CAPÍTULO II - PROPOSTA DE UM CIRCUITO DE GRAMPEAMENTO ATIVO EMPREGANDO O CONVERSOR FORWARD.....	18
2.1 - Introdução.....	18
2.2 - Concepção do Circuito de Grampeamento Ativo.....	19
2.3 - A Escolha do Conversor para o Circuito de Grampeamento.....	20
2.4 - Circuitos Propostos.....	23
2.5 - A Malha de Controle da Tensão de Grampeamento	27
2.6 - Conclusão.....	28
CAPÍTULO III - ANÁLISE DO CIRCUITO DE GRAMPEAMENTO ATIVO EMPREGANDO O CONVERSOR FORWARD.....	30
3.1 - Introdução.....	30
3.2 - Etapas de Operação.....	32
3.2.1 - Primeira etapa (t_0, t_1) - Condução do diodo retificador D_{r2}	32
3.2.2 - Segunda etapa (t_1, t_2) - Condução dos diodos retificadores D_{r1} e D_{r2}	33
3.2.3 - Terceira etapa (t_2, t_3) - Grampeamento da tensão sobre o diodo retificador D_{r2}	34
3.2.4 - Quarta etapa (t_3, t_4) - Condução do diodo retificador D_{r1}	34
3.2.5 - Quinta etapa (t_4, t_5) - Condução dos diodos retificadores D_{r1} e D_{r2}	35
3.2.6 - Sexta etapa (t_5, t_6) - Grampeamento da tensão sobre o diodo retificador D_{r1}	36
3.2.7 - Primeira etapa (t_0', t_1') - Condução do interruptor S.....	37
3.2.8 - Segunda etapa (t_1', t_2') - Desmagnetização do transformador T_r	38
3.2.9 - Terceira etapa (t_2', t_3') - Condução do diodo D_{r1}	38

3.3 – Principais Formas de Onda.....	39
3.4 – Equacionamento do Circuito de Grampeamento Ativo.....	41
3.4.1 – Capacitor de Grampeamento.....	42
3.4.2 – Diodos de Grampeamento.....	44
3.4.3 – Interruptor Forward.....	45
3.4.4 – Transformador Forward.....	45
3.4.5 – Diodo de Desmagnetização.....	47
3.4.6 – Diodo de Retificação.....	47
3.4.7 – Diodo de Roda-Livre.....	48
3.4.8 – Indutor de Saída.....	48
3.5 – Modelo do Conversor Forward para Controle da Tensão de Entrada.....	49
3.5.1 – Modelagem pelo Método da Chave PWM.....	50
3.5.2 – Modelagem pelos Valores Médios das Variáveis de Estado.....	53
3.6 – Conclusão.....	55
CAPÍTULO IV – PROJETO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO PRÁTICA.....	57
4.1 – Introdução.....	57
4.2 – Metodologia de Projeto.....	57
4.3 – Projeto e Especificação	61
4.3.1 – Diodos de Grampeamento.....	65
4.3.2 – Capacitor de Grampeamento.....	66
4.3.3 – Interruptor Forward.....	67
4.3.4 – Transformador Forward.....	69
4.3.5 – Diodo de Desmagnetização.....	73
4.3.6 – Diodo de Retificação.....	74
4.3.7 – Diodo de Roda-Livre.....	75
4.3.8 – Indutor Forward.....	75
4.3.9 – Circuito Auxiliar de Grampeamento da Tensão.....	77
4.3.10 – Cálculo de Perdas e Estimação do Rendimento do Conversor Forward.....	78
4.3.11 – Projeto do Circuito de Controle da Tensão de Entrada do Conversor Forward.....	79
4.3.12 – Projeto do Circuito de Comando do Conversor Forward	84
4.4 – Resultados de Simulação Numérica.....	84
4.5 – Resultados Experimentais.....	89

4.6 - Conclusão.....	97
CONCLUSÃO GERAL.....	99
ANEXO A - MODELO DE PEQUENOS SINAIS PARA O CONTROLE DA TENSÃO DE ENTRADA DO CONVERSOR FLYBACK.....	101
ANEXO B - CIRCUITOS SIMULADOS.....	103
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	107

SIMBOLOGIA

Símbolo	Significado	Unidade
η	Rendimento	
ω	Frequência natural de ressonância	rad/s
δ	Diâmetro máximo do condutor	cm
ΔV_{Cg}	Ondulação de tensão no capacitor de grampeamento	V
ΔI_o	Ondulação da corrente de saída do conversor Forward	A
ΔI_L	Ondulação da corrente no indutor Forward	A
$\Delta I_{L\%}$	Ondulação percentual da corrente no indutor Forward	A
ΔT	Elevação de temperatura	°C
ΔB	Variação da densidade de fluxo magnético	T
$\varepsilon(s)$	Erro na entrada do compensador de tensão	V
$\varepsilon_c(s)$	Erro na saída do compensador de tensão	V
μ_0	Permeabilidade magnética do ar	H/m
ρ_{100}	Resistividade elétrica do condutor a 100°C	$\Omega \cdot m$
A_e	Área efetiva da seção transversal da perna central do núcleo	cm ²
A_w	Área da janela do núcleo	cm ²
B_{max}	Densidade de fluxo magnético máximo	T
d_c	Diâmetro do condutor	cm
d_i	Diâmetro do condutor com isolamento	cm
D_{max}	Razão cíclica máxima do conversor Forward	
f_s	Frequência de comutação do conversor Forward	Hz
f_{SCC-CC}	Frequência de comutação do conversor CC-CC principal	Hz
$FTLA(s)$	Função de transferência de laço aberto	
g	Entreferro	mm
$G(s)$	Função de transferência da planta do conversor Forward (Flyback)	
$H(s)$	Função de transferência do compensador	
I	Corrente elétrica no componente	A
I_i	Corrente elétrica na entrada do conversor Forward	A
I_o	Corrente elétrica de saída do conversor Forward	A
I_{om}	Corrente elétrica mínima de saída do conversor Forward	A
I_{oM}	Corrente elétrica máxima de saída do conversor Forward	A
I_M	Corrente elétrica máxima na indutância magnetizante do transformador Forward	A
I_{rr}	Máxima corrente de recuperação reversa	A
I_F	Corrente direta no diodo	A
I_{FRM}	Corrente máxima repetitiva no diodo	A
I_{ac}	Corrente nominal no capacitor	A
I_{acmax}	Corrente máxima no capacitor	A
$I_{F(av)}$	Corrente média no diodo	A
I_{FSM}	Corrente máxima não repetitiva no diodo	A
I_D	Corrente média no dreno do MOSFET	A
I_{DM}	Máxima corrente de dreno pulsada	A
i_L	Corrente instantânea no indutor Forward	A
i_C	Corrente instantânea no capacitor de grampeamento	A
i_{Lds}	Corrente instantânea no indutor de dispersão do secundário	A

J_{max}	Máxima densidade de corrente no enrolamento	A/cm ²
K	Ganho	
k_p	Fator de utilização do primário	
k_W	Fator de utilização da janela do transformador Forward	
k	Fator de utilização da janela do indutor Forward	
k_H	Coeficiente de perdas por histerese	
k_E	Coeficiente de perdas por correntes parasitas	
k_v	Ganho do sensor de tensão	
k_{PWM}	Ganho do modulador PWM	
L	Indutância do indutor Forward	H
L_{dp}	Indutância de dispersão do primário do transformador principal	H
L_{ds}	Indutância de dispersão do secundário do transformador principal	H
l_e	Comprimento médio de uma espira	cm
L_{mp}	Indutância magnetizante do primário do transformador Forward (Flyback)	H
L_r	Indutância do indutor ressonante	H
n	Relação entre as espiras do transformador Forward	
n_{CC-CC}	Relação de espiras do transformador principal	
N	Número de espiras	Espiras
nf	Número de condutores elementares em paralelo	
P_{cobre}	Perdas no cobre	W
P_{sem}	Perdas totais nos semicondutores	W
P_{mag}	Perdas totais nos elementos magnéticos	W
P_{nucleo}	Perdas no núcleo	W
P_o	Potência de saída	W
P_{cond}	Perdas em condução	W
P_{com}	Perdas na comutação	W
P_{total}	Perdas totais no conversor Forward	W
P_{Cg}	Potência processada pelo circuito de grampeamento	W
P_i	Potência na entrada do conversor Forward	W
$R_{DS(on)}$	Resistência em condução do interruptor MOSFET	Ω
R_{SE}	Resistência série equivalente de um capacitor	Ω
R_{thcd}	Resistência térmica entre encapsulamento e dissipador	$^{\circ}C/W$
R_{thja}	Resistência térmica entre junção e ambiente	$^{\circ}C/W$
R_{thjc}	Resistência térmica entre junção e encapsulamento	$^{\circ}C/W$
R_{th}	Resistência térmica do núcleo	$^{\circ}C/W$
s	Variável complexa, plano s	
S_c	Área do cobre	cm ²
S_i	Área do cobre com isolamento	cm ²
S_p	Área do cobre do enrolamento primário	cm ²
S_s	Área do cobre do enrolamento secundário	cm ²
S_d	Área do cobre do enrolamento de desmagnetização	cm ²
t	Tempo	s
t_r	Tempo de crescimento da corrente de dreno	s
t_f	Tempo de decrescimento da corrente de dreno	s
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa dos diodos	s
T_s	Período de comutação do conversor Forward	s
T_{sCC-CC}	Período de comutação do conversor principal	s
V_e	Volume do núcleo	cm ³

V_{RRM}	Tensão reversa máxima	V
V_{DSS}	Máxima tensão dreno-source	V
V_F, V_{FM}	Queda de tensão direta	V
V_{cc}	Tensão de entrada do conversor CC-CC principal	V
V_p	Tensão no primário do transformador	V
V_s	Tensão no secundário do transformador	V
V_{g}, V_{Cg}	Tensão de grampeamento média	V
V_{Cgmin}	Tensão de grampeamento mínima	V
V_{Cgmax}	Tensão de grampeamento máxima	V
V_{Ref}	Tensão de referência para o controle	V
v_C, v_{g}, v_{Cg}	Tensão instantânea no capacitor de grampeamento	V
v_i	Tensão instantânea na entrada do conversor Forward	V
v_{Lds}	Tensão instantânea na indutância de dispersão referida ao secundário	V
V	Tensão sobre o componente	V
W_{Cg}	Energia do circuito de grampeamento	Joule
\hat{d}	Perturbação de razão cíclica	
\hat{v}_i	Perturbação na tensão de entrada do conversor Forward (Flyback)	V
\hat{v}_o	Perturbação na tensão de saída do conversor Forward (Flyback)	V
\hat{v}_c	Perturbação na tensão do capacitor de grampeamento	V
\hat{i}_i	Perturbação na corrente de entrada do conversor Forward (Flyback)	A
\hat{i}_c	Perturbação na corrente no capacitor de grampeamento	A

Acrônimos e abreviaturas

Símbolo	Significado
CA	Corrente alternada
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	Corrente contínua
FTLA	Função de transferência de laço aberto
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
LC	Indutivo-capacitivo
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor Field-effect Transistor</i>
PS	Controle por defasagem de fase (<i>Phase Shift</i>)
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
RC	Resistivo-capacitivo
RCD	Resistor, capacitor e diodo
RLC	Resistivo-indutivo-capacitivo
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZCS	Comutação sob corrente nula (<i>Zero-current-switching</i>)
ZVS	Comutação sob tensão nula (<i>Zero-voltage-switching</i>)

Símbolos usados nos diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C, Cg, Co, Cs, Cb, Cf, CgS, Cst, Ct, Ci, Cr	Capacitor
U	Circuito integrado
D, Dg, Dr, Dd, Drl, DgS, Dgp	Diodo
L, Lo, Lcom, Llk, Lf, Lg, Ldp, Lds, Lmp	Indutor
S, Sg, Q	Interruptor controlado
Pt, Pref	Potenciômetro
R, Rg, Ro, RgS, Ra, Ri, Rf, Rref	Resistor
T, Tr, Tg	Transformador

Símbolos de unidades de grandezas físicas (SI)

Símbolo	Significado
Ω	Ohm
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
J	Joule
m	Metro
s	Segundo
T	Tesla
V	Volt
W	Watt

Sub-índices empregados

Símbolo	Significado
max	Máximo valor da grandeza
min	Mínimo valor da grandeza
ef	Valor eficaz da grandeza
md	Valor médio da grandeza
pk	Valor de pico da grandeza
p	Grandeza referente ao primário do transformador
s	Grandeza referente ao secundário do transformador
d	Grandeza referente ao enrolamento de desmagnetização do transformador
cond	Referente ao termo condução
com	Referente ao termo comutação

INTRODUÇÃO GERAL

Na última década, as pesquisas em conversores CC-CC isolados aplicados em fontes de alimentação apontaram para a maximização da densidade de potência processada e, conseqüentemente, para a maximização do seu rendimento, uma vez que as topologias existentes já estavam definidas e caracterizadas em função das diversas especificações de projeto demandadas.

Neste sentido, a frequência de comutação do conversor aparece como primeiro parâmetro a ser avaliado para que se consiga a desejada maximização da densidade de potência processada, pois é sabido que com o aumento da frequência de comutação diminui-se o volume dos elementos passivos (indutores, transformadores e capacitores) dos conversores.

Em contrapartida, a elevação da frequência de operação do conversor aumenta as perdas por comutação nos semicondutores (MOSFET's, IGBT's e diodos), implicando em aumento do volume de dissipadores de calor e por ventura, exigindo a necessidade de técnicas de dissipação forçada, que também contribuem para o aumento do volume do conversor.

Tal contra-senso em relação à escolha da frequência de comutação foi resolvido, na grande maioria das aplicações, com a utilização de Técnicas de Comutação Suave e Circuitos de Ajuda à Comutação. Assim, pôde-se elevar a frequência de operação dos conversores sem comprometer demasiadamente o seu volume e, por conseguinte, a sua densidade de potência processada.

As técnicas de comutação suave do tipo ZVS e ZCS permitiram que a comutação dos interruptores controlados fosse realizada com tensão ou com corrente nula respectivamente, eliminando as perdas existentes durante a entrada em condução e durante o bloqueio do interruptor. Este tipo de comutação é obtido por meio de um circuito ressonante, que atua durante as duas transições do interruptor e utiliza-se das não idealidades dos componentes do conversor, tais como a indutância de dispersão do transformador e a capacitância intrínseca dos interruptores controlados para realizar o circuito ressonante.

Os circuitos de ajuda à comutação caracterizam-se por realizar três funções distintas durante a comutação dos interruptores: controlar as derivadas de corrente e de

tensão no interruptor, amortecimento da tensão ou da corrente no interruptor e grampeamento da tensão sobre o interruptor. Os circuitos com função de controle da derivada e de grampeamento podem ser classificados como passivos ou ativos e como dissipativos ou não dissipativos. Os circuitos de amortecimento são inerentemente passivos e dissipativos. De forma geral, os circuitos de controle da derivada de tensão e da derivada de corrente diminuem as perdas durante a comutação dos interruptores e os circuitos de grampeamento da tensão limitam a máxima tensão sobre o interruptor, permitindo a escolha de componentes de melhor desempenho. Os circuitos não dissipativos, geralmente, agregam a função de regeneração, podendo enviar a energia envolvida durante a comutação para a entrada ou para a saída do conversor.

Entretanto, as técnicas de comutação suave e os circuitos de ajuda à comutação, na sua grande maioria, foram aplicados no lado primário dos conversores CC-CC isolados e, sobretudo, nos interruptores controlados, tais como MOSFET's e IGBT's. Mais recentemente, e com maior ênfase em conversores CC-CC isolados de alta potência, surgiu a necessidade de aplicarem-se circuitos de ajuda à comutação no lado secundário dos conversores CC-CC, em interruptores não controlados, tais como diodos retificadores.

O estudo da comutação de diodos retificadores operando com altas correntes e com altas frequências de comutação, com ênfase no bloqueio destes, onde se tem o fenômeno da recuperação reversa, propiciou aos circuitos de ajuda à comutação um novo foco de aplicação no lado secundário dos conversores CC-CC. Com esta abordagem, conseguiu-se projetar conversores para potências mais elevadas, mantendo-se as desejadas características de alta densidade de potência processada e alto rendimento.

Este trabalho apresenta o estudo de um circuito de grampeamento ativo da tensão em diodos retificadores presentes nos estágios de saída de conversores CC-CC isolados. Tal circuito de grampeamento apresenta as características de ser não dissipativo e regenerativo, sendo que o estágio de regeneração emprega um conversor Forward. Além destas duas características, a utilização do conversor Forward adiciona a este circuito a característica de controle em malha fechada da tensão de grampeamento.

No Capítulo I deste trabalho apresenta-se uma revisão sobre os vários circuitos de grampeamento da tensão sobre diodos retificadores encontrados na revisão bibliográfica, enfatizando-se suas aplicações, vantagens, desvantagens e limitações. A apresentação dos

circuitos será dividida em circuitos de grampeamento passivos e circuitos de grampeamento ativos.

A apresentação do circuito de grampeamento ativo empregando o conversor Forward será descrita no Capítulo II. Neste capítulo apresenta-se a topologia do circuito de grampeamento, discute-se a utilização de conversores CC-CC em circuitos de grampeamento e também, a escolha do conversor Forward para esta aplicação.

O Capítulo III apresenta a análise do circuito de grampeamento ativo aplicado em um estágio retificador de saída do tipo *Hybridge*. As etapas de operação, as formas de onda de interesse e toda a análise visando determinar os esforços de tensão e de corrente no circuito de grampeamento, assim como as principais equações de projeto, são apresentadas. A obtenção do modelo do conversor Forward para o controle da tensão de entrada também é apresentada neste capítulo.

No Capítulo IV descreve-se o projeto do circuito de grampeamento ativo e apresenta-se a especificação dos componentes utilizados na implementação prática. Uma metodologia de projeto é sugerida, visando facilitar a reprodutibilidade do protótipo implementado. Os resultados de simulação numérica e os resultados práticos do circuito de grampeamento ativo empregando o conversor Forward, aplicado em um conversor CC-CC Três Níveis-ZVS-PWM para fontes de alimentação para telecomunicações com 24kW de potência de saída e com estágio retificador de saída do tipo *Hybridge*, são discutidos no fim deste capítulo.

Por fim, a Conclusão Geral traz uma abordagem de todo o trabalho desenvolvido, destacando os resultados alcançados, os problemas de maior relevância encontrados e as contribuições do estudo realizado.

CAPÍTULO I

CIRCUITOS DE GRAMPEAMENTO DA TENSÃO EM DIODOS RETIFICADORES: UMA REVISÃO

1.1 – Introdução

Os estágios de saída de conversores CC-CC isolados apresentam, entre o secundário do transformador isolador e o filtro de saída, um circuito composto por diodos retificadores. A função deste circuito é entregar ao filtro de saída uma tensão não negativa, a partir da tensão alternada encontrada no secundário do transformador isolador.

Durante o bloqueio do diodo retificador, configura-se um circuito RLC alimentado por uma fonte de tensão contínua. A resistência R representa a resistência do enrolamento secundário do transformador, a indutância L representa a indutância de dispersão do transformador referida ao secundário, a capacitância C representa a capacitância intrínseca do diodo retificador e a fonte de tensão contínua é representada pela tensão no enrolamento secundário do transformador. Como a resistência do enrolamento do secundário do transformador é muito pequena, a característica deste circuito é muito próxima da característica de um circuito LC ressonante.

A energia circulante durante o bloqueio do diodo retificador é a energia de recuperação reversa, proveniente do fenômeno de Recuperação Reversa dos diodos retificadores. Como parâmetros de interesse do fenômeno de recuperação reversa destacam-se a corrente de recuperação reversa e o tempo de recuperação reversa.

Como consequência da interação entre a indutância de dispersão do transformador e a capacitância intrínseca do diodo, oscilações em alta frequência e sobretensões aparecem na forma de onda da tensão sobre o diodo retificador, quando este efetivamente bloquear. As oscilações podem gerar uma quantidade significativa de interferência eletromagnética e as sobretensões geralmente são destrutivas ao diodo retificador.

As soluções para resolver este problema são variáveis, principalmente em função da potência que o conversor opera e dos níveis de tensão e de corrente de entrada e de saída do conversor. Por exemplo, em aplicações de baixa potência e baixas tensões de entrada e saída, o uso de diodos *Schottky* como diodo retificador pode ser a solução, aproveitando-se da sua excelente característica de rapidez de comutação. Porém, em aplicações com elevadas tensões esta solução está descartada, pois comercialmente só dispõe-se de diodos *Schottky* que suportem baixas tensões reversas, da ordem de uma centena de volts.

Ainda, em aplicações com baixa potência, o uso de diodos ultra-rápidos que suportam altas tensões reversas muitas vezes é aceitável. Contudo, este emprego apresenta o inconveniente de reduzir o rendimento do conversor, pois diodos retificadores para alta tensão apresentam maiores quedas de tensão direta, fato que aumenta as perdas por condução do diodo. Novamente, com o aumento da potência esta solução também deve ser descartada.

O emprego de reatores saturáveis, conectados em série com cada diodo retificador, aparece como uma solução possível nas aplicações em alta potência [11], [14]. Entretanto, três características lhe conferem limitação de uso; são elas: elevado custo, aumento do volume do conversor e alta elevação de temperatura, devido à utilização de núcleos de *tape-wound*. Por exemplo, a elevação de temperatura em um indutor saturável, com ventilação natural, pode atingir 120°C, em uma aplicação em fontes de alimentação para telecomunicações com 2kW de potência de saída [11].

A solução mais geral, de menor custo e de melhor desempenho está na utilização de um circuito *snubber* com característica de grampeador. Tais circuitos de grampeamento podem ser passivos, compostos por componentes passivos e interruptores não controlados e ativos, compostos por componentes passivos, interruptores não controlados e interruptores controlados. Também podem ser classificados como dissipativos (com perdas) ou não dissipativos (sem perdas). Além disso, dependendo da topologia do circuito, estes permitem a recuperação parcial ou total da energia de recuperação reversa, geralmente, para a saída do conversor CC-CC, no intuito de elevar o rendimento.

No decorrer deste primeiro capítulo, são discutidos diversos circuitos de grampeamento encontrados na revisão bibliográfica. Serão apresentadas suas características, vantagens, desvantagens e limitações.

1.2 – Circuitos de Grampeamento Passivo

Os circuitos de grampeamento passivo caracterizam-se por não apresentarem interruptores controlados. Tal característica já lhes confere a vantagem da simplicidade.

O circuito de grampeamento passivo mais utilizado é o circuito RCD, constituído por um capacitor, um resistor e um ou dois diodos. A Fig 1. 1 apresenta o circuito RCD aplicado às três configurações de estágios retificadores mais usuais, a saber: Retificador de Onda Completa, Retificador com Derivação Central ou com Ponto Médio e Retificador Dobrador de Corrente ou *Hybride*.

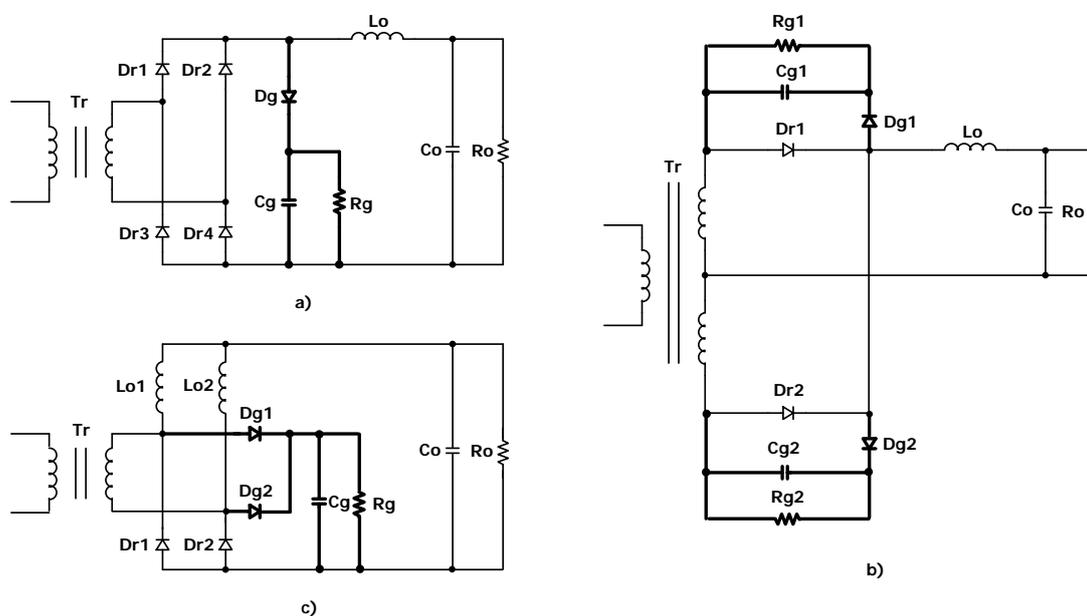


Fig 1. 1 – Circuito de grampeamento RCD conectado aos estágios retificadores: a) retificador de Onda Completa; b) retificador com Ponto Médio e c) retificador *Hybride*.

Tais circuitos da Fig 1. 1 apresentam as vantagens de serem simples, de baixo custo, possuírem reduzido número de componentes e apresentarem a possibilidade de conexão nos três estágios retificadores de saída. Como desvantagens, encontram-se a perda no resistor do circuito de grampeamento e a existência de oscilações na forma de onda da tensão sobre o diodo retificador.

Para melhorar-se o desempenho destes circuitos, a mudança da conexão do resistor de grampeamento permite a recuperação parcial da energia de recuperação reversa para a

saída do conversor. Na Fig 1. 2 têm-se as novas conexões do resistor de grampeamento nos estágios retificadores de Onda Completa e *Hybride* [1].

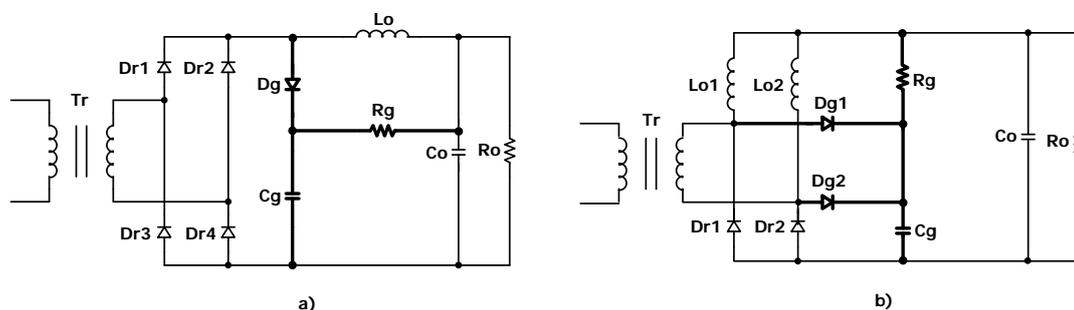


Fig 1. 2 – Circuito de grampeamento RCD com recuperação parcial da energia de recuperação reversa conectado aos estágios retificadores: a) retificador de Onda Completa e b) retificador Hybride.

Como constatação prática, observa-se que as perdas do circuito de grampeamento do tipo RCD encontram-se entre 0,5% e 3% da potência de saída do conversor [1], [8], [13], [22], [23]. Por exemplo, tomando-se como referência o valor de 1%, um conversor de 1kW de potência de saída apresentaria 10W de perdas no circuito de grampeamento e um conversor com 24kW de potência de saída, 240W de perdas.

Percentualmente, as perdas no circuito de grampeamento são as mesmas, porém numa aplicação em alta potência, a perda nominal no resistor de grampeamento inviabiliza a construção de um protótipo, pois um resistor de 240W de potência exigirá um sistema específico de dissipação de calor, seja através de um dissipador de calor ou através de um sistema de ventilação forçada. Em ambos os sistemas de dissipação de calor, haverá um aumento do custo do projeto e um aumento do volume do conversor, com a conseqüente redução da densidade de potência processada.

Por este motivo, os circuitos de grampeamento RCD são limitados em aplicações de conversores CC-CC com baixas potências.

Buscando-se vencer a limitação de elevadas perdas no circuito de grampeamento RCD nas aplicações de conversores CC-CC em alta potência, dois trabalhos apresentam uma técnica de grampeamento no lado primário do conversor, utilizando-se apenas dois diodos de grampeamento. O circuito da Fig 1. 3 apresenta esta técnica aplicada em um conversor Ponte Completa com retificador de saída do tipo Ponto Médio [21]. Na Fig 1. 4

tem-se esta técnica aplicada em um conversor CC-CC Meia Ponte Assimétrico também com estágio retificador do tipo Ponto Médio [8].

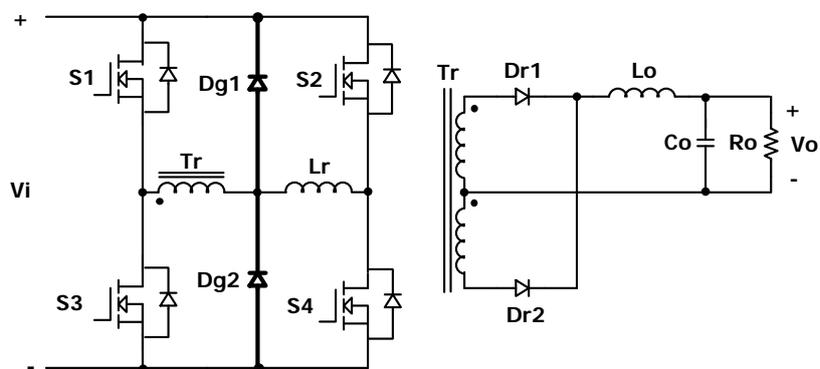


Fig 1. 3 – Grampeamento da tensão nos diodos retificadores de saída pelo lado primário do transformador aplicado em um conversor Ponte Completa.

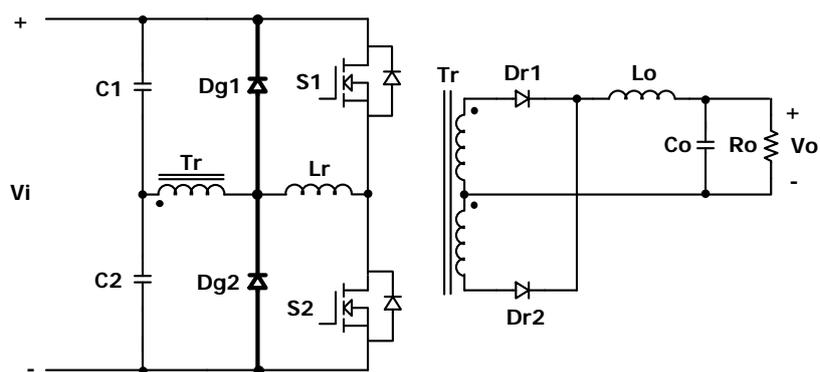


Fig 1. 4 – Grampeamento da tensão nos diodos retificadores de saída pelo lado primário do transformador aplicado em um conversor Meia Ponte Assimétrico.

Este circuito é interessante por apresentar reduzido número de componentes e ser não dissipativo, possibilitando o envio da energia de recuperação reversa para a entrada do conversor, elevando o seu rendimento.

Em contrapartida, algumas desvantagens restringem uma maior aplicação deste circuito: somente a energia armazenada no indutor auxiliar ressonante pode ser enviada para a entrada do conversor com eficácia e dependendo da construção física do transformador e, portanto, do valor da indutância de dispersão do transformador, necessita-

se, em muitas aplicações, usar um *snubber* RC série conectado em paralelo com cada diodo retificador [20] ou ainda circuitos grampeadores RCD.

Uma terceira desvantagem, que aparece particularmente nas aplicações de conversores CC-CC em fontes de alimentação para telecomunicações com alta potência, são os elevados valores de corrente de pico que circulam pelo secundário do conversor. Diodos retificadores que suportam elevadas correntes apresentam piores características de comutação, ou seja, maiores tempos de recuperação reversa e maiores picos de corrente de recuperação reversa. Assim, mesmo que o transformador não apresente uma indutância de dispersão relativamente elevada, a energia existente durante a comutação do diodo pode ser alta, devido ao valor do pico da corrente de recuperação reversa. Novamente, circuitos grampeadores devem ser utilizados no lado secundário do conversor.

O último circuito de grampeamento passivo encontrado na revisão bibliográfica é apresentado na Fig 1. 5 e diz respeito a um circuito não dissipativo e com recuperação da energia de recuperação reversa para a saída do conversor. Sua aplicação é em um conversor Ponte Completa para alta potência e o estágio retificador utilizado é o Retificador de Onda Completa [6].

O circuito utilizado apresenta apenas dois diodos de grampeamento e um capacitor de grampeamento, porém, necessitam-se dois retificadores de onda completa conectados em série e o dobro de elementos do filtro de saída, para a correta operação do circuito de grampeamento. Assim, há um aumento das perdas em condução dos diodos retificadores e um aumento do volume do conversor, tanto no volume do dissipador de calor quanto no volume do filtro de saída. O custo do projeto do conversor também sofre elevação.

Como se observou nos circuitos de grampeamento passivo apresentados, as limitações para a aplicação em alta potência estão sempre presentes, seja por elevadas perdas e conseqüente redução do rendimento, ou seja, por aumento significativo do volume, aumentando-se o custo e diminuindo-se a densidade de potência processada pelo conversor.

A seguir, serão descritos os circuitos de grampeamento ativo, que se tornaram a solução de melhor desempenho nas aplicações em alta potência.

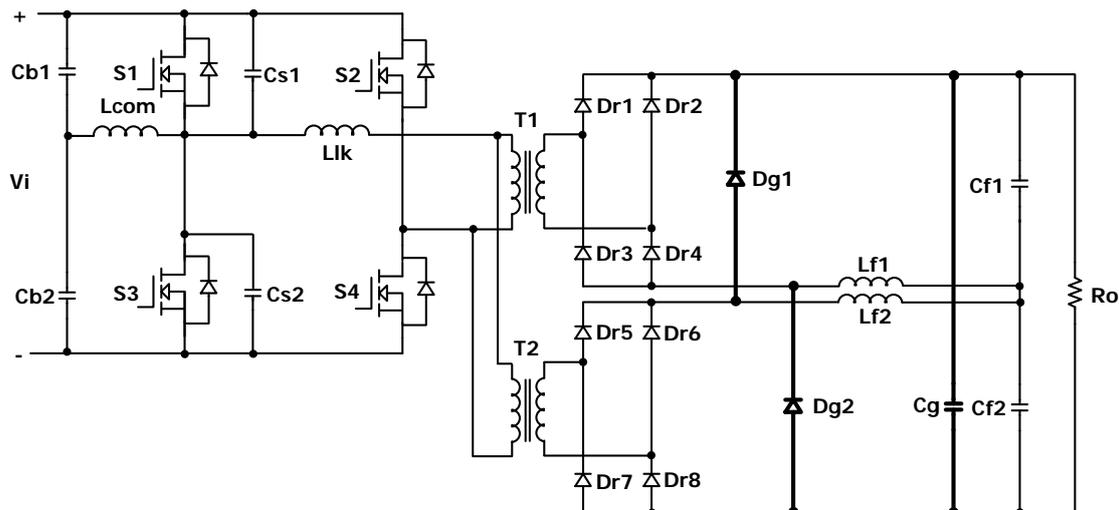


Fig 1. 5 – Circuito de grampeamento passivo aplicado em um conversor Ponte Completa com estágio retificador de saída Duplo Onda Completa conectado em série.

1.3 – Circuitos de Grampeamento Ativo

Com a intenção de elevar a potência de operação dos conversores e manterem-se as características de alto rendimento e alta densidade de potência processada, os circuitos de grampeamento ativos ganharam mais espaço.

Estes circuitos seguem a mesma linha de raciocínio dos circuitos de grampeamento passivo quanto ao modo de efetuar-se o grampeamento e diferenciam-se destes por não dissiparem a energia em um elemento resistivo ou redirecionarem a energia de recuperação reversa através de componentes passivos ou interruptores não controlados, mas sim redirecionarem a energia de recuperação reversa por meio de interruptores controlados.

A presença do interruptor controlado no circuito de grampeamento exigirá um circuito de comando, aumentando a complexidade do circuito de grampeamento ativo em relação ao circuito de grampeamento passivo.

A característica não dissipativa do circuito de grampeamento e a diminuição das oscilações na forma de onda da tensão sobre o diodo, são vantagens do uso de circuitos de grampeamento ativo.

O circuito da Fig 1. 6 pode ser considerado precursor dos circuitos de grampeamento ativo. Sua aplicação é em um conversor Ponte Completa com estágio

retificador de Onda Completa operando a uma potência de saída de 2kW [20]. Este circuito utiliza apenas um interruptor controlado e um capacitor, valendo-se do diodo intrínseco do interruptor controlado como diodo de grampeamento.

Os pulsos de comando do interruptor do circuito de grampeamento são obtidos através do circuito de comando dos interruptores principais do conversor Ponte Completa, utilizando-se um circuito de atraso e um circuito de isolamento. Tal característica confere a este circuito de grampeamento dependência com o controle e comando dos interruptores do lado primário do conversor.

Suas vantagens são o reduzido número de componentes e a presença de um único interruptor controlado.

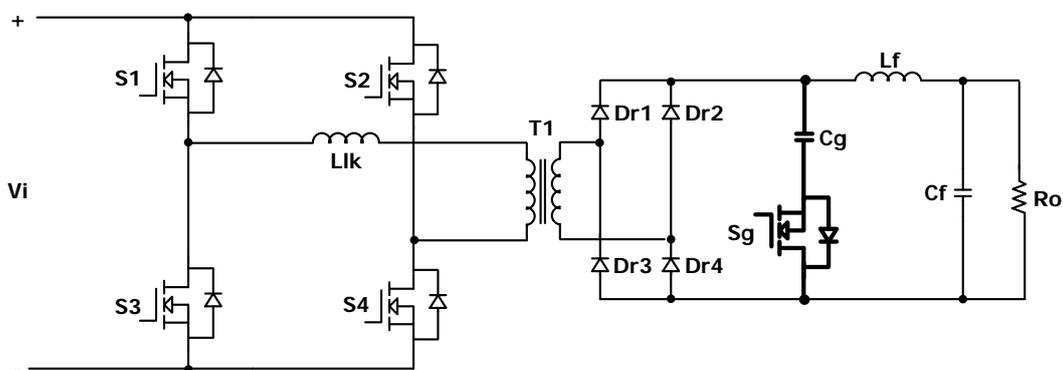


Fig 1. 6 – Circuito de grampeamento ativo empregando um único interruptor controlado aplicado ao retificador de Onda Completa.

Na Fig 1. 7 tem-se um circuito de grampeamento ativo baseado na mesma lógica de operação do circuito discutido anteriormente, mas aplicado ao retificador com Ponto Médio. O conversor utilizado nesta aplicação também é o conversor Ponte Completa com potência de saída de 1,5kW [18].

Este circuito utiliza dois interruptores controlados e um capacitor. A desvantagem está no uso de dois interruptores controlados e sincronizados com o lado primário do conversor, aumentando ainda mais a complexidade do circuito de comando.

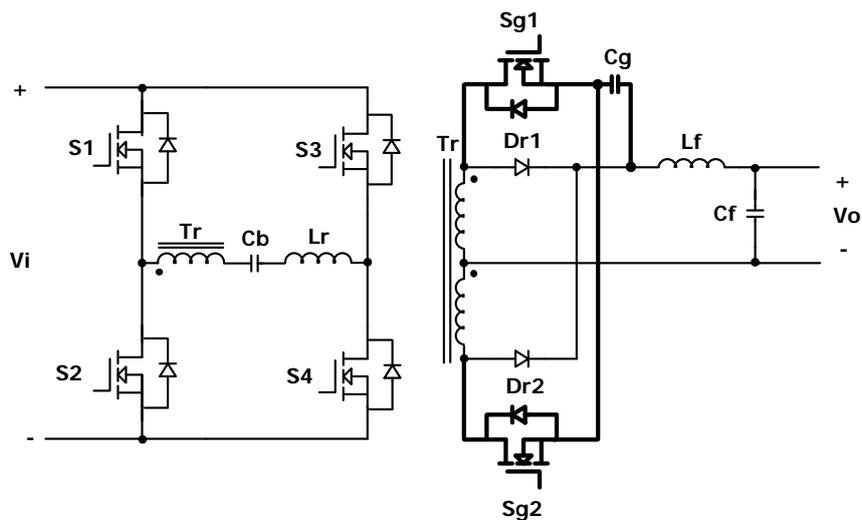


Fig 1. 7 – Circuito de grampeamento ativo empregando dois interruptores controlados aplicado ao retificador com Ponto Médio.

O circuito de comando dos interruptores do circuito de grampeamento também é obtido do circuito de comando dos interruptores principais. A Fig 1. 8 apresenta o diagrama de blocos do circuito de comando empregado.

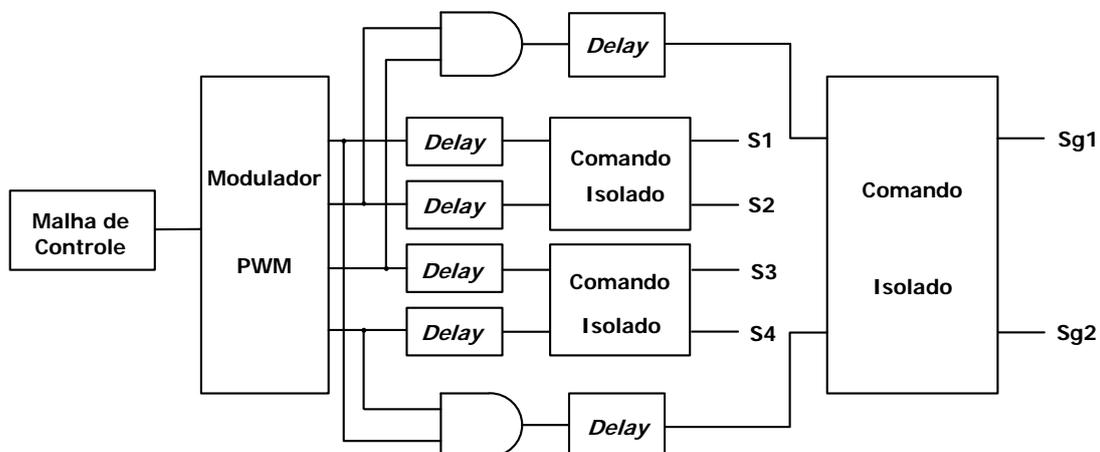


Fig 1. 8 – Diagrama de blocos do circuito de comando dos interruptores do circuito de grampeamento.

Um novo circuito de grampeamento aplicado ao retificador com Ponto Médio que utiliza apenas um interruptor comandado é apresentado na Fig 1. 9 [14]. Comparando-se com o circuito anterior, este utiliza mais componentes passivos, dois diodos, mantendo o

mesmo número de capacitores. Sua grande vantagem está no uso de apenas um único interruptor comandado no circuito de grampeamento.

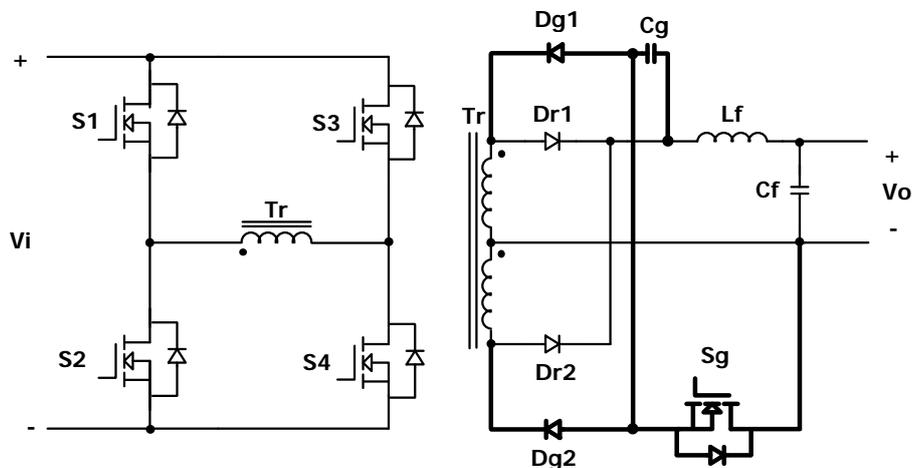


Fig 1. 9 – Circuito de grampeamento ativo com um único interruptor aplicado ao retificador com Ponto Médio.

O circuito de grampeamento apresentado na Fig 1. 6 é apresentado novamente aplicado em um conversor Ponte Completa com retificador com Ponto Médio, operando com potência de saída de 1,8kW [15]. Pelo seu reduzido número de componentes, este circuito também se apresenta como um circuito de grande interesse.

Os circuitos de grampeamento propostos em [13], no ano de 1998, certamente são a melhor referência encontrada em circuitos de grampeamento ativo, pois está presente a generalização de um único circuito de grampeamento para os retificadores de Onda Completa, com Ponto Médio e *Hybride*. A Fig 1. 10 apresenta a topologia do circuito de grampeamento aplicado aos três estágios retificadores de saída.

Seu circuito é composto por um único interruptor controlado e o número de componentes empregados não é muito elevado.

Pela primeira vez encontra-se um circuito de grampeamento ativo para o retificador *Hybride*, que é o estágio retificador de saída que apresenta o melhor desempenho nas aplicações com altas correntes, característico das fontes de alimentação para telecomunicações com alta potência.

A grande limitação do uso destes circuitos é o relato de que todos estão sob registro de patente internacional, elevando o custo de sua aplicação prática.

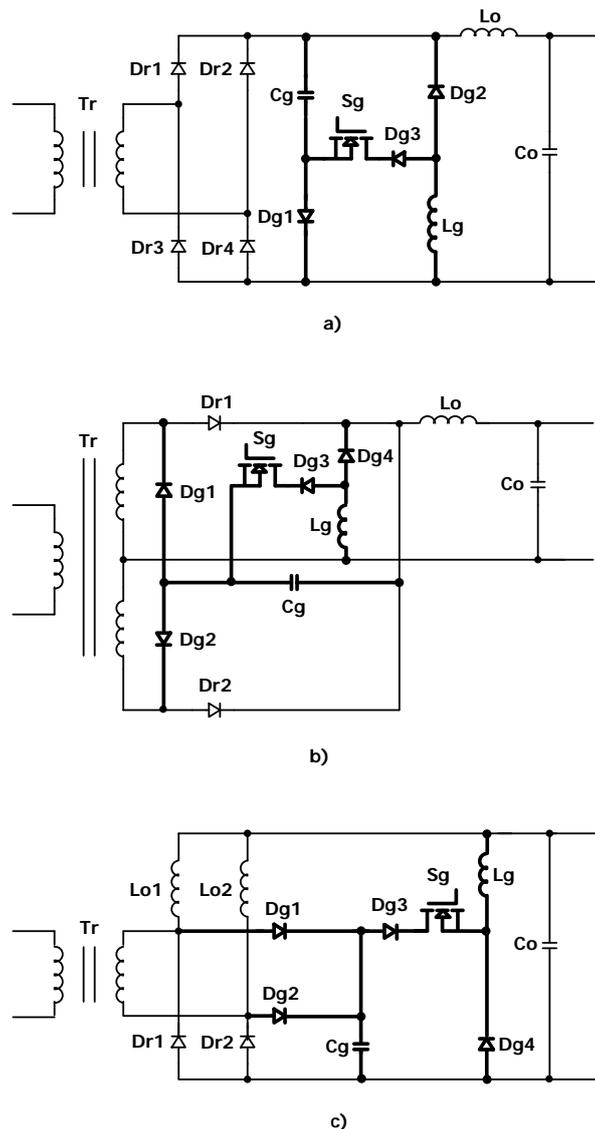


Fig 1. 10 – Circuito de grampeamento ativo empregando um único interruptor controlado aplicado aos estágios a) retificador de Onda Completa, b) retificador com Ponto Médio e c) retificador Hybride.

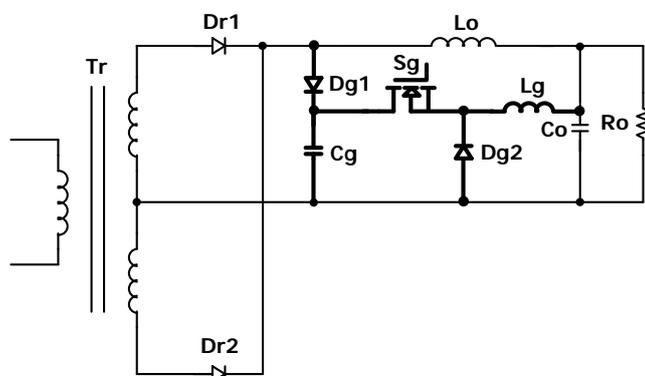
Por fim, a Fig. 1.11 apresenta dois circuitos de grampeamento ativo propostos em [11]. Ambos os circuitos são conectados a um retificador com Ponto Médio e utilizam apenas um interruptor comandado.

O primeiro circuito utiliza um conversor Buck para enviar a energia de recuperação reversa previamente armazenada no capacitor de grampeamento para a saída do conversor. Sua limitação se encontra nas aplicações onde a tensão no secundário do transformador for

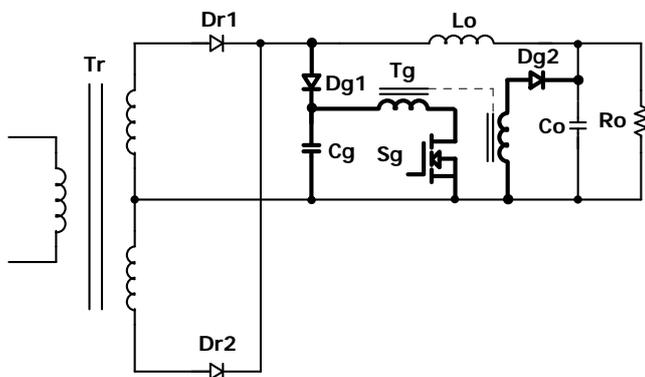
alta ou a tensão de saída for baixa, levando o conversor a trabalhar com razão cíclica máxima muito baixa.

Com a intenção de melhorar o desempenho do circuito anterior, o segundo circuito propõe o uso do conversor Flyback em substituição ao conversor Buck.

Ambos os conversores operam no Modo de Condução Descontínua e são controlados através de um circuito integrado PWM dedicado. Pela topologia do circuito, a tensão de grameamento é igual à tensão de entrada do conversor Buck ou do conversor Flyback. Assim, para garantir uma tensão de grameamento regulada, utiliza-se um controle por Histerese na entrada dos conversores.



a)



b)

Fig 1. 11 – Circuito de grameamento ativo empregando um único interruptor controlado, aplicado ao estágio retificador com Ponto Médio, utilizando: a) o conversor Buck e b) o conversor Flyback.

Após apresentados estes vários circuitos de grameamento pode-se, de maneira geral, efetuar um estudo comparativo entre as estruturas de grameamento passivo com perdas e as estruturas de grameamento ativo. A Tabela 1. 1 apresenta as principais diferenças e características destes circuitos de grameamento.

Tabela 1. 1 – Estudo comparativo entre os circuitos de grameamento passivos com perdas e os circuitos de grameamento ativo.

		Circuito de Grampeamento Passivo com Perdas	Circuito de Grampeamento Ativo
Estrutura		Simple	Complexa
Perdas		Alta	Baixa
Eficácia	Ação de Grampeamento	Muito boa	Muito boa
	Presença de Oscilações	Elevada	Pouca
Recuperação de Energia		Parcial	Total
Custo		Baixo	Médio
Aplicação		Baixas Potências	Médias e Altas Potências

1.4 – Conclusão

Os circuitos de grameamento passivo apresentam-se como a melhor solução para as aplicações em baixa potência, pois reúnem as vantagens de baixo custo e simplicidade. Porém, com o aumento da potência de operação dos conversores, os circuitos de grameamento passivo dissipativos apresentam elevada perda no resistor de grameamento, aumentando o volume e custo do conversor. Para os circuitos de grameamento passivo não dissipativo, as limitações são em relação ao custo e aplicação.

Com a elevação da potência processada, visando-se manter as características de alto rendimento e alta densidade de potência, o uso de circuitos de grampeamento ativo torna-se imprescindível. Estes apresentam as vantagens de diminuir as oscilações na forma de onda da tensão sobre os diodos retificadores e a possibilidade de recuperação da energia de recuperação reversa. Como desvantagens destes circuitos pode-se citar o aumento da complexidade na implementação prática.

Também se conclui que somente um trabalho encontrado na revisão bibliográfica apresenta um circuito de grampeamento ativo para o estágio retificador *Hybridge* e que mesmo assim o seu uso fica limitado em custo pelo registro de patente internacional. No Capítulo II será proposto um circuito de grampeamento ativo que pode ser empregado no retificador *Hybridge*, que é o foco principal da aplicação prática deste trabalho.

CAPÍTULO II

PROPOSTA DE UM CIRCUITO DE GRAMPEAMENTO ATIVO EMPREGANDO O CONVERSOR FORWARD

2.1 – Introdução

Os circuitos de grampeamento ativo são constituídos por um ou mais diodos de grampeamento, um capacitor de grampeamento e um circuito comandado configurado para enviar a energia do capacitor de grampeamento para o capacitor de saída do conversor principal, sendo que este último circuito pode ser realizado por um conversor CC-CC.

Nos circuitos de grampeamento apresentados no Capítulo 1, observa-se que estes foram empregados em conversores CC-CC operando com no máximo 6kW de potência. Nas aplicações em potências maiores que esta, por exemplo 12kW ou 24kW, torna-se viável economicamente e interessante do ponto de vista da implementação prática, o uso de circuitos de grampeamento ativo empregando conversores CC-CC para o processamento da energia de recuperação reversa dos diodos retificadores.

Dependendo do conversor empregado no circuito de grampeamento, pode existir um aumento do número de componentes utilizados quando comparado com as estruturas apresentadas no Capítulo I. Porém, com o aumento da potência processada pelo conversor CC-CC principal, o incremento no custo do projeto não se torna significativo com este aumento do número de componentes do circuito de grampeamento, pois este deve processar uma potência de 1% a 2% da potência de saída do conversor principal.

Do ponto de vista de implementação prática, o uso de conversores no circuito de grampeamento proporciona as seguintes vantagens: de antemão pode-se ter boa noção do *layout* para o conversor, baseado em outras implementações práticas; a escolha do circuito de comando e controle fica facilitada, pois o conversor do circuito de grampeamento opera de forma independente do conversor CC-CC principal e assim pode-se utilizar um circuito integrado PWM dedicado para o conversor do circuito de grampeamento e, como será visto

mais adiante, os conversores que podem ser empregados no circuito de grameamento são conversores muito utilizados nas aplicações da Eletrônica de Potência.

Neste capítulo discute-se a escolha do conversor utilizado no circuito de grameamento ativo e apresenta-se a topologia do circuito de grameamento ativo para sua posterior análise no capítulo seguinte.

2.2 – Concepção do Circuito de Grampeamento Ativo

Os circuitos de grameamento ativo propostos neste trabalho foram concebidos com base nas suas duas diferentes ações. A primeira é a ação de grameamento propriamente dita e a segunda é a ação de processamento da energia de recuperação reversa proveniente do capacitor de grameamento.

Para realizar a ação de grameamento da tensão sobre os diodos retificadores, devem-se configurar os diodos de grameamento, o capacitor de grameamento e os diodos retificadores como o circuito de um retificador de Onda Completa com filtro capacitivo. Nesta configuração, quando os diodos bloquearem o capacitor de saída grameia a tensão sobre estes naturalmente. Fig. 2. 1 apresenta a topologia do retificador de Onda Completa com filtro capacitivo.

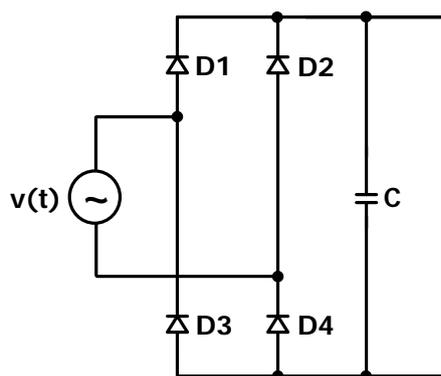


Fig. 2. 1 – Retificador de onda completa com filtro capacitivo.

A utilização de um conversor CC-CC entre o capacitor de grameamento e a saída do conversor principal pode realizar a segunda ação desejada de um circuito de grameamento ativo. Um diagrama de blocos é apresentado na Fig. 2. 2.

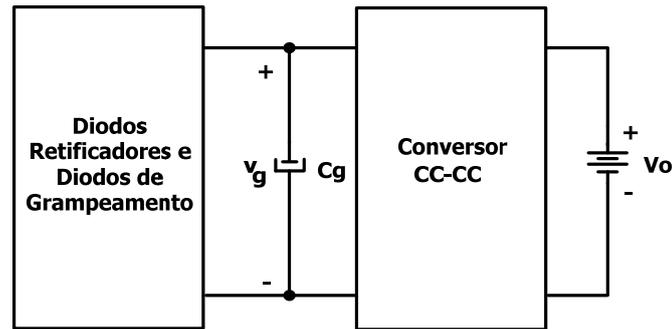


Fig. 2. 2 – Diagrama de blocos da conexão do conversor CC-CC no circuito de grampeamento.

2.3 – A Escolha do Conversor para o Circuito de Grampeamento

O conversor responsável pelo processamento da energia de recuperação reversa é conectado no circuito de grampeamento entre o capacitor de grampeamento e o capacitor de saída do conversor CC-CC principal. A tensão de grampeamento deve ser sempre maior que a tensão no secundário do transformador do conversor CC-CC principal, para que o circuito de grampeamento possa produzir sua ação.

O ponto de partida para a escolha do conversor CC-CC para o circuito de grampeamento está baseado na premissa de que a tensão no secundário do transformador do conversor CC-CC principal é maior que a tensão de saída deste conversor. Esta premissa implica em dizer que a tensão de grampeamento será sempre maior que a tensão de saída do conversor CC-CC principal. Assim, esta afirmação conduz aos conversores que possuem a característica abaixadora da tensão para o uso em circuitos de grampeamento ativo.

O conversor mais simples que apresenta a característica abaixadora certamente é o conversor Buck, apresentado na Fig. 2. 3. Sua vantagem está no reduzido número de componentes que emprega nesta aplicação. Entretanto, duas desvantagens são limitantes para o seu uso: (i) em muitas aplicações, a tensão no secundário do transformador pode ser muito maior que a tensão de saída, exigindo que o conversor opere com razão cíclica máxima muito baixa, contribuindo para uma diminuição do rendimento do conversor e (ii) na implementação da malha de controle da tensão de grampeamento, o circuito de comando do interruptor do conversor Buck necessita de um estágio de isolamento. O

reposicionamento do interruptor do conversor Buck, conectando-o ao terminal negativo da tensão de entrada, evita o uso do circuito de isolamento. Contudo, a primeira desvantagem é uma limitação importante.

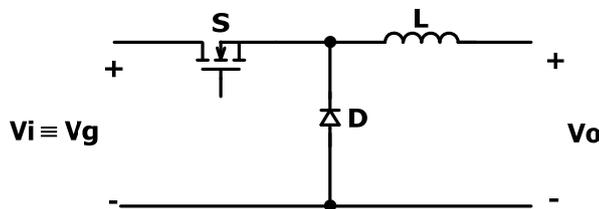


Fig. 2. 3 – Topologia do conversor Buck.

Seguindo na escolha do conversor para o circuito de grampeamento, o uso de um transformador abaixador no circuito de grampeamento ativo com o conversor Buck venceria a primeira desvantagem citada no parágrafo anterior. Assim, surge o conversor Forward, mostrado na Fig. 2. 4, para esta aplicação. Com este conversor também se elimina a segunda desvantagem citada para o caso do conversor Buck, uma vez que a tensão de entrada e o interruptor comandado do conversor Forward encontram-se na mesma referência. Como desvantagem, tem-se um aumento do volume, devido à presença do transformador e do número de componentes utilizados.

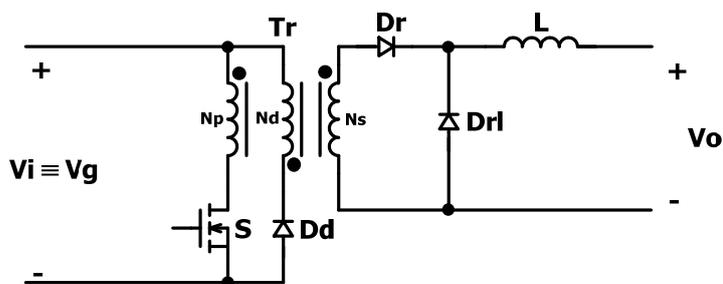


Fig. 2. 4 – Topologia do conversor Forward.

Outro conversor possível para esta aplicação é apresentado na Fig. 2. 5. O conversor Buck-Boost operando com razão cíclica menor que 0,5 também possui a característica abaixadora. Entretanto, este também apresentaria os mesmos inconvenientes já citados para o conversor Buck.

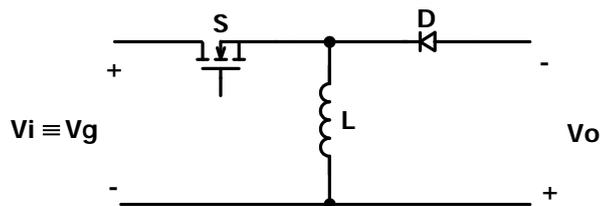


Fig. 2. 5 – Topologia do conversor Buck-Boost.

Certamente, a versão isolada do conversor Buck-Boost, o conversor Flyback, é outro conversor interessante para esta aplicação. Sua topologia é apresentada na Fig. 2. 6. A grande vantagem desta estrutura, quando comparada à estrutura do conversor Forward, é o reduzido número de componentes. Porém, dependendo do nível de potência que o circuito de grameamento deve processar, o transformador do conversor Flyback apresentará um volume elevado e o seu interruptor comandado também ficará submetido a esforços elevados de corrente.

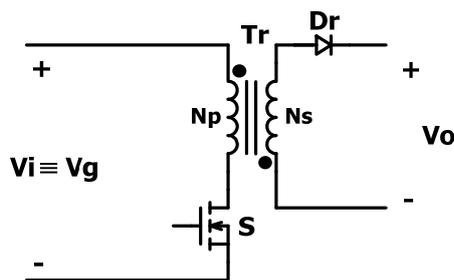


Fig. 2. 6 – Topologia do conversor Flyback.

A escolha do conversor Forward ou do conversor Flyback para esta aplicação pode ser decidida em função da potência processada pelo circuito de grameamento (P_g), embora a definição de uma fronteira utilização de cada conversor seja variável com os requisitos de projeto.

De maneira geral, pode-se seguir a recomendação da Fig. 2. 7. Desse modo, como na aplicação destes conversores em fontes chaveadas, garante-se que os conversores operarão com baixas perdas e, conseqüentemente, alto rendimento.

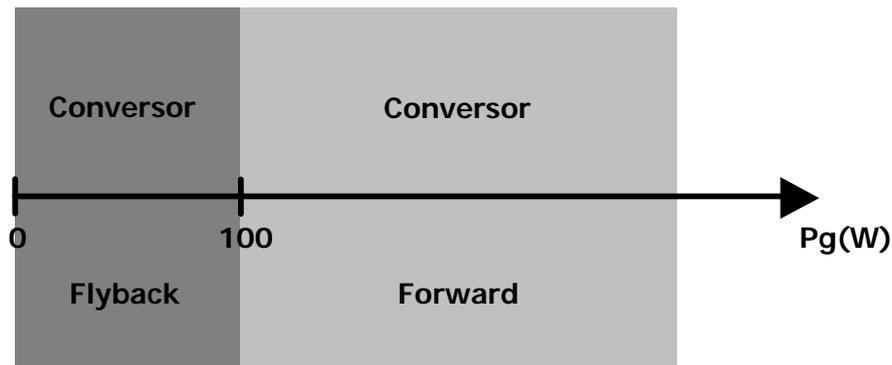


Fig. 2. 7 – Diagrama de recomendação da aplicação dos conversores Forward e Flyback em função da potência processada pelo circuito de grampeamento.

2.4 – Circuitos Propostos

Devido ao nível de potência do circuito de grampeamento desta aplicação escolheu-se o conversor Forward para compor o circuito de grampeamento ativo. A topologia escolhida para o conversor Forward é a mesma daquela apresentada na Fig. 2. 4.

Na Fig. 2. 8 apresenta-se o circuito de grampeamento ativo empregando o conversor Forward conectado aos três estágios retificadores de saída: Onda Completa, com Ponto Médio e *Hybridge*. O conversor Forward da Fig. 2. 4 foi substituído por um único bloco para melhor visualização.

Em particular, o circuito de grampeamento utilizado para o estágio retificador de saída com Ponto Médio necessita de isolamento, pois o capacitor de grampeamento e o capacitor de saída do conversor CC-CC principal não se encontram na mesma referência.

Para o circuito de grampeamento aplicado no retificador de Onda Completa, necessita-se apenas um diodo de grampeamento e para os demais retificadores dois diodos de grampeamento.

Para verificar a operação do circuito de grampeamento ativo aplicado em cada estágio retificador, realizaram-se simulações numéricas. A Fig. 2. 9 apresenta os resultados obtidos com o circuito de grampeamento aplicado ao retificador de Onda Completa. Na Fig. 2. 9 a) tem-se as formas de onda da tensão em um diodo retificador e da tensão de grampeamento, ilustrando a ação de grampeamento da tensão no diodo retificador. As

formas de onda da tensão no interruptor do conversor Forward e da corrente no indutor Forward são apresentadas na Fig. 2. 9 b).

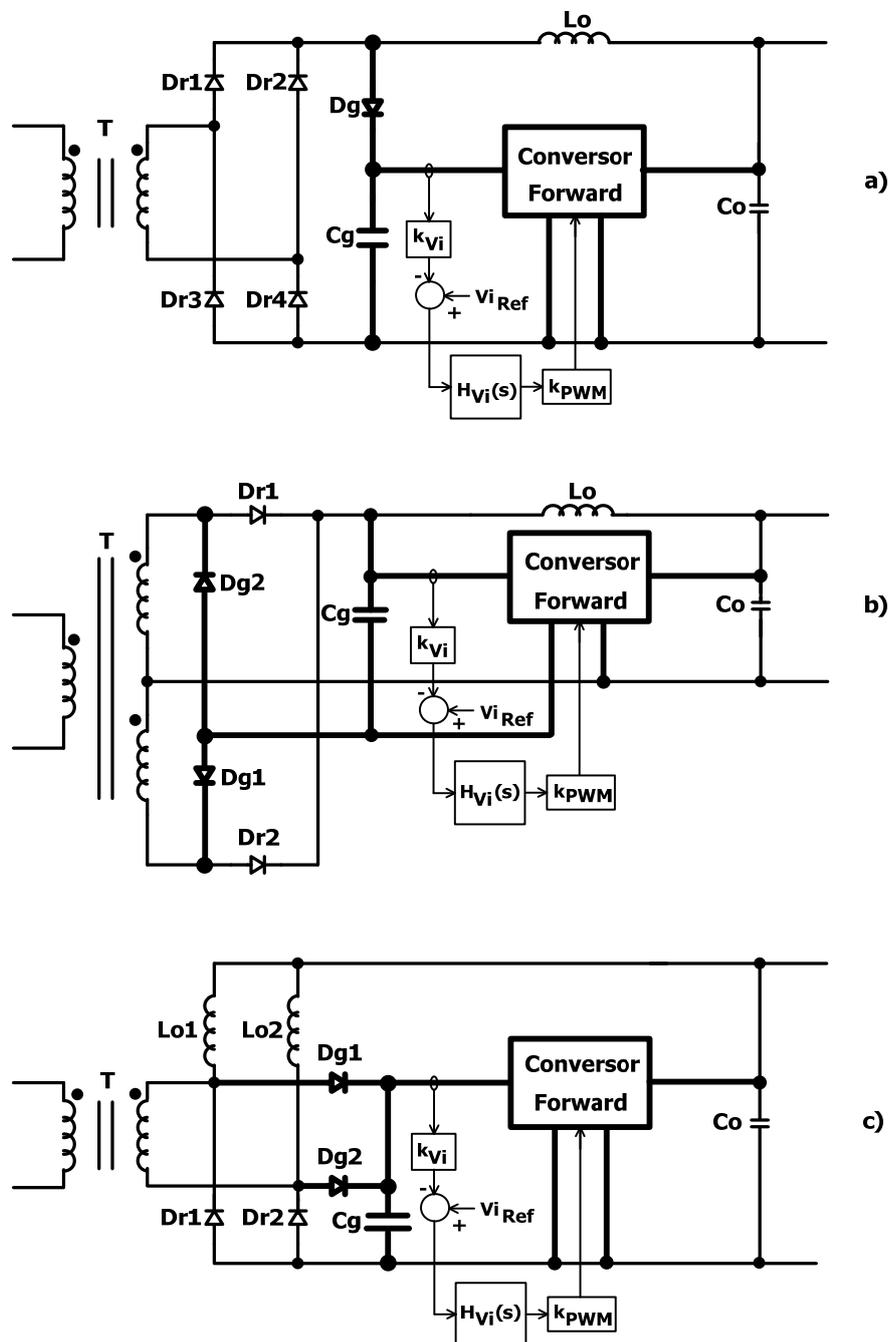


Fig. 2. 8 – Circuito de grampeamento ativo empregando o conversor Forward conectado aos estágios retificadores a) de Onda Completa, b) com Ponto Médio e c) Hybride.

Os resultados obtidos no retificador com Ponto Médio estão apresentados na Fig. 2. 10. As formas de onda da tensão no diodo retificador e a tensão de grampeamento

encontram-se na Fig. 2. 10 a) e as formas de onda da tensão no interruptor Forward e a corrente no Indutor Forward encontram-se na Fig. 2. 10 b). Observa-se que a tensão no interruptor Forward é o dobro da tensão de grameamento, evidenciando um inconveniente deste circuito de grameamento ativo.

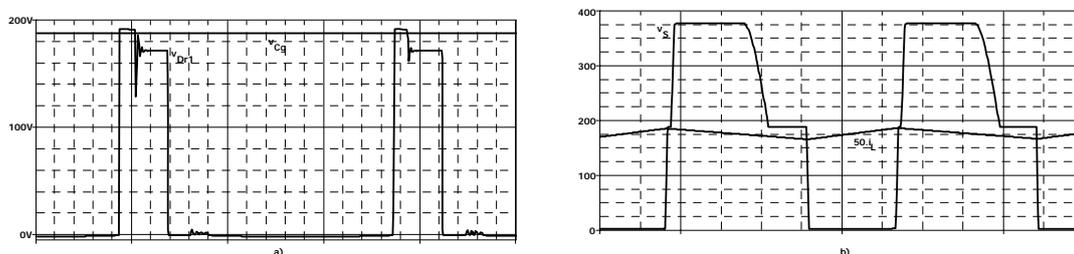


Fig. 2. 9 – Circuito de grameamento ativo aplicado ao retificador de Onda Completa: a) formas de onda da tensão no diodo retificador e da tensão de grameamento e b) formas de onda da tensão no interruptor Forward e da corrente no indutor Forward.

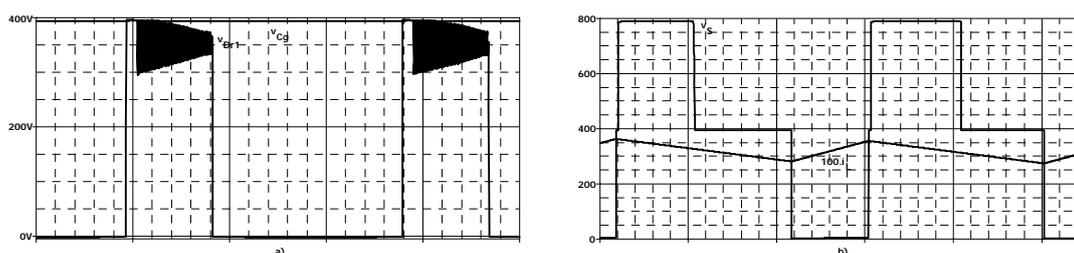


Fig. 2. 10 – Circuito de grameamento ativo aplicado ao retificador com Ponto Médio: a) formas de onda da tensão no diodo retificador e da tensão de grameamento e b) formas de onda da tensão no interruptor Forward e da corrente no indutor Forward.

Quando aplicado ao retificador *Hybride*, observa-se, através da Fig. 2. 11, que novamente o circuito de grameamento atua no grameamento da tensão sobre o diodo retificador e envia, através do conversor Forward, a energia de recuperação reversa para a saída do conversor CC-CC principal. Na Fig. 2. 11 a) têm-se as formas de onda da tensão em um diodo retificador e da tensão de grameamento e na Fig. 2. 11 b) têm-se as formas de onda da tensão no interruptor do conversor Forward e da corrente no indutor Forward.

Além disso, este circuito de grameamento pode ser estendido aos estágios retificadores empregados em conversores CC-CC trifásicos, já que estes conversores são inerentes para aplicações em alta potência. Na Fig. 2. 12 apresenta-se o circuito de

grampeamento ativo empregando o conversor Forward conectado às versões trifásicas dos retificadores Onda Completa e *Hybride*.

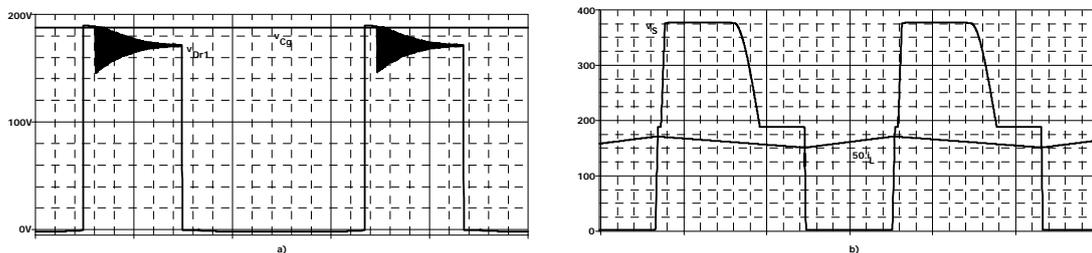


Fig. 2. 11 – Circuito de grampeamento ativo aplicado ao retificador *Hybride* a) formas de onda da tensão no diodo retificador e da tensão de grampeamento e b) formas de onda da tensão no interruptor *Forward* e da corrente no indutor *Forward*.

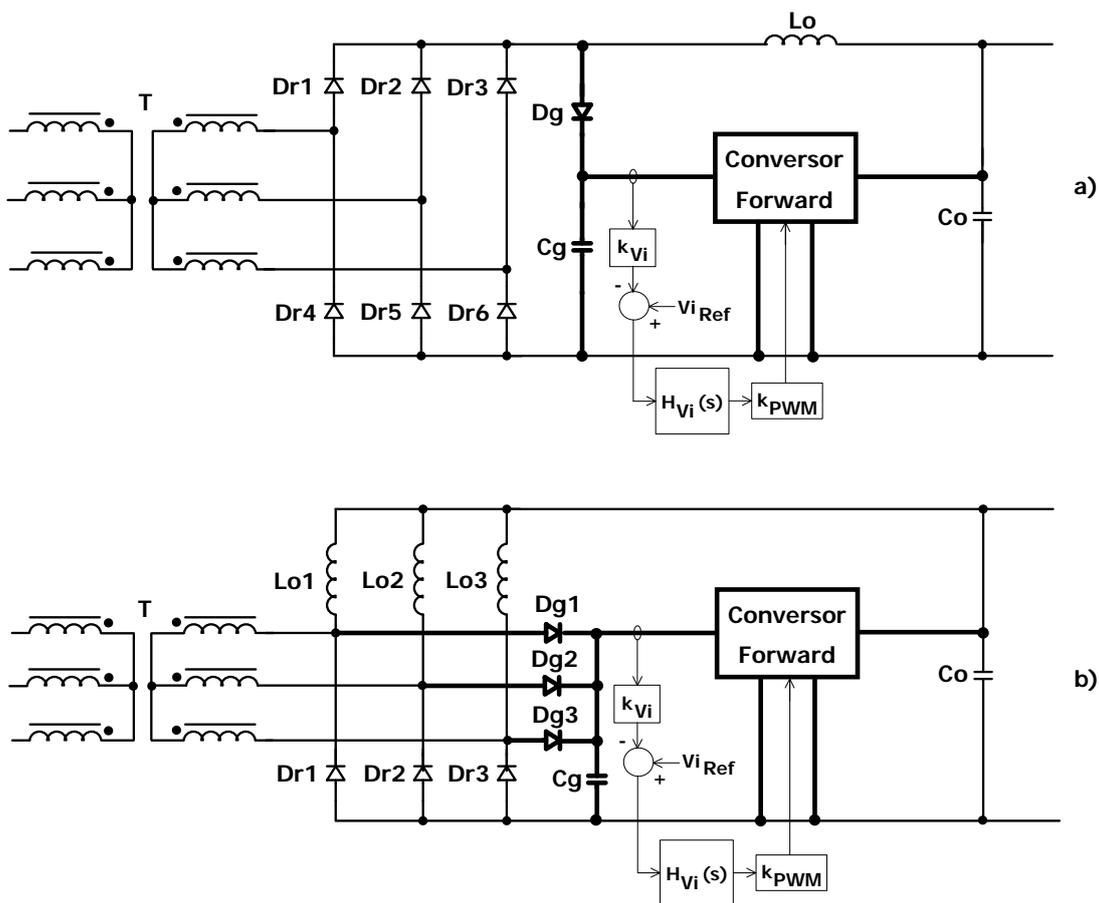


Fig. 2. 12 – Circuito de grampeamento ativo empregando o conversor *Forward* conectado nas versões trifásicas dos estágios retificadores a) de Onda Completa e b) *Hybride*.

2.5 – A Malha de Controle da Tensão de Grampeamento

O conversor CC-CC principal opera com potência variável e tensão de saída regulada, implicando em variações da corrente de saída. Tais variações na corrente de saída provocam variações na corrente que circula pelos diodos retificadores e conseqüentemente, variações na corrente de recuperação reversa.

As variações na corrente de recuperação reversa, por sua vez, provocam variações na tensão de grampeamento e conseqüentemente, no valor da máxima tensão sobre os diodos retificadores.

Com o intuito de evitar as variações no valor da máxima tensão nos diodos retificadores, este trabalho pretende realizar o controle da tensão de grampeamento através de um controle realimentado.

Com exceção dos circuitos de grampeamento ativos apresentados em [11], que utilizam um conversor CC-CC, todos os demais apresentados no Capítulo I não garantem uma tensão de grampeamento estabilizada. No circuito proposto em [11], realiza-se o controle da tensão de grampeamento através de um controle por Histerese.

O controle realimentado por valores médios tem o objetivo de contribuir para um grampeamento da tensão nos diodos retificadores de melhor qualidade. Esta característica é desejada, pois nas aplicações em altas potências, os diodos retificadores comutam com tensões e correntes elevadas, e assim o controle em malha fechada da tensão de grampeamento deverá proporcionar as características de maior robustez e melhor rendimento ao conversor CC-CC como um todo.

Nos circuitos de grampeamento propostos anteriormente, o conversor Forward deve operar em malha fechada, seguindo o diagrama de blocos da Fig. 2. 13. O diagrama é composto pelos blocos $G(s)$, que representa a função de transferência do conversor Forward para o controle na tensão de entrada; $H(s)$, a função de transferência do compensador; k_v , 'representa o ganho do sensor de tensão; k_{PWM} o ganho do modulador PWM e finalmente o bloco somador.

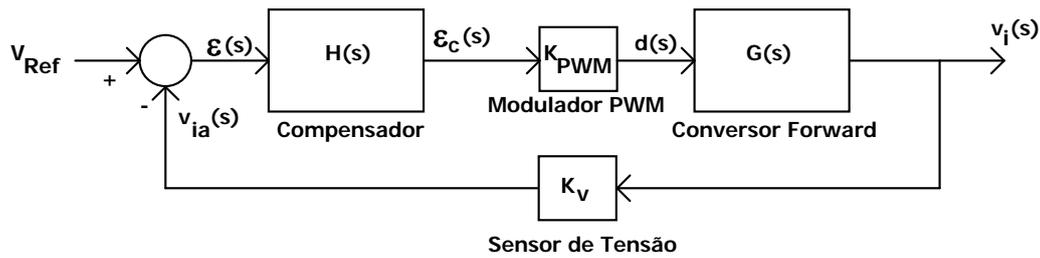


Fig. 2. 13 – Diagrama de blocos de malha de controle da tensão de grameamento.

As variáveis da malha de controle da tensão de grameamento são: V_{Ref} , a tensão de referência; $v_{ia}(s)$ a tensão de entrada amostrada; $\epsilon(s)$ o sinal de erro; $\epsilon_c(s)$ o sinal de erro compensado; $d(s)$ a razão cíclica e $v_i(s)$ a tensão de entrada do conversor.

2.6 – Conclusão

Este capítulo apresentou uma discussão sobre o emprego de conversores em circuitos de grameamento ativo, apontando os conversores Flyback e Forward como os mais indicados para esta aplicação.

Apresentou-se a conexão do circuito de grameamento nos estágios retificadores de saída mais utilizados, adicionando-se resultados de simulação numérica que indicam a possibilidade de emprego destes circuitos.

Deve-se destacar que, conforme observado nos circuitos descritos no Capítulo I, obteve-se um novo circuito de grameamento ativo para o estágio retificador *Hybridge*. Na revisão bibliográfica encontrou-se somente um circuito de grameamento ativo para este retificador. Porém, tal circuito apresenta pedido de registro de patente internacional.

Quando comparados aos demais circuitos de grameamento ativos, o circuito proposto tem as seguintes vantagens:

- O circuito de comando do circuito de grameamento opera de forma independente do circuito de comando do conversor CC-CC principal;
- O circuito de comando do circuito de grameamento não necessita isolamento;

- Do modo como é concebido, este circuito de grampeamento permite o emprego de uma malha de controle da tensão de grampeamento;
- É um circuito de fácil transferência tecnológica, pois tanto a estrutura de potência quanto o circuito de comando que podem ser empregados são de domínio dos projetistas da área;
- O emprego do conversor no circuito de grampeamento permite de forma mais fácil a generalização do circuito para vários estágios retificadores, como demonstrado.

Como desvantagens têm-se:

- Aumento do número de componentes no circuito de grampeamento;
- Aumento do volume do circuito de grampeamento, devido à presença do transformador;
- A tensão no interruptor comandado do circuito de grampeamento é igual ao dobro da tensão de grampeamento, que dependendo da aplicação poderá requerer um interruptor com tensão muito elevada.

CAPÍTULO III

ANÁLISE DO CIRCUITO DE GRAMPEAMENTO ATIVO EMPREGANDO O CONVERSOR FORWARD

3.1 – Introdução

Após apresentada a topologia do circuito de grampeamento ativo empregando o conversor Forward nos vários estágios retificadores de saída, apresenta-se, neste capítulo, toda a análise do circuito de grampeamento aplicado ao Retificador *Hybridge*. Esta análise permitirá o entendimento do circuito de grampeamento aplicado no Retificador *Hybridge* e a descrição de uma metodologia de projeto, explicitando-se os valores máximos de corrente e de tensão que os componentes do circuito de grampeamento ficam submetidos.

A escolha do Retificador *Hybridge* para a continuidade deste estudo foi motivada pela necessidade de resolução de um problema real em uma fonte de alimentação para telecomunicações com alta potência. Adiciona-se ainda que, de todos os circuitos de grampeamento ativos vistos na revisão bibliográfica, somente um possuía aplicação neste estágio retificador. Porém este não apresentava resultados de análise e resultados experimentais e sua aplicação industrial fica mais onerosa pelo seu registro de patente internacional.

A topologia do circuito de grampeamento ativo empregando o conversor Forward aplicado ao Retificador *Hybridge* é apresentada na Fig. 3. 1. O circuito de grampeamento é composto por dois diodos de grampeamento, D_{g1} e D_{g2} , um capacitor de grampeamento C_g e o conversor Forward. O estágio retificador é composto pelos diodos retificadores D_{r1} e D_{r2} . Também aparece na Fig. 3. 1 o transformador isolador T com sua indutância de dispersão L_{dp} , o filtro de saída com os indutores L_{o1} e L_{o2} e o capacitor C_o e a resistência de carga R_o .

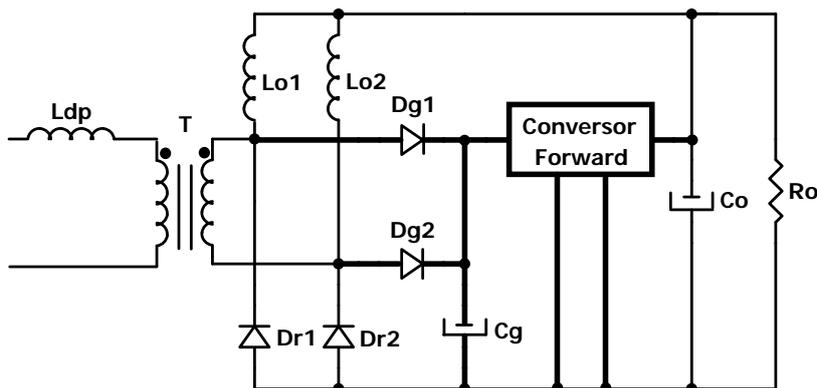


Fig. 3. 1 – Circuito de grampeamento ativo aplicado ao Retificador *Hybridge*.

Os diodos D_{g1} , D_{g2} e o capacitor C_g tem a função de efetivamente grampear a tensão sobre os diodos retificadores D_{r1} e D_{r2} . Além desta, o capacitor C_g tem a função de armazenar a energia de recuperação reversa. O conversor Forward tem a função de entregar a energia do capacitor C_g para o capacitor de saída C_o .

A topologia do conversor Forward para esta aplicação é apresentada na Fig. 3. 2. Este é composto pelo interruptor principal S , o transformador T_r , o indutor L e pelos diodos: retificador D_r , de roda-livre D_{rl} , e de desmagnetização D_d .

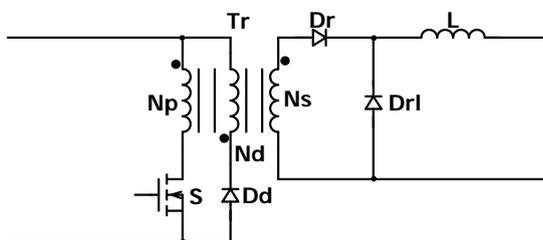


Fig. 3. 2 – Topologia do conversor Forward utilizada no circuito de grampeamento ativo.

Neste capítulo serão apresentadas as etapas de operação do Retificador *Hybridge* com o circuito de grampeamento ativo empregando o conversor Forward, as principais formas de onda, o equacionamento do circuito de grampeamento e o modelo de pequenos sinais do conversor Forward para o controle da tensão de entrada, visto que esta é a tensão de grampeamento.

3.2 – Etapas de Operação

Pelo fato de o conversor Forward operar de forma independente do conversor CC-CC principal, descreveu-se as etapas de operação envolvendo o Retificador *Hybridge*, os diodos de grampeamento e o capacitor de grampeamento separadamente das etapas de operação do conversor Forward.

No entanto, ambas as etapas de operação descritas serão importantes para a análise de todo o circuito de grampeamento. Tal abordagem tem a intenção de tornar o texto mais claro e a análise mais objetiva.

As primeiras etapas apresentadas dizem respeito à operação do Retificador *Hybridge* juntamente com os diodos de grampeamento e o capacitor de grampeamento operando em regime permanente. Para esta descrição considerou-se a carga do conversor CC-CC principal como uma fonte de tensão constante e que os diodos de grampeamento se comportem como interruptores ideais. A tensão aplicada ao primário do transformador é a tensão característica imposta pelo conversor CC-CC principal, podendo este ser um conversor Ponte Completa-ZVS-PS [5] ou um conversor Três Níveis-ZVS-PWM [1]. A indutância L_{ds} representa a soma das indutâncias de dispersão do transformador e da indutância ressonante referidas ao secundário, para os casos em que se utilizem os conversores CC-CC referidos acima.

3.2.1 – Primeira etapa (t_0, t_1) – Condução do diodo retificador D_{r2}

Esta etapa, representada na Fig. 3. 3, é caracterizada pelas seguintes afirmações:

- A tensão no secundário do transformador é igual à V_s ;
- O diodo retificador D_{r2} está em condução;
- A corrente no indutor L_{o1} cresce linearmente a partir do seu valor mínimo;
- A corrente no indutor L_{o2} decresce linearmente.

O final desta etapa ocorre quando a tensão no secundário do transformador atinge zero.

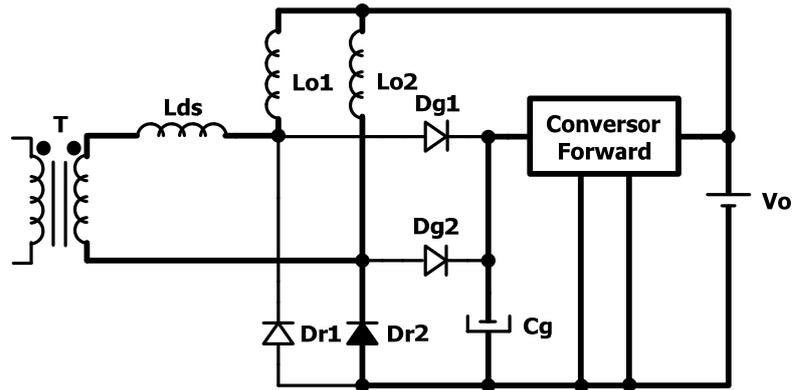


Fig. 3. 3 – Primeira etapa de operação.

3.2.2 – Segunda etapa (t_1, t_2) – Condução dos diodos retificadores D_{r1} e D_{r2}

Na Fig. 3. 4 tem-se a representação desta etapa. Suas características são:

- A tensão no secundário do transformador é nula;
- Ambos os diodos retificadores encontram-se em condução;
- A corrente no indutor L_{o1} decresce linearmente;
- A corrente no indutor L_{o2} decresce linearmente até atingir o seu valor mínimo.

Quando o diodo D_{r2} bloquear tem-se o término desta etapa.

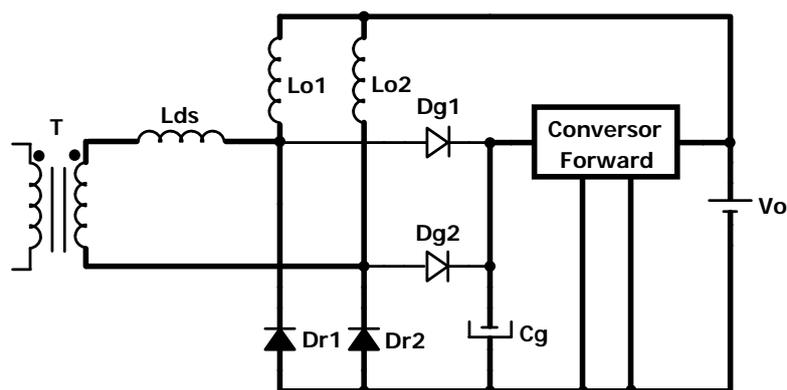


Fig. 3. 4 – Segunda etapa de operação.

3.2.3 – Terceira etapa (t_2, t_3) – Grampeamento da tensão sobre o diodo retificador D_{r2}

As características da terceira etapa, representada na Fig. 3. 5, são:

- A tensão no secundário do transformador decresce de zero até $-V_s$;
- O diodo retificador D_{r1} permanece em condução;
- A corrente no indutor L_{o1} continua decrescendo linearmente;
- A corrente no indutor L_{o2} começa a crescer linearmente;
- O diodo de grampeamento D_{g2} entra em condução;
- A tensão no capacitor de grampeamento C_g cresce a partir do seu valor mínimo.

A condução do diodo de grampeamento D_{g2} cria um novo caminho para a corrente de recuperação reversa desviando-a para o capacitor de grampeamento C_g . Esta etapa é finalizada quando a corrente de recuperação reversa atinge zero e o diodo de grampeamento D_{g2} bloquear.

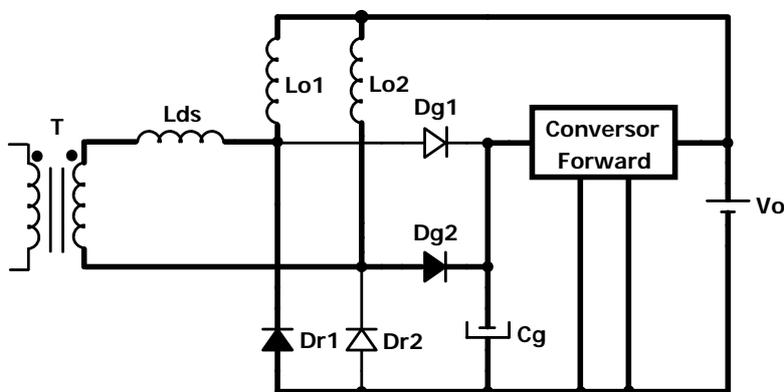


Fig. 3. 5 – Terceira etapa de operação.

3.2.4 – Quarta etapa (t_3, t_4) – Condução do diodo retificador D_{r1}

Como pode ser observado na Fig. 3. 6, esta etapa apresenta as seguintes características:

- A tensão no secundário do transformador é igual à $-V_s$;

- O diodo retificador D_{r1} está em condução;
- A corrente no indutor L_{o1} decresce linearmente;
- A corrente no indutor L_{o2} cresce linearmente a partir do seu valor mínimo.

O fim desta etapa se dá quando a tensão no secundário do transformador atinge zero novamente.

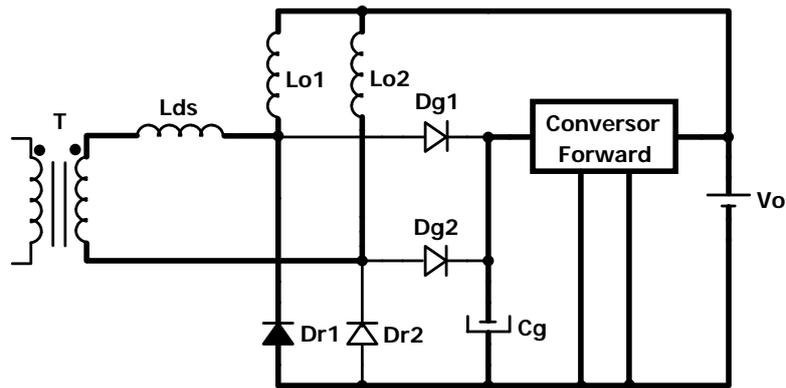


Fig. 3. 6 – Quarta etapa de operação.

3.2.5 – Quinta etapa (t_4, t_5) – Condução dos diodos retificadores D_{r1} e D_{r2}

Na Fig. 3. 7 tem-se a representação desta etapa. Suas características são:

- A tensão no secundário do transformador é nula;
- Ambos os diodos retificadores encontram-se em condução;
- A corrente no indutor L_{o1} decresce linearmente;
- A corrente no indutor L_{o2} decresce linearmente.

Quando o diodo D_{r1} bloquear tem-se o término desta etapa.

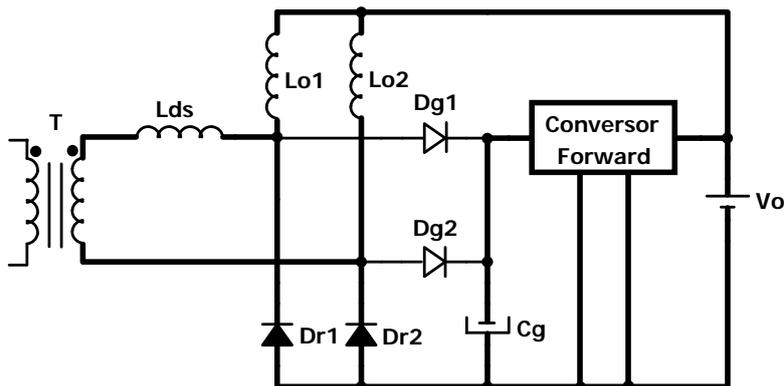


Fig. 3. 7 – Quinta etapa de operação.

3.2.6 – Sexta etapa (t_5 , t_6) – Grampeamento da tensão sobre o diodo retificador D_{r1}

As características desta etapa, representada na Fig. 3. 8, são:

- A tensão no secundário do transformador cresce de zero até V_s ;
- O diodo retificador D_{r2} continua em condução;
- A corrente no indutor L_{o1} começa a crescer linearmente;
- A corrente no indutor L_{o2} continua decrescendo linearmente;
- O diodo de grampeamento D_{g1} entra em condução;
- A tensão no capacitor de grampeamento C_g cresce a partir do seu valor mínimo.

A condução do diodo de grampeamento D_{g1} cria novamente um caminho para a corrente de recuperação reversa ser desviada para o capacitor de grampeamento C_g . Esta etapa é finalizada quando a corrente de recuperação reversa atinge zero e o diodo de grampeamento D_{g1} bloquear, completando um período de operação.

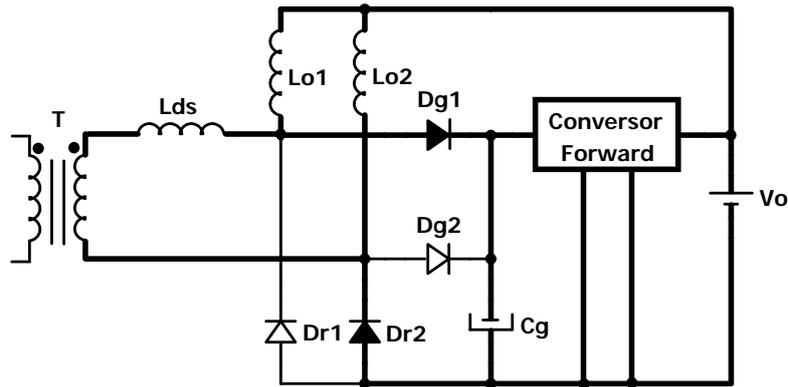


Fig. 3. 8 – Sexta etapa de operação.

As etapas seguintes estão relacionadas com a operação do conversor Forward. Como demonstrado nas etapas anteriores, o capacitor é carregado duas vezes a cada período de comutação do conversor CC-CC principal e será descarregado através do conversor Forward. O conversor Forward opera no Modo de Condução Contínua, resultando em três novas etapas de operação. Considerou-se uma fonte de tensão constante e igual à V_g na entrada do conversor e uma fonte de tensão constante e igual à V_o na sua saída. Estas três etapas restantes são apresentadas em regime permanente e considerando-se os semicondutores como interruptores ideais.

3.2.7 – Primeira etapa (t_0' , t_1') – Condução do interruptor S

Na Fig. 3. 9 tem-se a representação desta etapa. Suas principais características são:

- O interruptor S encontra-se em condução;
- A tensão no primário do transformador T_r é igual a tensão de entrada V_g ;
- O diodo D_r encontra-se em condução;
- A corrente no indutor L cresce linearmente a partir do seu valor mínimo até atingir o seu valor máximo.

Com a condução do diodo D_r a energia da entrada é transferida para a saída. Esta etapa termina quando o interruptor S é comandado a bloquear.

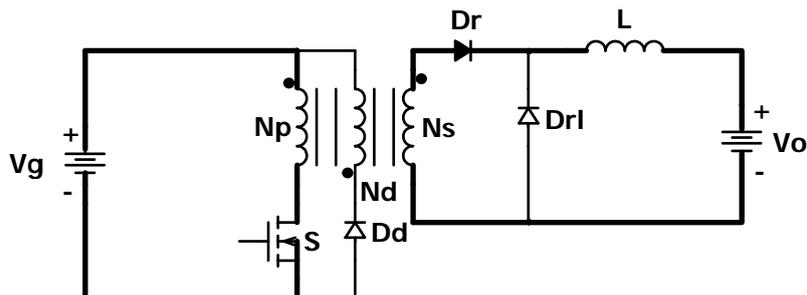


Fig. 3. 9 – Primeira etapa de operação.

3.2.8 – Segunda etapa (t_1' , t_2') – Desmagnetização do transformador T_r

Esta etapa é apresentada na Fig. 3. 10. Suas características são:

- O diodo D_{rl} encontra-se em condução;
- O diodo D_d encontra-se em condução;
- O transformador T_r é desmagnetizado através do enrolamento N_d e do diodo D_d ;
- A corrente no indutor L decresce linearmente a partir do seu valor máximo.

O diodo D_{rl} mantém a corrente de saída. Quando o transformador é totalmente desmagnetizado o diodo D_d bloqueia, completando esta etapa.

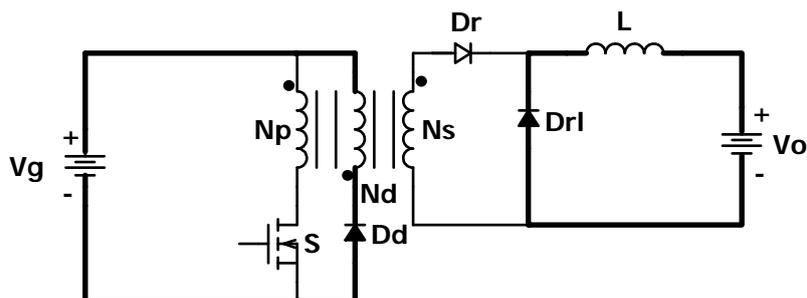


Fig. 3. 10 – Segunda etapa de operação.

3.2.9 – Terceira etapa (t_2' , t_3') – Condução do diodo D_{rl}

Esta etapa, representada na Fig. 3. 11, possui as seguintes características:

- O diodo D_{rl} encontra-se em condução;

- A corrente no indutor L decresce linearmente até atingir o seu valor mínimo.

O diodo D_{r1} continua mantendo a corrente de saída durante esta etapa. Esta etapa termina quando o interruptor S é novamente comandado a conduzir, completando assim um período de operação.

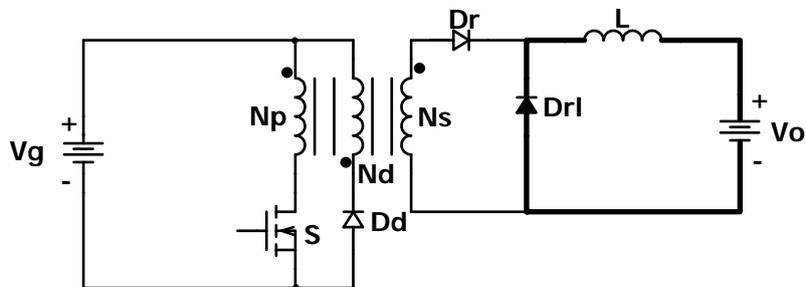


Fig. 3. 11 – Terceira etapa de operação.

3.3 – Principais Formas de Onda

Com as etapas de operação descritas anteriormente, pode-se traçar as formas de onda nos principais componentes que compõe o circuito de grampeamento ativo. Na Fig. 3. 12 apresentam-se as formas de onda oriundas das seis primeiras etapas de operação enquanto que as formas de onda relativas as três etapas finais encontram-se na Fig. 3. 13.

Através das formas de onda, podem-se observar os valores máximos em que os componentes estão submetidos e também se pode calcular os valores de corrente médios e eficazes de interesse.

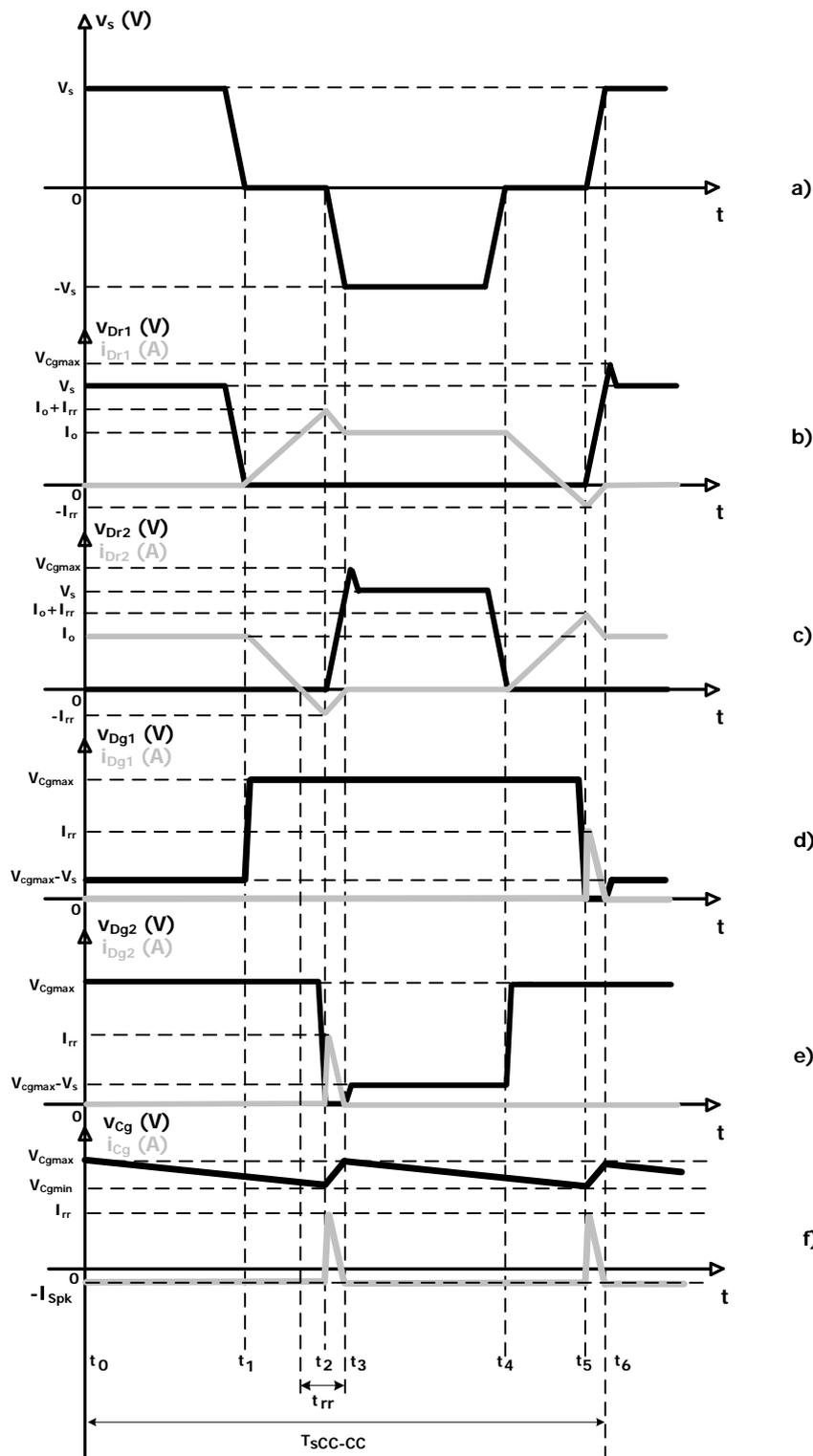


Fig. 3. 12 – Formas de onda resultantes das seis primeiras etapas de operação: a) Tensão no secundário do transformador T ; b) Tensão e corrente no diodo retificador D_{r1} ; c) Tensão e corrente no diodo retificador D_{r2} ; d) Tensão e corrente no diodo de grampeamento D_{g1} ; e) Tensão e corrente do diodo de grampeamento D_{g2} e f) Tensão e corrente no capacitor de grampeamento.

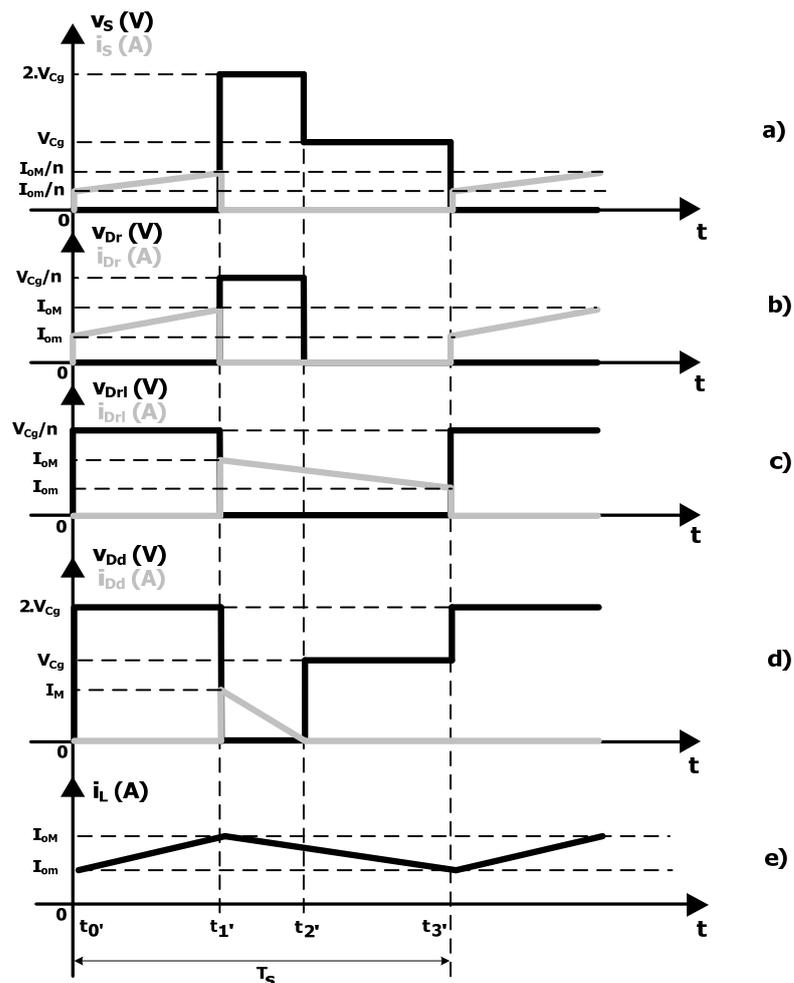


Fig. 3. 13 – Formas de onda das três últimas etapas de operação: a) Tensão e corrente no interruptor Forward; b) Tensão e corrente no diodo de retificação; c) Tensão e corrente no diodo de roda-livre; d) Tensão e corrente no diodo de desmagnetização e e) Corrente no indutor Forward.

3.4 – Equacionamento do Circuito de Grampeamento Ativo

O equacionamento do circuito de grampeamento ativo tem por objetivo revelar os parâmetros que influenciam o comportamento do circuito e expressar os esforços de tensão e de corrente em que os componentes que o compõe ficam submetidos. Neste sentido, expressões analíticas serão apresentadas e, na falta destas, curvas e ábacos serão sempre buscados. Por fim, a simulação numérica também aparece como ferramenta para determinação de esforços de corrente em alguns componentes, onde as condições de

contorno necessárias para o cálculo de valores médios e eficazes são de difícil determinação analítica [1].

Quanto aos esforços nos componentes do conversor Forward, muito já se conhece na literatura de Eletrônica de Potência. Contudo, estes serão novamente apresentados com o intuito de tornar este trabalho autocontido.

As deduções matemáticas dos esforços nos componentes serão omitidas, pois são simples aplicações de derivadas e integrais.

3.4.1 – Capacitor de Grampeamento

O capacitor de grampeamento é determinado através da análise do circuito elétrico equivalente obtido da terceira etapa de operação ou da sexta etapa de operação. Este circuito é apresentado na Fig. 3. 14. A tensão no secundário do transformador foi considerada constante e de valor igual a V_s , a indutância L_{ds} representa a soma das indutâncias de dispersão do transformador e da indutância ressonante referidas ao secundário do transformador e C_g o capacitor de grampeamento. Os demais componentes podem ser desconsiderados, pois suas grandezas permanecem praticamente inalteradas durante estas etapas [1].

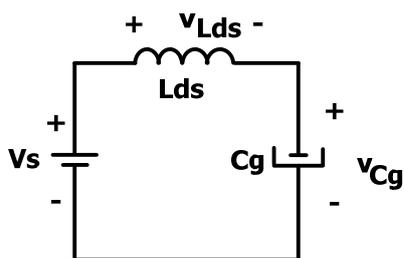


Fig. 3. 14 – Circuito elétrico equivalente da terceira ou da sexta etapas de operação.

As condições iniciais para o circuito da Fig. 3. 14 são apresentadas na equação (3.1).

$$\begin{cases} i_{L_{ds}}(0) = I_{rr} \\ v_{C_g}(0) = V_{C_{gmin}} \end{cases} \quad (3.1)$$

Onde I_{rr} representa o pico da corrente de recuperação reversa no diodo D_{r1} e $V_{C_{gmin}}$ a tensão mínima no capacitor de grampeamento. Resolvendo o circuito da Fig. 3. 14 para a tensão no capacitor de grampeamento tem-se a equação (3.2).

$$v_{C_g}(t) = V_S + (V_{C_{gmin}} - V_S) \cdot \cos(\omega \cdot t) + I_{rr} \cdot \sqrt{\frac{L_{ds}}{C_g}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.2)$$

A variável ω representa a frequência natural do circuito e é dada por (3.3).

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{ds} \cdot C_g}} \quad (3.3)$$

Ao final do tempo de recuperação reversa t_{rr} , o capacitor C_g estará carregado com sua tensão máxima $V_{C_{gmax}}$. Levando esta conclusão em (3.2) chega-se a (3.4).

$$V_{C_{gmax}} = v_{C_g}(t_{rr}) = V_S + (V_{C_{gmin}} - V_S) \cdot \cos(\omega \cdot t_{rr}) + I_{rr} \cdot \sqrt{\frac{L_{ds}}{C_g}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t_{rr}) \quad (3.4)$$

A tensão máxima $V_{C_{gmax}}$ define o valor máximo de tensão que estarão submetidos os diodos retificadores.

Pode-se representar a equação (3.4) como função do capacitor de grampeamento, desde que se conheçam a indutância de dispersão do transformador, a indutância ressonante, a tensão no secundário do transformador, o tempo de recuperação reversa do diodo retificador e a sua máxima corrente de recuperação reversa. A tensão mínima de grampeamento $V_{C_{gmin}}$ deve ser adotada e verificar a restrição da equação (3.5), para que esta análise seja válida.

$$V_{C_{gmin}} > V_S \quad (3.5)$$

Com esta curva gerada, pode-se escolher o valor da capacitância de grampeamento e voltando em (3.4) o valor máximo da tensão de grampeamento. Assim, o valor máximo da tensão no capacitor de grampeamento é dado pela equação (3.6). O valor máximo da corrente que circula pelo capacitor de grampeamento é apresentado na equação (3.7) e o seu respectivo valor de corrente eficaz será obtido via simulação numérica.

$$V_{C_{gpk}} = V_{C_{gmax}} \quad (3.6)$$

$$I_{C_{gpk}} = I_{rr} \quad (3.7)$$

Após definido o valor da capacitância do capacitor de grampeamento e conseqüentemente os valores mínimo e máximo da tensão neste capacitor, pode-se estimar a potência que deve ser processada pelo conversor Forward, através da energia armazenada no capacitor de grampeamento em meio período de comutação do conversor principal. Dessa consideração, resulta a equação (3.8).

$$W_{C_g} = \frac{1}{2} \cdot C_g \cdot (V_{C_{g_{max}}}^2 - V_{C_{g_{min}}}^2) \quad (3.8)$$

A energia no capacitor de grampeamento também pode ser expressa através da equação (3.9), onde P_{C_g} é a potência no circuito de grampeamento.

$$W_{C_g} = P_{C_g} \cdot \frac{T_{s_{CC-CC}}}{2} \quad (3.9)$$

Igualando-se (3.8) com (3.9) e isolando-se P_{C_g} chega-se a (3.10).

$$P_{C_g} = f_{s_{CC-CC}} \cdot C_g \cdot (V_{C_{g_{max}}}^2 - V_{C_{g_{min}}}^2) \quad (3.10)$$

Assim, a potência em que o conversor Forward deve operar é dada pela equação (3.10).

Esta análise apresentada pode não ser muito precisa, pois está baseada nas características intrínsecas dos diodos retificadores. Tais características podem variar de componente para componente especificado. Contudo esta análise fornece o passo inicial para a implementação e, se necessário, ajustes de bancada podem ser empregados.

3.4.2 – Diodos de Grampeamento

A máxima tensão reversa que os diodos de grampeamento devem suportar é dada por (3.11), onde $V_{C_{g_{max}}}$ representa a máxima tensão no capacitor de grampeamento.

$$V_{D_{g_{pk}}} = V_{C_{g_{max}}} \quad (3.11)$$

A corrente de pico nestes diodos é a própria corrente máxima de recuperação reversa dos diodos retificadores, equação (3.12), e a corrente média é obtida por simulação numérica, uma vez que é difícil a determinação dos parâmetros do circuito que definem a taxa de decrescimento da corrente que circula através destes diodos [1].

$$I_{Dg_{pk}} = I_{rr} \quad (3.12)$$

3.4.3 – Interruptor Forward

A máxima tensão sobre o interruptor principal do conversor Forward é dada pela equação (3.13). Em geral, adota-se $N_p=N_d$, ou seja, o mesmo número de espiras entre o enrolamento primário e o enrolamento de desmagnetização e assim o interruptor Forward fica submetido ao dobro da tensão máxima de grampeamento.

$$V_{S_{pk}} = V_{Cg_{max}} + \frac{N_p}{N_d} \cdot V_{Cg_{max}} \quad (3.13)$$

As correntes de pico, média e eficaz são apresentadas nas equações (3.14), (3.15) e (3.16) respectivamente. O valor de n representa a relação entre o número de espiras do primário e o número de espiras do secundário do transformador Forward.

$$I_{S_{pk}} = \frac{I_{oM}}{n} \quad (3.14)$$

$$I_{S_{md}} = \frac{I_o}{n} \cdot D_{max} \quad (3.15)$$

$$I_{S_{ef}} = \frac{I_o}{n} \cdot \sqrt{D_{max}} \quad (3.16)$$

Nas equações acima, I_{oM} representa a máxima corrente no indutor Forward, I_o a corrente média de saída do conversor Forward e D_{max} representa a máxima razão cíclica de operação do conversor Forward.

3.4.4 – Transformador Forward

O transformador Forward é constituído por três enrolamentos, primário, secundário e de desmagnetização. A potência de saída do conversor é um parâmetro importante para o

projeto do núcleo do transformador, assim como os valores das correntes eficazes nos enrolamentos, necessários para o cálculo da bitola dos condutores.

A potência de saída, expressa na equação (3.17), pode ser obtida pela multiplicação da potência no circuito de grampeamento pelo rendimento estimado η do conversor Forward.

$$P_o = \eta \cdot P_{Cg} \quad (3.17)$$

A corrente eficaz no primário do transformador tem o mesmo valor da corrente eficaz no interruptor Forward e é apresentada na equação (3.18).

$$I_{p_{ef}} = \frac{I_o}{n} \cdot \sqrt{D_{max}} \quad (3.18)$$

A corrente eficaz no secundário do transformador é expressa na equação (3.19).

$$I_{s_{ef}} = I_o \cdot \sqrt{D_{max}} \quad (3.19)$$

A corrente eficaz no enrolamento de desmagnetização é obtida da consideração prática da equação (3.20). Esta diz que o valor de pico da corrente na indutância magnetizante do primário do transformador é igual a 10% do valor da corrente de saída refletida ao primário.

$$I_M = 0,1 \cdot \frac{I_o}{n} \quad (3.20)$$

Assim, a indutância magnetizante do primário do transformador é dada por (3.21). Nesta equação, A_e representa a área da perna central do núcleo escolhido e B_{max} a máxima indução de fluxo do núcleo do transformador.

$$L_{mp} = \frac{N_p \cdot B_{max} \cdot A_e}{I_M} \quad (3.21)$$

Finalmente, o valor eficaz da corrente no enrolamento de desmagnetização é apresentado na equação (3.22), onde f_s representa a frequência de comutação do conversor Forward.

$$I_{d_{ef}} = \frac{V_{Cg_{max}}}{f_s \cdot L_{mp}} \cdot \sqrt{\frac{D_{max}^3}{3}} \quad (3.22)$$

3.4.5 – Diodo de Desmagnetização

Na equação (3.23) tem-se o máximo valor da tensão no diodo de desmagnetização. Como acontece com o interruptor principal, este também pode estar submetido ao dobro da tensão máxima de grampeamento.

$$V_{Dd_{pk}} = V_{C_{g_{max}}} + \frac{N_d}{N_p} \cdot V_{C_{g_{max}}} \quad (3.23)$$

Os valores das correntes de pico e corrente média estão apresentados nas equações (3.24) e (3.25) respectivamente.

$$I_{Dd_{pk}} = I_M \quad (3.24)$$

$$I_{Dd_{md}} = \frac{V_{C_{g_{max}}} \cdot D_{max}^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{mp}} \quad (3.25)$$

3.4.6 – Diodo de Retificação

Pela característica abaixadora do transformador Forward, no seu secundário têm-se valores de tensão menores que os encontrados no seu primário. A máxima tensão reversa que o diodo de retificação deve suportar é dada pela equação (3.26).

$$V_{Dr_{pk}} = \frac{V_{C_{g_{max}}}}{n} \quad (3.26)$$

A corrente máxima neste diodo é igual a corrente máxima no indutor Forward, visto na equação (3.27).

$$I_{Dr_{pk}} = I_{oM} \quad (3.27)$$

A corrente média no diodo retificador é apresentada na expressão (3.28), onde I_o é a corrente média que circula pelo indutor Forward.

$$I_{Dr_{md}} = I_o \cdot D_{max} \quad (3.28)$$

3.4.7 – Diodo de Roda-Livre

Os valores máximos da tensão, equação (3.29), e da corrente, equação (3.30), neste diodo são os mesmos apresentados para o diodo de retificação.

$$V_{Drl_{pk}} = \frac{V_{Cg_{max}}}{n} \quad (3.29)$$

$$I_{Drl_{pk}} = I_{oM} \quad (3.30)$$

A expressão da corrente média encontra-se na equação (3.31).

$$I_{Drl_{md}} = I_o \cdot (1 - D_{max}) \quad (3.31)$$

3.4.8 – Indutor de Saída

O valor da indutância é apresentado na expressão (3.32). Nesta equação, ΔI_o é a ondulação da corrente no indutor Forward.

$$L = \frac{1}{n} \cdot \frac{V_{Cg_{max}} \cdot (1 - D_{max}) \cdot D_{max}}{f_s \cdot \Delta I_o} \quad (3.32)$$

Ainda são necessários para a determinação do núcleo do indutor e da bitola do condutor os valores de pico e eficaz da corrente no indutor. O valor de pico da corrente no indutor encontra-se na equação (3.33) e o valor eficaz da corrente, admitindo-se uma ondulação de corrente no indutor muito pequena, encontra-se na equação (3.34).

$$I_{L_{pk}} = I_{oM} \quad (3.33)$$

$$I_{L_{ef}} = I_o \quad (3.34)$$

3.5 – Modelo do Conversor Forward para Controle da Tensão de Entrada

Como exposto anteriormente, uma das vantagens de utilizar-se um conversor no circuito de grampeamento é a possibilidade do controle em malha fechada da tensão de grampeamento, pois esta tensão é a própria tensão de entrada do conversor.

Nesta aplicação, o conversor deve manter a sua tensão de entrada regulada frente a variações na sua corrente de entrada. A corrente de entrada no conversor é a corrente de recuperação reversa, que é variável, pois o conversor CC-CC principal opera com potência variável e tensão de saída regulada, implicando em variações da corrente de saída. Assim, faz-se necessário encontrar a função de transferência que representa a relação entre a tensão na entrada do conversor e a razão cíclica, sendo a razão cíclica a variável de controle do conversor utilizado no circuito de grampeamento.

O circuito elétrico tomado como base para esta análise é apresentado na Fig. 3. 15. Na entrada do conversor Forward tem-se a fonte de corrente I_i , que representa a corrente de recuperação reversa e o capacitor de grampeamento C_g . Na saída do conversor Forward emprega-se uma fonte de tensão constante e de valor V_o , representando a tensão de saída do conversor CC-CC principal.

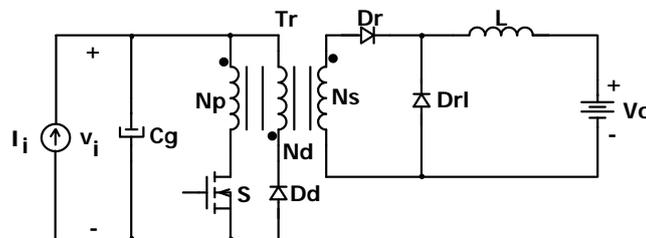


Fig. 3. 15 – Circuito elétrico do conversor Forward para obtenção do modelo.

A partir do circuito da Fig. 3. 15, referindo-se as grandezas do lado secundário para o lado primário e desprezando-se o enrolamento e o diodo de desmagnetização, tem-se, na Fig. 3. 16, o circuito elétrico equivalente utilizado para a obtenção do modelo do conversor Forward. A relação de transformação n representa a razão entre o número de espiras do enrolamento primário e o número de espiras do enrolamento secundário.

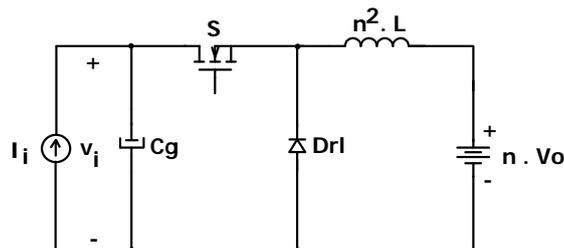


Fig. 3. 16 – Circuito elétrico equivalente para obtenção do modelo do conversor.

Para a obtenção da função de transferência utilizou-se duas técnicas de modelagem. A primeira utilizada foi a da Chave PWM [24] e a segunda a dos Valores Médios das Variáveis de Estado [17]. A seguir apresentam-se os principais resultados encontrados para cada técnica de modelagem utilizada.

3.5.1 – Modelagem pelo Método da Chave PWM

No circuito da Fig. 3. 16 pode-se identificar os terminais ativo, passivo e comum da chave PWM, conforme apresentado na Fig. 3. 17 (a). Na Fig. 3. 17 (b) tem-se o modelo de pequenos sinais para o conversor Forward.

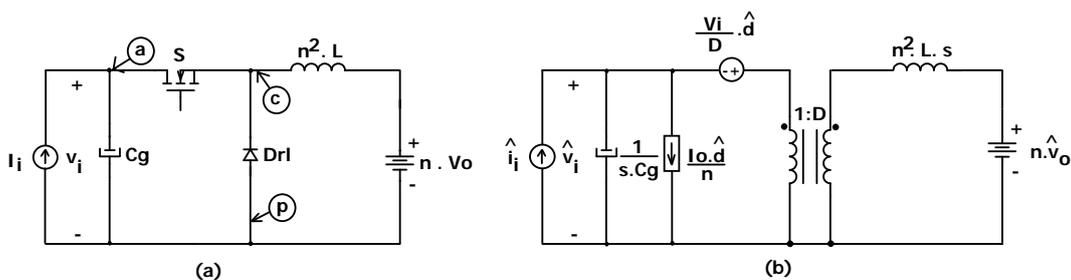


Fig. 3. 17 – Modelo da Chave PWM: a) Identificação dos terminais da chave PWM e b) Modelo de pequenos sinais para o conversor Forward.

A análise do circuito da Fig. 3. 17 (b), considerando a tensão de saída isenta de perturbações, ou seja, $n \cdot \hat{v}_o = 0$, leva à função de transferência entre a tensão de entrada e a razão cíclica, expressa por (3.35).

$$\frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-I_o}{n.C_g} \cdot \frac{s + \left(\frac{D_{\max} \cdot V_i}{I_o \cdot n \cdot L} \right)}{s^2 + \left(\frac{D_{\max}^2}{n^2 \cdot L \cdot C_g} \right)} \quad (3.35)$$

A função de transferência obtida apresenta um zero e dois pólos complexos conjugados. Outras duas características interessantes aparecem nesta função de transferência: a presença do sinal negativo e a inexistência do termo em “s” no denominador da função de transferência.

A presença do sinal negativo na função de transferência revela que para uma perturbação positiva de razão cíclica ocorrerá uma perturbação negativa na tensão de entrada do conversor Forward.

A inexistência do termo em “s” no denominador da função de transferência caracteriza este sistema como um sistema não-dissipativo ou ainda, sem amortecimento. Observando-se o circuito da Fig. 3. 16 constata-se que realmente o circuito não apresenta elementos resistivos. Assim, para uma perturbação do tipo degrau na razão cíclica deve-se esperar que a tensão de entrada do conversor Forward tenha um comportamento oscilatório puro.

Na Fig. 3. 18 tem-se a resposta no tempo da tensão de entrada para um degrau de razão cíclica. Pode observar-se sua característica oscilatória.

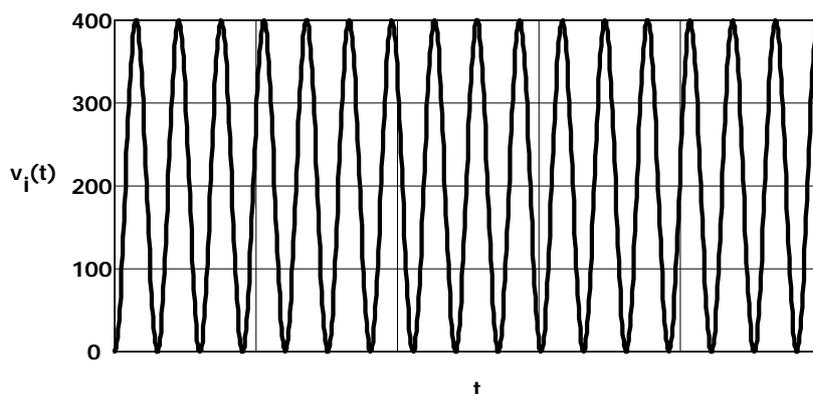


Fig. 3. 18 – Tensão de entrada do conversor Forward para um degrau de razão cíclica.

Pensando-se na estabilidade do sistema em malha aberta, esta fica garantida, pois, para entradas do tipo degrau, que são limitadas, a saída também será limitada.

Na prática, a presença de qualquer elemento resistivo nas conexões entre os componentes do conversor Forward mudará o comportamento da sua tensão de entrada. Por exemplo, considerando-se no circuito da Fig. 3. 16 a resistência do enrolamento do indutor Forward, a tensão de entrada apresentará o formato da Fig. 3. 19 para uma entrada do tipo degrau.

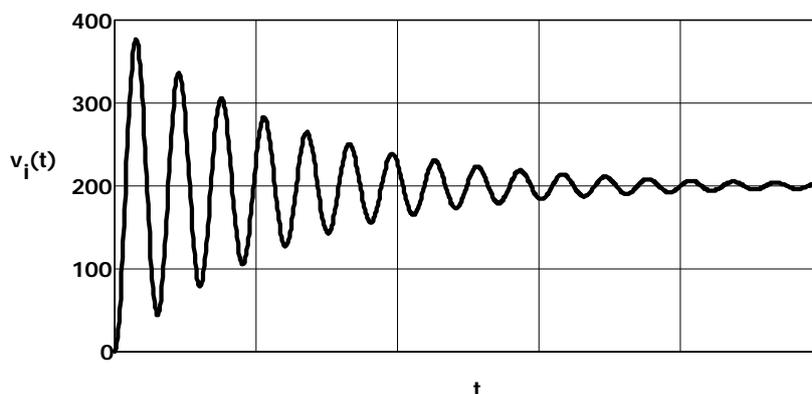


Fig. 3. 19 – Tensão de entrada do conversor Forward para um degrau de razão cíclica.

Nas aplicações práticas, o capacitor de grampeamento utilizado é um capacitor eletrolítico. Assim, optou-se por considerar a resistência série-equivalente do capacitor no modelo do conversor Forward, resultando na função de transferência apresentada na equação (3.36).

$$\frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-I_o \cdot R_{SE}}{n} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{SE} \cdot C_g} \right) \cdot \left(s + \frac{D_{max} \cdot V_i + D_{max}^2 \cdot \frac{I_o}{n} \cdot R_{SE}}{I_o \cdot n \cdot L} \right)}{\left(s^2 + \frac{D_{max} \cdot R_{SE}}{n^2 \cdot L} \cdot s + \frac{D_{max}^2}{n^2 \cdot L \cdot C_g} \right)} \quad (3.36)$$

Novamente aplicou-se um degrau de razão cíclica na expressão (3.36) para observar o comportamento da tensão de entrada do conversor Forward. Na Fig. 3. 20 tem-se a forma de onda da tensão de entrada do conversor Forward. Para a combinação de parâmetros escolhidos, esta resposta se aproxima da resposta de um sistema de primeira ordem.

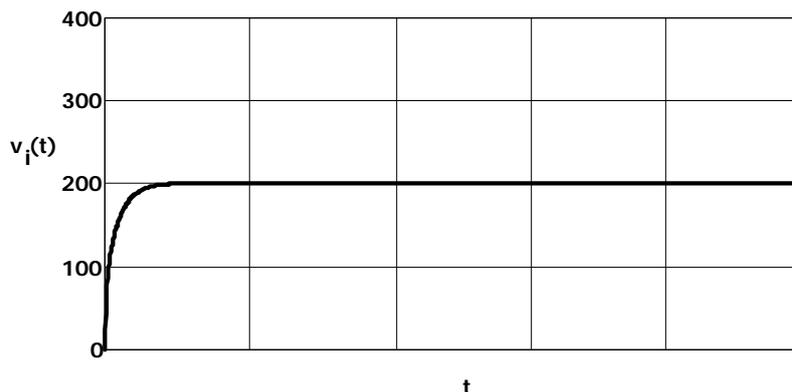


Fig. 3. 20 – Tensão de entrada do conversor Forward para um degrau de razão cíclica.

Como o modelo representado pela equação (3.36) demonstrou-se estável para perturbações do tipo degrau, este foi escolhido para o projeto da malha de controle da tensão de entrada do conversor Forward.

3.5.2 – Modelagem pelos Valores Médios das Variáveis de Estado

A modelagem por Valores Médios das Variáveis de Estado foi empregada com o intuito de comprovar o modelo obtido através da modelagem da Chave PWM, uma vez que não se tem referência do emprego do conversor Forward com controle na sua tensão de entrada.

O conceito de variáveis de estado está ligado com as variáveis dos elementos armazenadores de energia em um circuito elétrico. Assim adotou-se como primeira variável de estado a corrente no indutor Forward e como segunda variável de estado a tensão no capacitor de grampeamento.

O circuito da Fig. 3. 16 foi novamente utilizado como base para esta análise. Este é caracterizado por duas etapas de operação distintas: a primeira quando o interruptor S se encontra em condução e a segunda quando o diodo D_{F1} está conduzindo. Os circuitos elétricos equivalentes das duas etapas são representados na Fig. 3. 21.

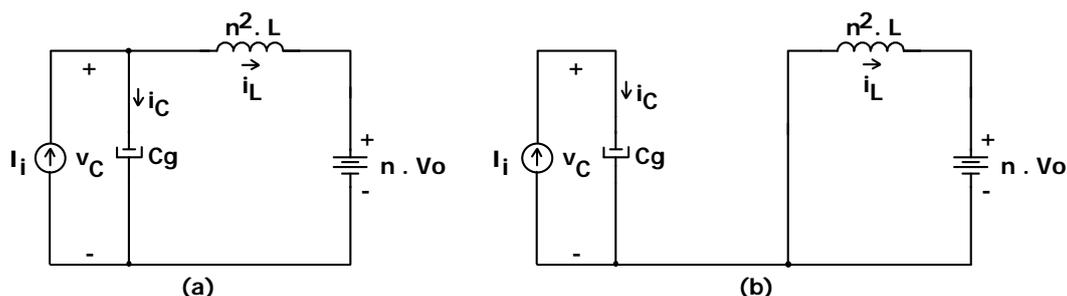


Fig. 3. 21 – Etapas de operação para a obtenção do modelo do conversor Forward: a) Condução do interruptor Forward e b) Condução do diodo de roda-livre.

A equação de estados para a primeira etapa de operação é apresentada em (3.37).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/n^2.L \\ -1/C_g & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/n^2.L & 0 \\ 0 & 1/C_g \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_o \\ I_i \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Na equação (3.38) tem-se a equação de estados para a segunda etapa de operação.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/n^2.L & 0 \\ 0 & 1/C_g \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_o \\ I_i \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Adotou-se como variável de saída a corrente no capacitor de grampeamento, para facilitar as manipulações matemáticas. Fica claro que a variável de interesse é a tensão na entrada do conversor que é a mesma da tensão no capacitor de grampeamento. Porém, esta pode ser obtida pela relação, no domínio da frequência, entre a corrente e a tensão no capacitor. Assim, tem-se a representação da variável de saída, para a primeira e para a segunda etapa de operação nas equações (3.39) e (3.40) respectivamente.

$$i_C = [-1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + [0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} V_o \\ I_i \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$i_C = [0 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + [0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} V_o \\ I_i \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Os próximos passos que seguem esta modelagem são a obtenção do valor médio em um período de comutação das variáveis de estado, a representação das equações no domínio da frequência, perturbação e separação das variáveis CC das variáveis CA.

Após algumas operações matriciais chega-se a relação apresentada na equação (3.41).

$$\frac{\hat{i}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-I_o}{n} \cdot \frac{s^2 + \left(\frac{D_{\max} \cdot V_i}{I_o \cdot n \cdot L} \right) \cdot s}{s^2 + \left(\frac{D_{\max}^2}{n^2 \cdot L \cdot C_g} \right)} \quad (3.41)$$

Utilizando-se a expressão (3.42) para recuperar a informação da saída desejada chega-se a expressão (3.43), que representa a razão entre a tensão de entrada do conversor e a razão cíclica.

$$\hat{i}_c = C_g \cdot s \cdot \hat{v}_c \quad (3.42)$$

$$\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-I_o}{n \cdot C_g} \cdot \frac{s + \left(\frac{D_{\max} \cdot V_i}{I_o \cdot n \cdot L} \right)}{s^2 + \left(\frac{D_{\max}^2}{n^2 \cdot L \cdot C_g} \right)} \quad (3.43)$$

A função de transferência obtida por esta modelagem é a mesma obtida pelo método da Chave PWM. Considerando-se a resistência série-equivalente nesta modelagem também se chega à mesma função de transferência obtida pelo modelo da Chave PWM, indicando que este modelo pode ser utilizado para o controle da tensão de entrada do conversor Forward.

3.6 – Conclusão

Neste capítulo apresentou-se a análise do circuito de grameamento ativo empregando o conversor Forward. As etapas de operação foram descritas e as formas de onda de maior interesse foram apresentadas.

As equações de maior interesse para o projeto dos componentes do circuito de grameamento também foram apresentadas.

O modelo matemático para o controle da tensão de entrada do conversor Forward foi obtido por dois métodos de modelagem diferentes, que resultaram em uma mesma função de transferência. A função de transferência encontrada demonstrou a estabilidade do conversor em malha aberta para perturbações do tipo degrau na razão cíclica, podendo ser utilizada para o projeto da malha de controle da tensão de entrada.

CAPÍTULO IV

PROJETO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO PRÁTICA

4.1 – Introdução

Neste capítulo serão apresentados o projeto, resultados de simulação numérica e resultados experimentais do circuito de grampeamento ativo analisado no capítulo anterior.

Uma metodologia de projeto será apresentada, partindo-se de um conjunto pré-definido de especificações, passando pela definição de parâmetros de projeto e obtenção dos esforços nos componentes até a especificação dos mesmos.

Como próximo passo, a simulação numérica é utilizada para verificação dos valores obtidos nos cálculos teóricos e da correta operação do circuito de grampeamento.

Após os resultados de simulação, discute-se os resultados da experimentação prática, onde apresentam-se o circuito elétrico implementado e as aquisições das formas de onda de maior interesse.

4.2 – Metodologia de Projeto

A metodologia de projeto inicia com a apresentação de um conjunto de especificações. Estas especificações estão relacionadas com o conversor CC-CC principal e com o estágio retificador de saída no qual se emprega o circuito de grampeamento ativo. Tais especificações pressupõem o projeto anterior do conversor CC-CC e do estágio retificador de saída. Estas estão apresentadas na Tabela 4. 1.

Na Tabela 4. 2 apresentam-se os parâmetros de projeto do circuito de grampeamento ativo. Com estes e as especificações de projeto pode-se calcular todas as grandezas de interesse.

Tabela 4. 1 – Especificações para o projeto do circuito de grampeamento ativo.

Especificações de Projeto		
Especificações Gerais do Conversor CC-CC Principal	Tensão de Entrada	V_{cc} (V)
	Tensão de Saída	V_o (V)
	Frequência de Comutação	f_{sCC-CC} (Hz)
Especificações do Transformador do Conversor CC-CC Principal	Relação de Transformação	n_{CC-CC}
	Indutância de Dispersão	L_{dp} (H)
Especificações do Indutor Ressonante	Indutância	L_r (H)
Especificações do Diodo Retificador	Corrente Máxima de Recuperação Reversa	I_{rr} (A)
	Tempo de Recuperação Reversa	t_{rr} (s)

Tabela 4. 2 – Parâmetros de projeto do circuito de grampeamento ativo.

Parâmetros de Projeto	
Tensão de Grampeamento Mínima	V_{Cgmin} (V)
Frequência de Comutação do Conversor Forward	f_s (Hz)
Máxima Razão Cíclica de Operação do Conversor Forward	D_{max}
Rendimento do Conversor Forward	η
Ondulação da Corrente no Indutor Forward	$\Delta I_{L\%}$
Tensão Direta nos Diodos do Circuito de Grampeamento	V_{DF} (V)

Com as especificações de projeto e dos parâmetros de projeto, pode-se seguir um roteiro de cálculo como o apresentado a seguir.

1. Determinação da tensão V_p no primário do transformador do conversor CC-CC principal.
2. Cálculo da tensão no secundário do transformador do conversor CC-CC principal, utilizando a expressão (4.1).

$$V_s = \frac{V_p}{n_{CC-CC}} \quad (4.1)$$

3. Escolha da tensão de grampeamento mínima, observando que esta seja maior que a tensão no secundário do transformador, como expresso na equação (4.2).

$$V_{Cg_{min}} = k \cdot V_s, \quad k > 1 \quad (4.2)$$

4. Cálculo da indutância de dispersão do secundário do transformador do conversor CC-CC principal, dado pela equação (4.3).

$$L_{ds} = \frac{L_{dp} + L_r}{n_{CC-CC}^2} \quad (4.3)$$

5. Através da curva gerada pela expressão (3.4) determina-se o valor do capacitor de grampeamento, assim como o valor da potência processada pelo circuito de grampeamento, equação (3.10), e do valor máximo da tensão de grampeamento, equação (3.4) novamente.

6. Cálculo da potência na entrada do conversor Forward, com o uso da equação (4.4).

$$P_i = P_{Cg} \quad (4.4)$$

7. Cálculo da potência de saída e da corrente de saída do conversor Forward, através das expressões (4.5) e (4.6) respectivamente.

$$P_o = \eta \cdot P_i \quad (4.5)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (4.6)$$

8. Cálculo da ondulação na corrente no indutor Forward, seguindo a expressão (4.7).

$$\Delta I_L = I_o \cdot \frac{\Delta I_{L\%}}{100} \quad (4.7)$$

9. Cálculo dos valores máximos e mínimos de corrente no indutor Forward, pelas expressões (4.8) e (4.9) respectivamente.

$$I_{L_{\max}} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.8)$$

$$I_{L_{\min}} = I_o - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.9)$$

10. Cálculo da relação de transformação do transformador do conversor Forward, através da expressão (4.10).

$$n = D_{\max} \cdot \frac{V_{C_{g\max}}}{V_o} \quad (4.10)$$

11. Cálculo da indutância do indutor de saída, utilizando a expressão (3.32).

12. Cálculo dos esforços nos componentes do circuito de grampeamento, valendo-se das expressões apresentadas no Capítulo III que definem tensão de pico, corrente de pico, corrente média e corrente eficaz.

13. Cálculo físico dos componentes do conversor Forward.

14. Estudo e determinação dos componentes da malha de controle da tensão na entrada do conversor Forward.

15. Definição do circuito de comando e controle do conversor Forward.

Um fato importante de se destacar nesta metodologia é que a potência de saída ou corrente de saída do conversor CC-CC principal não aparece diretamente como uma especificação de projeto. Como comentado anteriormente, o projeto do circuito de grampeamento pressupõe o projeto anterior do conversor CC-CC principal e assim, pode-se dizer que esta informação da corrente de saída está embutida nas especificações dos diodos retificadores de saída, que são projetados em função desta.

4.3 – Projeto e Especificação

O circuito de grampeamento ativo empregando o conversor Forward foi implementado em um conversor CC-CC Três Níveis-ZVS-PWM com estágio retificador de saída do tipo *Hybride*. A aplicação deste conversor CC-CC foi em uma fonte de alimentação para telecomunicações com potência de saída de 24kW. Conforme os requisitos de fontes de alimentação para telecomunicações, sua tensão de saída foi de 60V, que resulta em uma corrente de saída de 400A.

As especificações de projeto para o circuito de grampeamento ativo são descritas abaixo:

- $V_{cc} = 900 \text{ V};$
- $V_o = 60 \text{ V};$
- $f_{sCC-CC} = 35 \text{ kHz};$
- $n_{CC-CC} = 2,5;$
- $L_{dp} = 2 \text{ uH};$
- $L_r = 5 \text{ uH};$
- $I_{rr} = 30 \text{ A};$
- $t_{rr} = 440 \text{ ns}.$

Os parâmetros de projeto adotados são apresentados abaixo:

- $V_{Cgmin} = 1,05 \cdot V_s;$
- $f_s = 35 \text{ kHz};$
- $D_{max} = 0,4;$
- $\eta = 85\%;$
- $\Delta I_{L\%} = 15\%;$
- $V_{DF} = 1V.$

No conversor CC-CC Três Níveis-ZVS-PWM tem-se no primário do transformador uma tensão igual à metade da tensão de entrada. Este valor é apresentado na equação (4.11).

$$V_p = \frac{V_{cc}}{2} = 450V \quad (4.11)$$

A tensão no secundário do transformador é dada pela equação (4.12).

$$V_s = \frac{V_p}{n_{CC-CC}} = 180V \quad (4.12)$$

A tensão mínima de grampeamento consta na equação (4.13). Escolheu-se uma tensão de grampeamento 5% maior que a tensão no secundário do transformador do conversor CC-CC principal. Geralmente, nas aplicações com circuitos de grampeamento do tipo RCD esta escolha não seria aconselhável, pois ela implicaria em muita perda no circuito de grampeamento. Com o uso de circuitos de grampeamento ativo pode-se utilizar esta consideração.

$$V_{C_{g_{\min}}} = 1,05 \cdot V_s = 189V \quad (4.13)$$

Na equação (4.14) apresenta-se o valor referido para o lado secundário da soma das indutâncias de dispersão do primário do transformador e da indutância ressonante.

$$L_{ds} = \frac{L_{dp} + L_r}{n_{CC-CC}^2} = 1,12\mu H \quad (4.14)$$

Através da equação (3.4), reescrita na equação (4.15) com seus valores nominais, pode-se obter o valor da capacitância do capacitor de grampeamento.

$$V_{C_{g_{\max}}}(C_g) = 180 + 9 \cdot \cos\left(\sqrt{\frac{1,73 \cdot 10^{-7}}{C_g}}\right) + \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-3}}{C_g}} \cdot \sin\left(\sqrt{\frac{1,73 \cdot 10^{-7}}{C_g}}\right) \quad (4.15)$$

A curva apresentada na Fig. 4. 1 ilustra o comportamento da máxima tensão de grampeamento em função da capacitância de grampeamento. A melhor região da curva para a escolha do valor da capacitância está onde não existe mais variação da tensão de grampeamento.

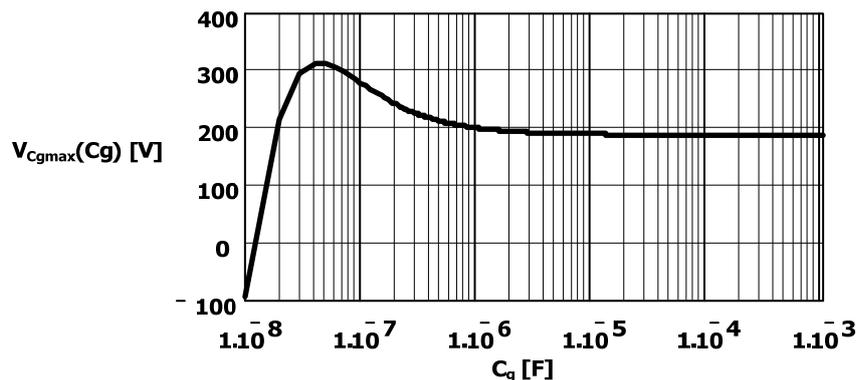


Fig. 4. 1 – Máxima tensão de grampeamento em função do capacitor de grampeamento.

Uma curva auxiliar representando a ondulação da tensão no capacitor de grampeamento em função da capacitância de grampeamento é apresentada na Fig. 4. 2. A região onde se tem pouca variação da tensão máxima de grampeamento é a mesma região onde se tem uma ondulação de tensão muito baixa, pelo aumento da capacitância de grampeamento. A característica de baixa ondulação de tensão é muito interessante para esta aplicação, uma vez que o capacitor de grampeamento deve comportar-se o mais próximo possível de uma fonte de tensão contínua.

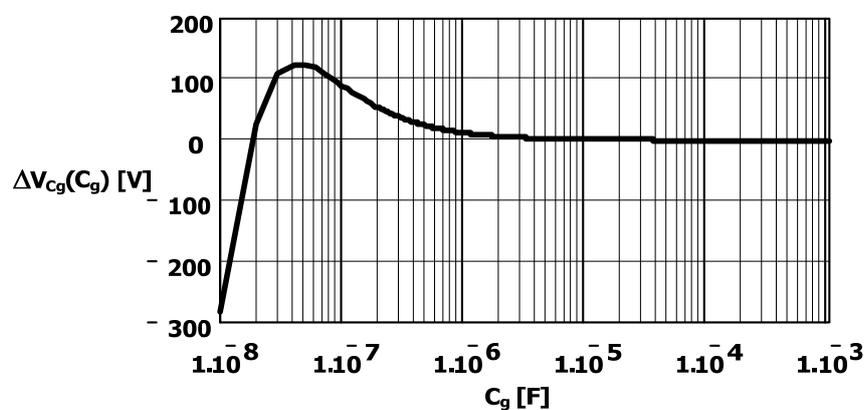


Fig. 4. 2 – Ondulação da tensão no capacitor de grampeamento em função do capacitor de grampeamento.

Escolheu-se um capacitor de grampeamento de 1mF, obtendo-se uma tensão de grampeamento máxima de 189,012V e conseqüentemente 12mV de ondulação de tensão.

O comportamento da potência no circuito de grampeamento em função da capacitância de grampeamento é representado na Fig. 4. 3. Para o valor de capacitância adotado, tem-se uma potência no circuito de grampeamento em torno de 165W.

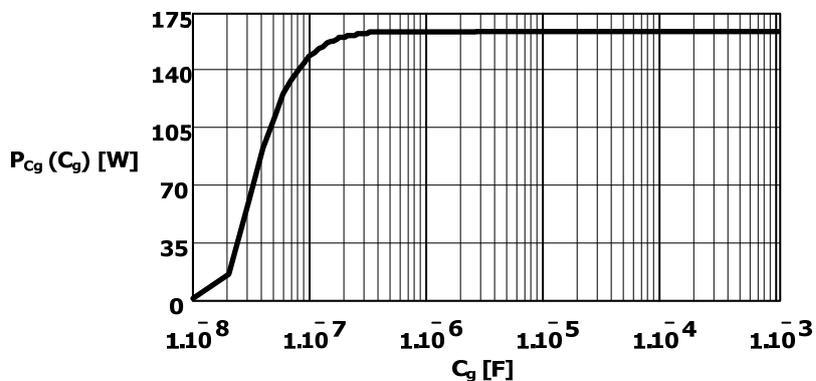


Fig. 4. 3 – Potência no circuito de grampeamento em função do capacitor de grampeamento.

Para continuidade do projeto fixou-se a potência do circuito de grampeamento em 200W, pois toda a análise deste circuito é baseada em parâmetros intrínsecos dos diodos retificadores, como corrente máxima de recuperação reversa e tempo de recuperação reversa. Tais parâmetros são variáveis de componente para componente e podem provocar alterações nos valores obtidos nos cálculos anteriores. Além deste, a potência do circuito de grampeamento é a potência na qual o conversor Forward deve ser dimensionado e assim projetando-o para uma potência relativamente maior confere-se a este uma maior robustez. Este tipo de robustez é interessante para o circuito de grampeamento, pois se este falhar pode-se haver a queima dos diodos retificadores, que nesta aplicação comutam correntes de 400A.

A potência de saída do conversor Forward é apresentada na equação (4.16) e a corrente de saída é apresentada na equação (4.17).

$$P_o = \eta \cdot P_{Cg} = 170W \quad (4.16)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 2,83A \quad (4.17)$$

O cálculo da ondulação de corrente no indutor e os respectivos valores máximo e mínimo encontram-se nas equações (4.18), (4.19) e (4.20) respectivamente.

$$\Delta I_L = I_o \cdot \frac{\Delta I_{L\%}}{100} = 425\text{mA} \quad (4.18)$$

$$I_{L_{\max}} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} = 3,04\text{A} \quad (4.19)$$

$$I_{L_{\min}} = I_o - \frac{\Delta I_L}{2} = 2,62\text{A} \quad (4.20)$$

A relação de transformação do transformador Forward pode ser obtida da característica estático do conversor, como apresentado na equação (4.21).

$$n = D_{\max} \cdot \frac{V_{Cg\max}}{V_o} = 1,26 \quad (4.21)$$

A partir destes primeiros cálculos realizados podem-se determinar todos os esforços de tensão e de corrente nos componentes do circuito de grampeamento ativo. No texto que segue serão apresentados os valores dos esforços nos componentes e a respectiva especificação de cada componente.

4.3.1 – Diodos de Grampeamento

Os valores teóricos dos esforços no diodo de grampeamento encontram-se na Tabela 4. 3. Estes foram obtidos das equações (3.11) e (3.12). O valor da corrente média que circula através deste diodo foi obtido via simulação numérica.

Tabela 4. 3 – Esforços de tensão e corrente nos diodos de grampeamento.

Simbologia	Valor Calculado	Descrição
V_{Dgpk} (V)	189,012	Tensão Máxima
I_{Dgpk} (A)	30,0	Corrente de Pico
I_{Dgmd} (A)	0,42	Corrente Média

O diodo especificado foi HFA25TB60 fabricado pela International Rectifier. Suas principais características físicas constam na Tabela 4. 4.

Tabela 4. 4 – Características físicas do diodo HFA25TB60.

Simbologia	Valor Tabelaado	Descrição
V_R (V)	600,0	Tensão Reversa Máxima
I_F (A)	25,0	Corrente Direta
I_{FRM} (A)	100,0	Corrente Máxima Repetitiva
V_{FM} (A)	0,80	Tensão Direta

4.3.2 – Capacitor de Grampeamento

Os cálculos preliminares determinaram o valor da capacitância necessária para o circuito de grampeamento ativo. Os esforços no capacitor de grampeamento estão descritos na Tabela 4. 5 e foram obtidos das expressões (3.6) e (3.7); exceção feita ao valor da corrente eficaz no capacitor de grampeamento que foi obtido por simulação numérica.

Tabela 4. 5 – Esforços de tensão e corrente no capacitor de grampeamento.

Simbologia	Valor Calculado	Descrição
V_{Cgpk} (V)	189,012	Tensão Máxima
I_{Cgpk} (A)	30,0	Corrente de Pico
I_{Cgef} (A)	4,6	Corrente Eficaz

Empregou-se o capacitor eletrolítico B43875-A4108-Q fabricado pela empresa EPCOS. As características físicas de interesse encontram-se na Tabela 4. 6.

Tabela 4. 6 – Características físicas do capacitor de grampeamento.

Simbologia	Valor Tabelaado	Descrição
C_R (μF)	1.000	Capacitância
V_R (V)	350,0	Tensão Nominal
I_{ac} (A)	4,0	Corrente Nominal
I_{acmax} (A)	6,4	Corrente Máxima
R_{SE} ($\text{m}\Omega$)	123,0	Resistência Série-Equivalente

4.3.3 – Interruptor Forward

A partir das equações (3.13) até (3.16), pode-se determinar todos os esforços no interruptor Forward. Os valores calculados estão expressos na Tabela 4. 7.

Tabela 4. 7 – Esforços de tensão e corrente do interruptor Forward.

Simbologia	Valor Calculado	Descrição
V_{Spk} (V)	378,024	Tensão Máxima
I_{Spk} (A)	2,41	Corrente de Pico
I_{Smd} (A)	0,90	Corrente Média
I_{Sef} (A)	1,42	Corrente Eficaz

Devido ao nível de potência processada pelo conversor Forward especificou-se o interruptor MOSFET IRFIB6N60A da International Rectifier. Este interruptor apresenta as características nomeadas na Tabela 4. 8.

Tabela 4. 8 – Principais características do interruptor IRFIB6N60A.

Simbologia	Valor Tabelaado	Descrição
V_{DSS} (V)	600,0	Tensão Máxima
I_D (A)	3,5	Corrente de Dreno
I_{DM} (A)	37	Corrente de Dreno Pulsada
$R_{DS(on)}$ (Ω)	0,75	Resistência Dreno-Fonte
t_r (ns)	25,0	Tempo de Crescimento da Corrente de Dreno
t_f (ns)	22,0	Tempo de Decrescimento da Corrente de Dreno
R_{thjc} ($^{\circ}C/W$)	2,1	Resistência Térmica Junção-Cápsula
R_{thcd} ($^{\circ}C/W$)	0,5	Resistência Térmica Cápsula-Dissipador
R_{thja} ($^{\circ}C/W$)	65,0	Resistência Térmica Junção-Ambiente

O rendimento do conversor Forward torna-se interessante para determinar-se quanto de energia do circuito de grampeamento pode efetivamente ser recuperada. O cálculo de perdas em todos os componentes do conversor será então realizado após a sua especificação.

Para o cálculo de perdas no interruptor MOSFET deve-se inicialmente verificar qual a resistência de condução do MOSFET para uma temperatura de operação de $100^{\circ}C$, já que o dado de catálogo é para $25^{\circ}C$. Consultando o ábaco fornecido pelo fabricante, deve-se multiplicar a resistência de condução a $25^{\circ}C$ por um fator 1,75. Assim, as perdas em condução do interruptor MOSFET são apresentadas na equação (4.22).

$$P_{S_{cond}} = 1,75 \cdot R_{DS(on)} \cdot I_{S_{ef}}^2 = 2,65W \quad (4.22)$$

A perda por comutação no interruptor MOSFET é obtida pela equação (4.23).

$$P_{S_{com}} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{S_{pk}} \cdot V_{S_{pk}} = 0,75W \quad (4.23)$$

4.3.4 – Transformador Forward

Com o projeto do transformador Forward deve-se especificar o núcleo magnético comercial, o número de espiras de cada enrolamento e a bitola dos condutores de cada enrolamento. Alguns parâmetros iniciais para o projeto do transformador devem ser atribuídos, tais como os apresentados na Tabela 4. 9.

Tabela 4. 9 – Parâmetros de projeto para o transformador Forward.

Simbologia	Parâmetro	Descrição
k_w	0,4	Fator de Utilização da Janela
k_p	0,5	Fator de Utilização do Enrolamento Primário
$J_{max} (A/cm^2)$	400	Densidade de Corrente Máxima
$B_{max} (T)$	0,22	Densidade de Fluxo Máxima

A expressão para o cálculo do núcleo necessário é apresentada na equação (4.24).

$$A_e \cdot A_w = \frac{1,1 \cdot P_o}{k_p \cdot k_w \cdot J_{max} \cdot B_{max} \cdot f_s \cdot \frac{\eta}{100}} \cdot 10^4 = 3,57cm^4 \quad (4.24)$$

Adotou-se o núcleo de ferrite EE42/20 fabricado pela Thornton. As características de maior interesse deste núcleo encontram-se na Tabela 4. 10.

Tabela 4. 10 – Características físicas do núcleo de ferrite EE42/20.

Simbologia	Valor Tabelaado	Descrição
A_w (cm ²)	1,57	Área da Janela
A_e (cm ²)	2,4	Área da Perna Central
V_e (cm ³)	23,3	Volume do Núcleo
l_e (cm)	10,5	Comprimento Médio de uma Espira
k_H	$4 \cdot 10^{-5}$	Coefficiente de Perdas por Histerese
k_E	$4 \cdot 10^{-10}$	Coefficiente de Perdas por Correntes Parasitas

O número de espiras dos enrolamentos do transformador pode ser obtido pelas expressões (4.25), (4.26) e (4.27).

$$N_p = \frac{V_{Cg_{max}} \cdot D_{max}}{A_e \cdot B_{max} \cdot f_s} \cdot 10^4 = 41 \text{ espiras} \quad (4.25)$$

$$N_s = 1,1 \cdot N_p \cdot \frac{(V_o + V_{DF} \cdot D_{max})}{V_{Cg_{max}} \cdot D_{max}} = 36 \text{ espiras} \quad (4.26)$$

$$N_d = N_p = 41 \text{ espiras} \quad (4.27)$$

O valor da corrente eficaz que circula pelo primário do transformador é apresentado na equação (4.28).

$$I_{P_{ef}} = \frac{I_o}{n} \cdot \sqrt{D_{max}} = 1,57A \quad (4.28)$$

A expressão (4.29) determina o valor da corrente eficaz no secundário do transformador.

$$I_{S_{ef}} = I_o \cdot \sqrt{D_{max}} = 1,79A \quad (4.29)$$

Para o cálculo da corrente eficaz no enrolamento de desmagnetização considerou-se que o valor de pico da corrente magnetizante é um décimo da corrente média que circula pelo primário do transformador. O valor de pico da corrente magnetizante encontra-se na equação (4.30).

$$I_M = 0,1 \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot I_o = 0,25A \quad (4.30)$$

Com o valor de pico da corrente magnetizante pode-se, através da equação (4.31), calcular o valor da indutância magnetizante do transformador.

$$L_{mp} = \frac{N_p \cdot B_{max} \cdot A_e}{I_M} \cdot 10^{-4} = 8,71mH \quad (4.31)$$

Na equação (4.32) tem-se o valor da corrente eficaz no enrolamento de desmagnetização.

$$I_{def} = \frac{V_{Cg_{max}}}{f_s \cdot L_{mp}} \cdot \sqrt{\frac{D_{max}^3}{3}} = 91mA \quad (4.32)$$

Pela operação em alta frequência do transformador Forward, deve-se levar em conta o efeito Pelicular. A expressão (4.33) determina qual deve ser o diâmetro máximo do condutor a ser utilizado para minimizar-se o efeito Pelicular. Deve-se utilizar um condutor com uma bitola máxima 20 AWG.

$$\delta = 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,08cm \quad (4.33)$$

A área de cobre necessária para definir-se a bitola do condutor é determinada em função da corrente eficaz que circula pelo condutor e da máxima densidade de corrente admitida. As expressões (4.34), (4.35) e (4.36) apresentam a área de cobre necessária para os enrolamentos primário, secundário e de desmagnetização.

$$S_p = \frac{I_{Pef}}{J_{max}} = 0,0039 \text{ cm}^2 \quad (4.34)$$

$$S_s = \frac{I_{Sef}}{J_{max}} = 0,0045 \text{ cm}^2 \quad (4.35)$$

$$S_d = \frac{I_{d_{ef}}}{J_{max}} = 0,00023 \text{ cm}^2 \quad (4.36)$$

Assim, adotou-se 1x20AWG para os enrolamentos primário e secundário e 1x30AWG para o enrolamento de desmagnetização. Na Tabela 4. 11 têm-se as principais características dos condutores 20AWG e 30AWG.

Tabela 4. 11 – Característica dos condutores 20AWG e 30AWG.

Simbologia	Condutor 20 AWG	Condutor 30 AWG	Descrição
d_c (cm)	0,081	0,025	Diâmetro do Cobre
S_c (cm ²)	0,0052	0,00051	Área do cobre
d_i (cm)	0,089	0,030	Diâmetro com Isolamento
S_i (cm ²)	0,0062	0,00070	Área com Isolamento
ρ_{100} (Ω/cm)	0,000445	0,00452	Resistividade a 100°C

Com os valores obtidos podem-se calcular as perdas no transformador Forward e também verificar a sua elevação de temperatura. As perdas no transformador se dividem em perdas no cobre e perdas no núcleo. As perdas no cobre estão expressas na equação (4.37) enquanto as perdas no núcleo encontram-se na expressão (4.38).

$$P_{T_{cobre}} = \frac{\rho_{100_{20}}}{n_{fp}} \cdot N_p \cdot I_e \cdot I_{p_{ef}}^2 + \frac{\rho_{100_{20}}}{n_{fs}} \cdot N_s \cdot I_e \cdot I_{s_{ef}}^2 + \frac{\rho_{100_{30}}}{n_{fd}} \cdot N_d \cdot I_e \cdot I_{d_{ef}}^2 = 1,04W \quad (4.37)$$

$$P_{T_{nucleo}} = \Delta B^{2,4} \cdot (k_H \cdot f_s + k_E \cdot f_s^2) \cdot V_e = 1,16W \quad (4.38)$$

A resistência térmica do núcleo é apresentada na equação (4.39).

$$R_{th_{Tr}} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 17,19 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (4.39)$$

E assim, a elevação de temperatura é obtida diretamente da expressão (4.40).

$$\Delta T = R_{th_{Tr}} \cdot (P_{T_{cobre}} + P_{T_{nucleo}}) = 37,86^{\circ}C \quad (4.40)$$

Para uma temperatura ambiente de 40°C, por exemplo, observa-se que a temperatura no transformador Forward não ultrapassará 80°C, sendo esta uma temperatura de trabalho aceitável para os núcleos de ferrite.

4.3.5 – Diodo de Desmagnetização

Os esforços no diodo de desmagnetização são encontrados através das expressões (3.23), (3.24) e (3.25) e são apresentados na Tabela 4. 12.

Tabela 4. 12 – Esforços de tensão e corrente no diodo de desmagnetização.

Simbologia	Valor Calculado	Descrição
V_{Ddpk} (V)	378,024	Tensão Máxima
I_{Ddpk} (A)	0,25	Corrente de Pico
I_{Ddmd} (A)	0,05	Corrente Média

Empregou-se o diodo MUR160 fabricado pela Motorola. Este apresenta as características descritas na Tabela 4. 13.

Tabela 4. 13 – Características físicas do diodo MUR160.

Simbologia	Valor Tabelado	Descrição
V_{RRM} (V)	600,0	Tensão Reversa Máxima
$I_{F(AV)}$ (A)	1,0	Corrente Direta
I_{FSM} (A)	35	Corrente Máxima Não Repetitiva
V_F (A)	1,05	Tensão Direta

A perda no diodo de desmagnetização é encontrada com a expressão (4.41).

$$P_{Dd_{cond}} = V_F \cdot I_{Dd_{md}} = 0,05W \quad (4.41)$$

4.3.6 – Diodo de Retificação

Os esforços de corrente e de tensão para o diodo de retificação são apresentados na Tabela 4. 14 e foram obtidos das expressões (3.26) até (3.28).

Tabela 4. 14 – Esforços de tensão e corrente no diodo de retificação.

Simbologia	Valor Calculado	Descrição
V_{Drpk} (V)	165,96	Tensão Máxima
I_{Drpk} (A)	3,04	Corrente de Pico
I_{Drmd} (A)	1,13	Corrente Média

Especificou-se o diodo MUR460 também fabricado pela Motorola, que possui as características apresentadas na Tabela 4. 15.

Tabela 4. 15 – Características físicas do diodo MUR460.

Simbologia	Valor Tabelaado	Descrição
V_{RRM} (V)	600,0	Tensão Reversa Máxima
$I_{F(AV)}$ (A)	4,0	Corrente Direta
I_{FSM} (A)	70	Corrente Máxima Não Repetitiva
V_F (A)	1,05	Tensão Direta

Como parte do cálculo de perdas do conversor Forward, a expressão (4.42) apresenta o cálculo da perda por condução no diodo retificador.

$$P_{Dr_{cond}} = V_F \cdot I_{Dr_{md}} = 1,19W \quad (4.42)$$

4.3.7 – Diodo de Roda-Livre

Através das equações (3.29), (3.30) e (3.31) calcula-se os esforços de tensão e de corrente neste diodo. A Tabela 4. 16 apresenta os valores dos esforços no diodo de roda-livre.

Tabela 4. 16 – Esforços de tensão e corrente no diodo de roda-livre.

Simbologia	Valor Calculado	Descrição
V_{Dr1pk} (V)	165,96	Tensão Máxima
I_{Dr1pk} (A)	3,04	Corrente de Pico
I_{Dr1md} (A)	1,70	Corrente Média

Também se especificou um diodo MUR460 que possui as características já apresentadas na Tabela 4. 15.

A expressão (4.43) apresenta o cálculo da perda em condução deste diodo.

$$P_{Dr1cond} = V_F \cdot I_{Dr1md} = 1,78W \quad (4.43)$$

4.3.8 – Indutor Forward

O valor de indutância foi obtido através da equação (3.32) e resultou em 2,68mH.

Novamente, para o cálculo físico deste indutor, parâmetros iniciais de projeto devem ser especificados, tais como os apresentados na Tabela 4. 17.

Tabela 4. 17 – Parâmetros de projeto para o indutor Forward.

Simbologia	Parâmetro	Descrição
k	0,7	Fator de Utilização da Janela
J_{\max} (A/cm ²)	400	Densidade de Corrente Máxima
B_{\max} (T)	0,30	Densidade de Fluxo Máxima
μ_o (H/m)	$4.\pi.10^{-7}$	Permeabilidade do Ar

O produto $A_e.A_w$ necessário para determinação do núcleo do indutor é apresentado na equação (4.44).

$$A_e.A_w = \frac{L.I_o.I_{L_{\max}}}{k.J_{\max}.B_{\max}}.10^4 = 2,74 \text{ cm}^4 \quad (4.44)$$

Inicialmente escolheu-se o núcleo EE42/15 IP12, também fabricado pela empresa Thornton, porém o cálculo de possibilidade de execução demonstrou ser inviável para a sua confecção prática. Desse modo, adotou-se o núcleo EE42/20 IP12, que possui as características já apresentadas na Tabela 4. 10.

O número de espiras é calculado pela expressão (4.45) e o entreferro em cada perna lateral do núcleo é dado pela equação (4.46).

$$N = \frac{L.I_{L_{\max}}}{A_e.B_{\max}}.10^4 = 113 \text{ espiras} \quad (4.45)$$

$$g = \frac{N^2.\mu_o.A_e}{L}.10 = 1,23 \text{ mm} \quad (4.46)$$

A área de cobre necessária para o condutor do enrolamento do indutor é apresentada na equação (4.47).

$$S = \frac{I_o}{J_{\max}} = 0,0071 \text{ cm}^2 \quad (4.47)$$

Utilizando-se o condutor 20AWG, especificou-se 2x20AWG para o enrolamento do indutor.

As perdas no cobre estão expressas na equação (4.48) enquanto as perdas no núcleo encontram-se na expressão (4.49).

$$P_{L_{\text{cobre}}} = \frac{P_{100_{20}}}{n_f} \cdot N \cdot I_e \cdot I_o^2 = 2,14W \quad (4.48)$$

$$P_{L_{\text{núcleo}}} = \left(B_{\text{max}} \cdot \frac{\Delta I_L}{100} \right)^{2,4} \cdot (k_H \cdot f_s + k_E \cdot f_s^2) \cdot V_e = 0,026W \quad (4.49)$$

A resistência térmica do núcleo é a mesma da apresentada na equação (4.39) e a elevação de temperatura é obtida da expressão (4.50).

$$\Delta T = R_{th_L} \cdot (P_{L_{\text{cobre}}} + P_{L_{\text{núcleo}}}) = 37,23^\circ C \quad (4.50)$$

Novamente a elevação de temperatura obtida é aceitável, viabilizando a construção prática do indutor Forward.

4.3.9 – Circuito Auxiliar de Grampeamento da Tensão

A presença da indutância de dispersão do transformador Forward causará sobretensões no interruptor quando este for comandado a bloquear, sendo necessário empregar um circuito de grampeamento da tensão sobre o interruptor Forward.

Para este nível de potência pode-se utilizar um circuito de grampeamento do tipo RCD, com pouco prejuízo ao rendimento do conversor.

Através do ensaio de curto-circuito e circuito aberto do transformador obteve-se uma indutância de dispersão do primário $L_d = 8,74\mu H$. Com o valor da indutância de dispersão e da corrente de pico no primário do transformador obtém-se, na expressão (4.51), o valor da energia acumulada na indutância de dispersão.

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_d \cdot I_{S_{pk}}^2 = 25,38\mu J \quad (4.51)$$

Toda a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador deve ser enviada para o capacitor de grampeamento, que fica submetido a uma tensão igual à tensão de entrada do conversor. Pela equação da energia no capacitor pode-se determinar a sua capacitância mínima, como apresentado na equação (4.52).

$$C_{gS} = \frac{2 \cdot W}{V_{Cg_{max}}^2} = 1,42nF \quad (4.52)$$

Especificou-se um capacitor de polipropileno de 22nF/250V. O valor maior da capacitância é necessário para garantir que a constante de tempo do circuito RC seja muito maior que a frequência de comutação do conversor Forward.

O resistor de grampeamento é obtido através da equação (4.53).

$$R_{gS} = \frac{V_{Cg_{max}}^2}{W \cdot f_s} = 40,2k\Omega \quad (4.53)$$

Especificou-se um resistor de 56kΩ, de valor maior que o calculado, para diminuir-se a perda neste circuito. A potência neste resistor é dada pela expressão (4.54).

$$P_{R_{gS}} = \frac{V_{Cg_{max}}^2}{R_{gS}} = 0,64W \quad (4.54)$$

Assim a potência do resistor deve ser de 1W.

O diodo de grampeamento D_{gS} é dimensionado com o auxílio das expressões (4.55) e (4.56). A sua corrente média I_{DgS} é obtida por simulação numérica, resultando em 3,15mA.

$$V_{DgS_{pk}} = 2 \cdot V_{Cg_{max}} = 378,024V \quad (4.55)$$

$$I_{DgS_{pk}} = I_{S_{pk}} = 2,41A \quad (4.56)$$

O diodo utilizado foi o MUR160 que possui as características descritas na Tabela 4.13.

4.3.10 – Cálculo de Perdas e Estimação do Rendimento do Conversor Forward

As perdas no conversor Forward são resultantes das perdas nos elementos magnéticos, das perdas nos elementos semicondutores e da perda no circuito de grampeamento da tensão sobre o interruptor.

A soma das perdas nos elementos magnéticos é apresentada na equação (4.57) e a soma das perdas nos semicondutores na expressão (4.58).

$$P_{\text{mag}} = P_{T_{\text{cobre}}} + P_{T_{\text{nucleo}}} + P_{L_{\text{cobre}}} + P_{L_{\text{nucleo}}} = 4,37\text{W} \quad (4.57)$$

$$P_{\text{sem}} = P_{S_{\text{conf}}} + P_{S_{\text{com}}} + P_{D_{\text{dcond}}} + P_{D_{\text{rcond}}} + P_{D_{\text{rlcond}}} = 6,42\text{W} \quad (4.58)$$

As perdas totais no conversor Forward encontram-se na equação (4.59).

$$P_{\text{total}} = P_{\text{mag}} + P_{\text{sem}} + P_{R_{\text{gS}}} = 11,43\text{W} \quad (4.59)$$

O rendimento teórico pode ser obtido da expressão (4.60).

$$\eta_{\text{teorico}} = \frac{P_i - P_{\text{perdas}}}{P_i} = 0,94 \quad (4.60)$$

4.3.11 – Projeto do Circuito de Controle da Tensão de Entrada do Conversor Forward

Pela topologia do circuito de grameamento, a tensão de grameamento é igual à tensão de entrada do conversor Forward. O circuito de controle da tensão de entrada do conversor Forward segue o diagrama de blocos da Fig. 4. 4.

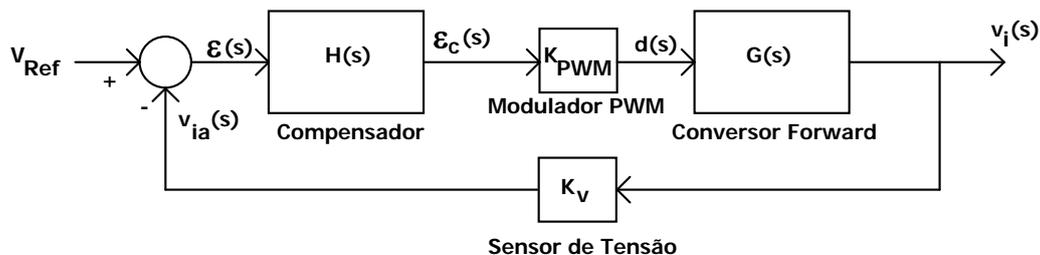


Fig. 4. 4 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão.

A característica estática deste conversor, apresentada na equação (4.10), revela uma característica importante para o projeto do circuito de controle. Nesta equação pode observar-se que, para uma tensão de saída constante, um aumento de razão cíclica provocará uma diminuição da tensão de entrada. Este fato também já foi comentado durante a obtenção do modelo de pequenos sinais apresentada no Capítulo III e implica na utilização de um circuito para complementar a razão cíclica na implementação prática do

sistema de controle.

Segundo o diagrama de blocos da Fig. 4. 4, para uma diminuição da tensão de entrada do conversor, ocorrerá uma diminuição da tensão de entrada amostrada fazendo com que a tensão de erro e a tensão de erro compensada aumentem. Para um aumento da tensão de erro compensada tem-se um aumento da razão cíclica. Ora, um aumento da razão cíclica provocará novamente a diminuição da tensão e assim, o controle perderá a sua ação. Um circuito que faça uma complementação da razão cíclica fará com que o controle atue corretamente, pois para um aumento da tensão de erro compensada ocorrerá uma diminuição da razão cíclica complementar e assim, a tensão de entrada do conversor aumentará até a sua regulação.

A partir da função de transferência $G(s)$, apresenta em (4.61), o projeto do circuito de controle é realizado usando-se como ferramenta o Diagrama de Bode. Para teste da estabilidade da malha de controle utilizou-se o Critério da Margem de Fase.

$$\frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-I_o \cdot R_{SE}}{n} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{SE} \cdot C_g} \right) \cdot \left(s + \frac{D_{max} \cdot V_i + D_{max}^2 \cdot \frac{I_o}{n} \cdot R_{SE}}{I_o \cdot n \cdot L} \right)}{\left(s^2 + \frac{D_{max} \cdot R_{SE}}{n^2 \cdot L} \cdot s + \frac{D_{max}^2}{n^2 \cdot L \cdot C_g} \right)} \quad (4.61)$$

Substituindo-se os valores das especificações e grandezas projetadas em (4.61), chega-se a (4.62).

$$\frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{d}(s)} = -0,306 \cdot \frac{(s + 8.130,08) \cdot (s + 8.684,38)}{(s^2 + 14,07 \cdot s + 45.687,09)} \quad (4.62)$$

O diagrama de Bode da função de transferência $G(s)$ do conversor é apresentada na Fig. 4. 5 e foi obtida a partir da função de transferência da equação (4.62).

O sinal negativo que aparece na função de transferência da equação (4.62) pode ser desconsiderado no projeto do sistema de controle em malha fechada, pois uma perturbação na razão cíclica provocará uma perturbação na razão cíclica complementar de mesmo módulo com sinal contrário. Este sinal cancelará o sinal da função de transferência.

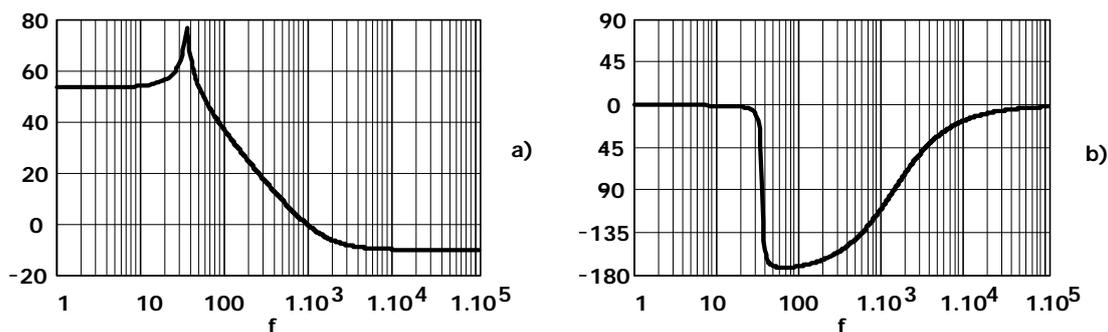


Fig. 4. 5 – Diagramas de Bode da função de transferência $G(s)$: a) Módulo e b) Fase.

O projeto da malha de controle e dos componentes do circuito de controle é apresentado a seguir.

a) Sensor de Tensão

O sensor utilizado para realizar a amostra da tensão de entrada é um simples divisor resistivo. O ganho do sensor é dado pela equação (4.63), para uma tensão de referência $V_{Ref} = 2,5V$.

$$k_v = \frac{V_{Ref}}{V_{Cg_{max}}} = 0,013 \quad (4.63)$$

Adotando-se o primeiro resistor do sensor como $R_{a1} = 330k\Omega$, pode-se calcular, pela equação (4.64), o resistor R_{a2} em função do ganho do sensor de tensão.

$$R_{a2} = \frac{k_v}{1 - k_v} \cdot R_{a1} = 4,35k\Omega \quad (4.64)$$

Especificou-se um resistor $R_{a2} = 4,7k\Omega$.

b) Modulador PWM

Para controle e comando do conversor Forward utilizou-se o circuito integrado dedicado UC3525A, por ser de uso geral nas aplicações em Eletrônica de Potência e por

reunir em um único componente os circuitos necessários para esta aplicação, tais como amplificador operacional para realizar o compensador, modulador PWM, circuito de partida progressiva, sincronismo com outros componentes externos, entre outros.

Assim sendo, o cálculo do ganho do modulador PWM é obtido pela expressão (4.65), a partir do valor de pico da onda dente-de-serra $V_{DSpk} = 3,3V$.

$$K_{PWM} = \frac{1}{V_{DSpk}} = 0,303V^{-1} \quad (4.65)$$

c) Compensador Proporcional

Nesta aplicação, o uso de uma compensação do tipo Proporcional já atende os requisitos desejados. O erro em regime permanente, característico dessa compensação, pode ser tolerado desde que a tensão na entrada do conversor em regime permanente não varie muito.

Com este tipo de compensação o sistema pode apresentar uma resposta dinâmica lenta, o que também é tolerável nesta aplicação, pois quanto mais lenta for a resposta menor serão as sobretensões encontrados na forma de onda da tensão de entrada do conversor (tensão de grampeamento).

Para determinar-se o ganho do compensador utilizou-se como primeira referência o critério de estabilidade de Routh. Analisando a função de transferência de malha fechada e mantendo o ganho do compensador variável, verifica-se que o sistema em malha fechada é estável para ganhos menores que 790.

Assim, adotou-se um ganho do compensador igual a 33, apresentado na equação (4.66). A topologia que realiza este compensador é apresentada na Fig. 4. 6. Adotou-se $R_f = 330k\Omega$ e $R_i = 10k\Omega$.

$$H(s) = K_H = \frac{R_f}{R_i} = 33 \quad (4.66)$$

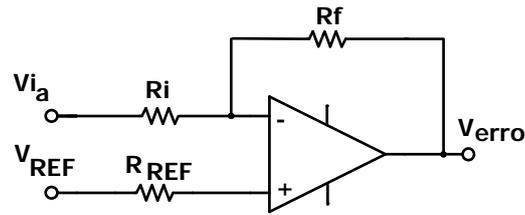


Fig. 4. 6 – Compensador proporcional.

Uma vez definido o compensador, deve-se verificar a estabilidade do sistema de controle em malha fechada. A expressão que define a função de transferência de laço aberto (FTLA) é apresentada em (4.67).

$$FTLA(s) = k_v \cdot k_{PWM} \cdot H(s) \cdot G(s) \quad (4.67)$$

Na Fig. 4. 7 apresenta-se os Diagrama de Bode da função de transferência da planta $G(s)$, da função de transferência do compensador $H(s)$ e da função de transferência de laço aberto $FTLA(s)$.

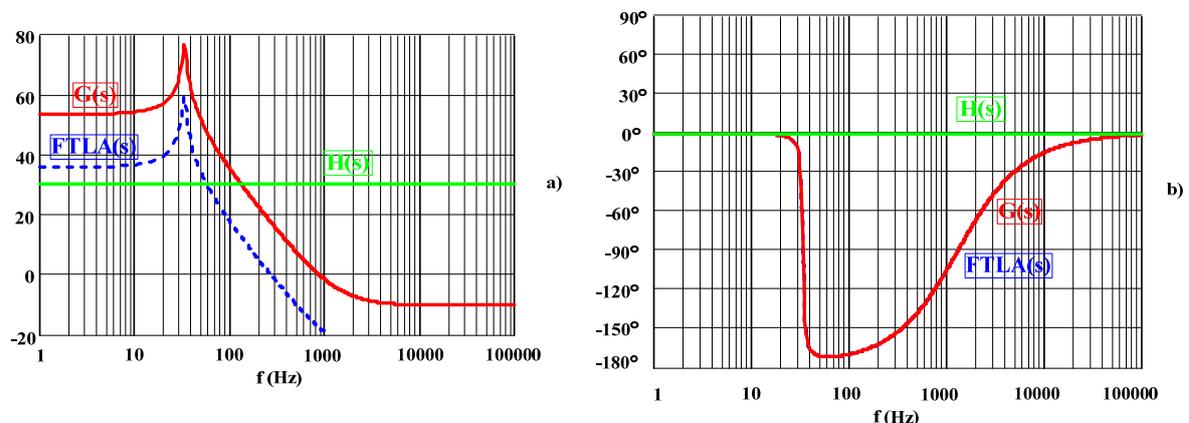


Fig. 4. 7 – Diagramas de Bode das funções de transferência $G(s)$, $H(s)$ e $FTLA(s)$: a) Módulo e b) Fase.

Com este valor de ganho adotado, garante-se a estabilidade observando que a margem de fase da função de transferência de laço aberto é de aproximadamente 25° .

A frequência de cruzamento do sistema ficou em torno de 300Hz, garantindo-se assim, que não existirá interações dinâmicas entre esta malha de controle e as malhas de controle da tensão e da corrente do conversor CC-CC principal.

4.3.12 – Projeto do Circuito de Comando do Conversor Forward

Como mencionado anteriormente, utilizou-se o circuito integrado UC3525A para realizar o controle e também o comando do conversor Forward. Para sua perfeita operação, alguns componentes periféricos ao UC3525A devem ser projetados, tais como o circuito RC para determinar a frequência de comutação do circuito de comando, divisor resistivo para o sinal de referência, circuito limitador da razão cíclica, entre outros. O projeto destes componentes não será apresentado aqui e os valores reais especificados serão apresentados nos resultados experimentais.

4.4 – Resultados de Simulação Numérica

A simulação numérica aparece como passo intermediário entre a especificação dos componentes e a implementação prática, visando verificar se as tensões e as correntes encontram-se próximos aos valores calculados e se o sistema tenha perfeito funcionamento.

Duas simulações foram realizadas. A primeira simulação contempla somente a operação do conversor Forward em malha fechada para o controle da sua tensão de entrada. A segunda simulação apresenta as formas de onda do circuito de grampeamento ativo aplicado ao Retificador *Hybridge*. Ambas as simulações foram realizadas com valores de parâmetros dos componentes reais, tanto na parte de potência como na parte de comando.

Na primeira simulação realizada foca-se a atenção no comportamento dinâmico da tensão de entrada do conversor Forward.

A tensão de entrada do conversor Forward deve manter-se regulada frente a perturbações na sua corrente de entrada. Na Fig. 4. 8 apresenta-se a forma de onda da tensão na entrada do conversor Forward. No instante de tempo igual a 250ms aplicou-se um degrau negativo de corrente e no instante de tempo igual a 320ms aplicou-se um degrau positivo de corrente. Observa-se que a tensão mantém-se regulada para as duas perturbações aplicadas.

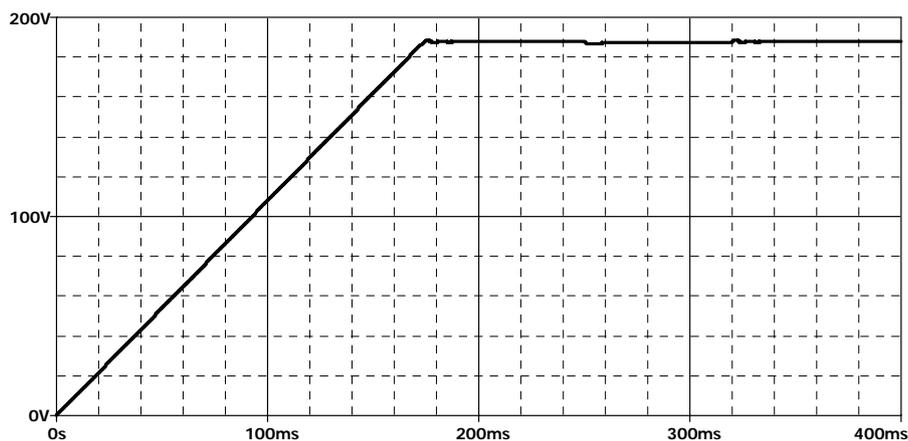


Fig. 4. 8 – Tensão de entrada do conversor Forward.

Um detalhe da tensão de entrada é apresentado na Fig. 4. 9, onde pode-se observar mais claramente o comportamento dinâmico. A tensão não apresenta sobretensões elevadas, em torno de 1V, e o erro em regime permanente é inferior a 1V.

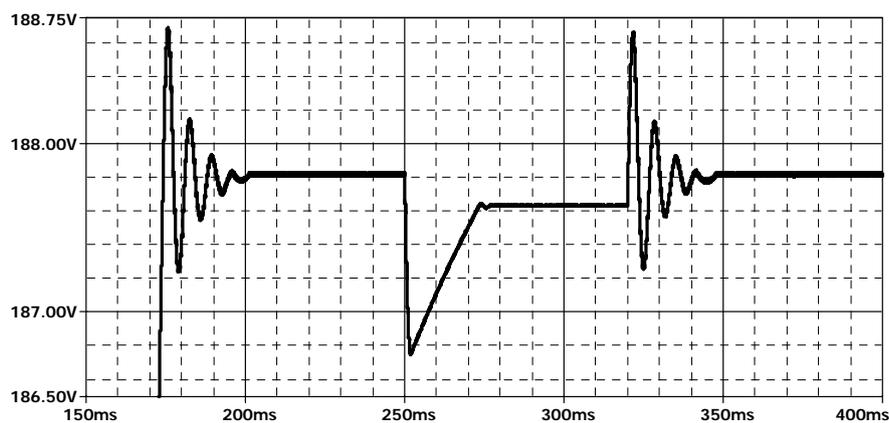


Fig. 4. 9 – Detalhe da tensão de entrada do conversor Forward.

Na Fig. 4. 10 tem-se as formas de onda da corrente de entrada e da corrente de saída do conversor Forward. No instante de tempo igual a 250ms, a corrente de entrada diminui fazendo com que a corrente de saída também apresente este comportamento. No instante de tempo igual a 320ms a corrente de entrada retorna ao seu valor nominal fazendo com que o conversor volte a processar sua potência nominal.

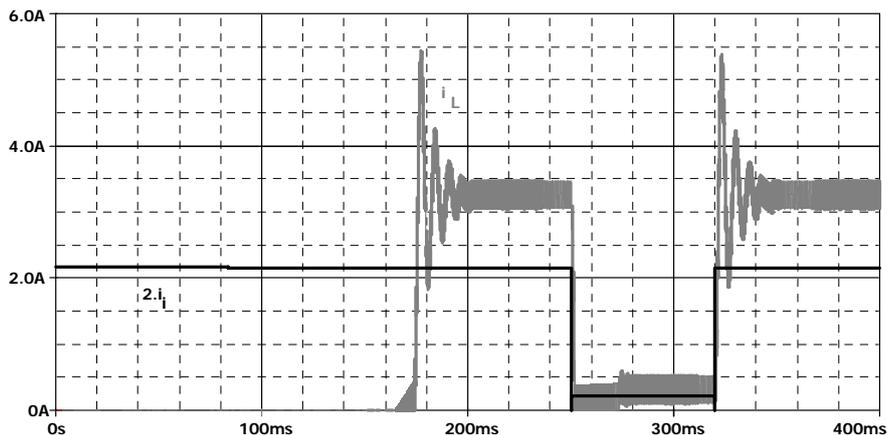


Fig. 4. 10 – Corrente de entrada e corrente de saída do conversor Forward.

Na perturbação efetuada no instante de tempo igual a 250ms, a tensão de entrada tende a diminuir pela diminuição da corrente de entrada. A tensão de entrada amostrada diminuirá também fazendo com que a tensão de erro compensada aumente. Para um aumento da tensão de erro compensada tem-se um aumento da razão cíclica e, conseqüentemente, a diminuição da razão cíclica complementar. Na Fig. 4. 11 tem-se o comportamento da razão cíclica complementar durante esta perturbação; a razão cíclica complementar diminui de 0,39 para 0,31.

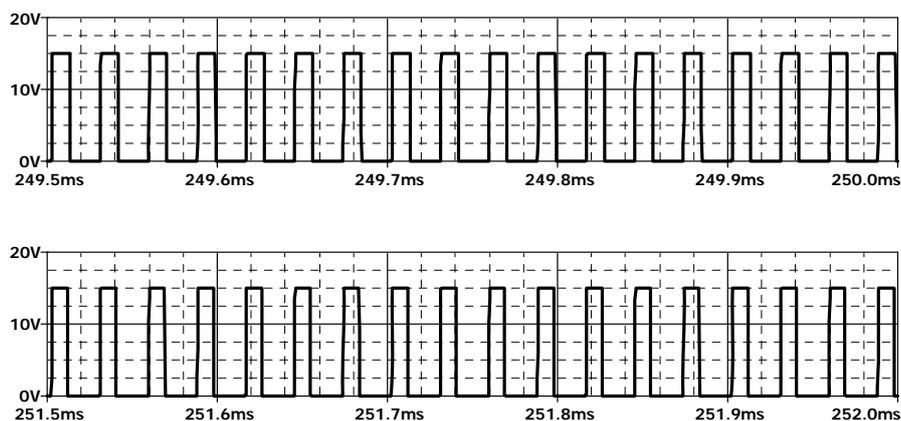


Fig. 4. 11 – Comportamento da razão cíclica complementar para uma diminuição na corrente de entrada do conversor.

Para a perturbação ocorrida no instante de tempo igual a 320ms, a tensão de entrada tende a aumentar pelo aumento da corrente de entrada. A tensão de entrada amostrada aumentará também fazendo com que a tensão de erro compensada diminua. Para uma

diminuição da tensão de erro compensada tem-se uma diminuição da razão cíclica e, conseqüentemente, o aumento da razão cíclica complementar. Na Fig. 4. 12 tem-se o comportamento da razão cíclica complementar durante esta perturbação; a razão cíclica complementar aumenta de 0,32 para 0,41.

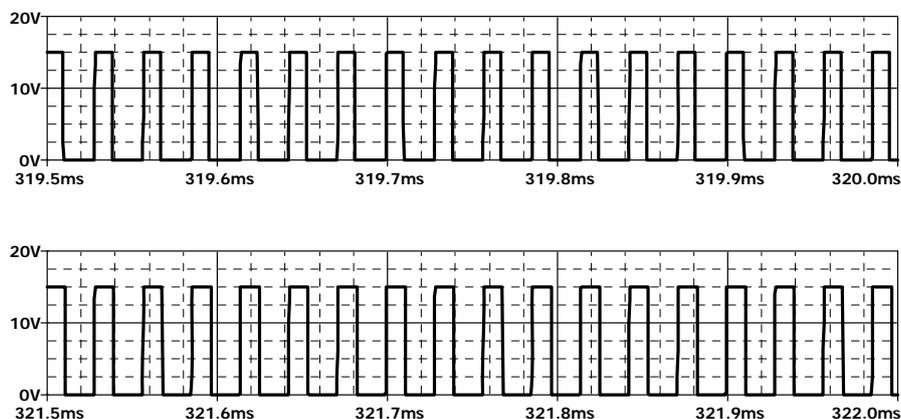


Fig. 4. 12 – Comportamento da razão cíclica complementar para um aumento na corrente de entrada do conversor.

Como os resultados da primeira simulação numérica demonstram o bom comportamento do conversor Forward com o controle na tensão de entrada, realizou-se uma segunda simulação numérica empregando o circuito de grampeamento ativo no Retificador *Hybrid*.

O primeiro resultado apresentado na Fig. 4. 13 ilustra as formas de onda da tensão em um diodo retificador e a tensão de grampeamento. Verifica-se que ação de grampeamento está sendo realizada corretamente.

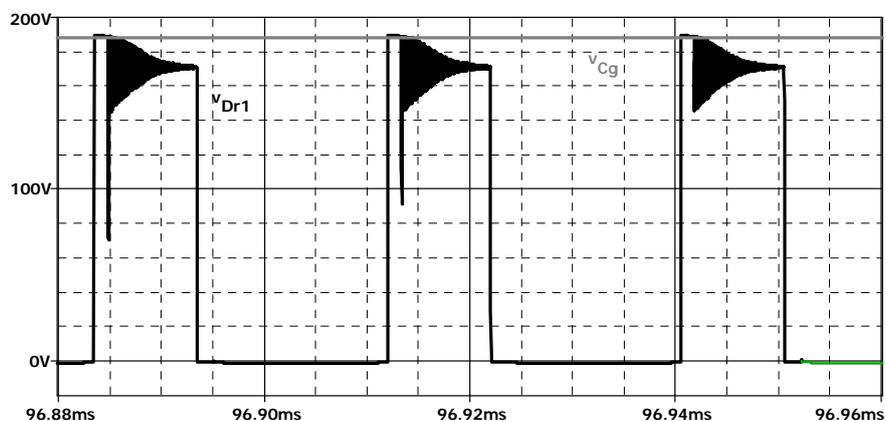


Fig. 4. 13 – Tensão de grampeamento e tensão sobre o diodo retificador.

As formas de onda da tensão e da corrente em um dos diodos de grampeamento são apresentadas na Fig. 4. 14. Pode-se observar que o diodo de grampeamento conduz somente a corrente de recuperação reversa do diodo retificador.

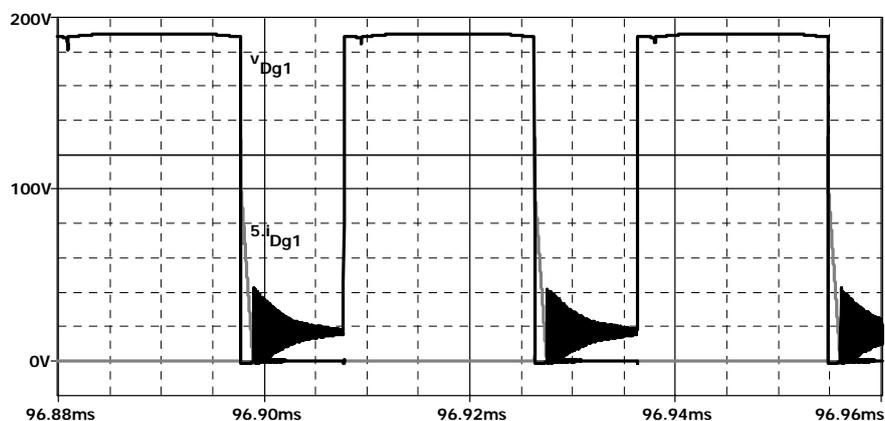


Fig. 4. 14 – Tensão e corrente no diodo de grampeamento.

Na Fig. 4. 15 tem-se as formas de onda da tensão no interruptor Forward e da corrente no indutor Forward. A tensão máxima no interruptor Forward é duas vezes maior que a tensão de grampeamento e a corrente que circula pelo indutor Forward é a corrente que será enviada para o capacitor de saída do conversor CC-CC principal.

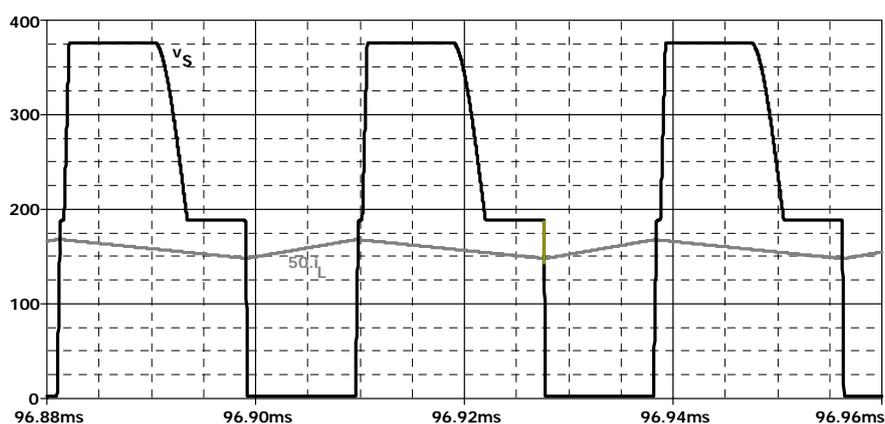


Fig. 4. 15 – Tensão no interruptor Forward e corrente no indutor Forward.

A tensão no secundário do transformador do conversor CC-CC principal é apresentada na Fig. 4. 16. Esta tensão é a tensão imposta ao Retificador *Hybride*.

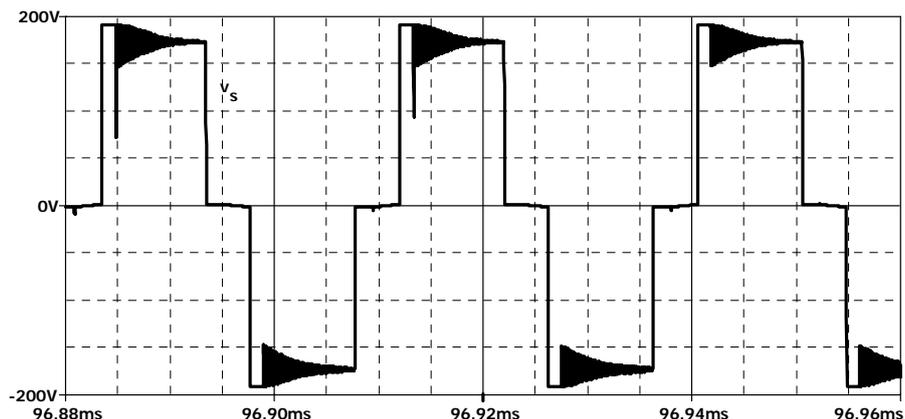


Fig. 4. 16 – Tensão no secundário do transformador do conversor CC-CC principal.

Por fim, apresenta-se na Fig. 4. 17, as formas de onda da tensão e da corrente de saída do conversor CC-CC principal para uma aplicação em uma fonte de alimentação para telecomunicações com 24kW de potência de saída. Segundo o padrão de telecomunicações a tensão de saída é 60V e, para esta potência, a corrente de saída será de 400A.

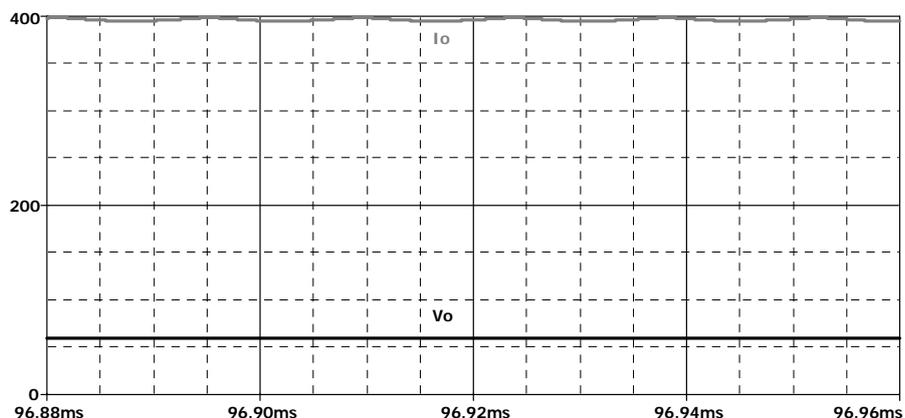


Fig. 4. 17 – Tensão e corrente de saída do conversor CC-CC principal.

4.5 – Resultados Experimentais

Após verificado via simulação numérica que a combinação de componentes especificados resultou na operação correta do circuito de grampeamento aplicado ao Retificador *Hybridge*, realizou-se a implementação prática.

Inicialmente, implementou-se o conversor Forward com controle na tensão de entrada para verificar, sobretudo, a sua operação dinâmica e o controle da tensão de entrada. O circuito de potência implementado é apresentado na Fig. 4. 18.

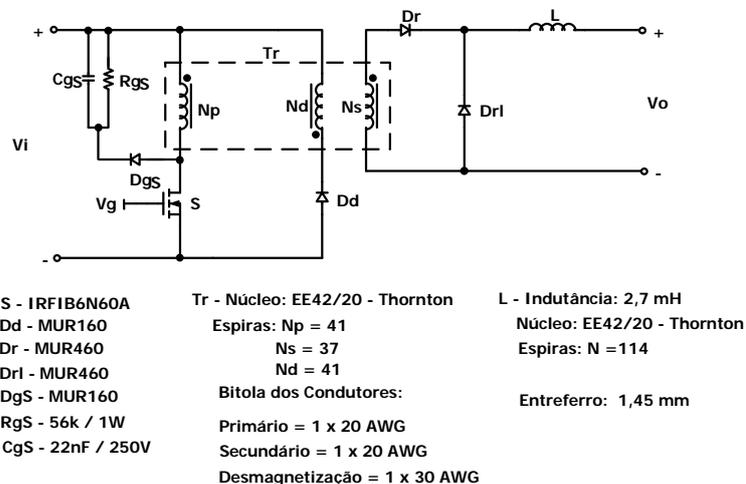


Fig. 4. 18 – Circuito de potência do conversor Forward implementado.

O circuito para comando e controle do conversor Forward é apresentado na Fig. 4. 19. Sua concepção está baseada no uso do circuito integrado UC3525A. Os valores dos componentes são apresentados neste circuito.

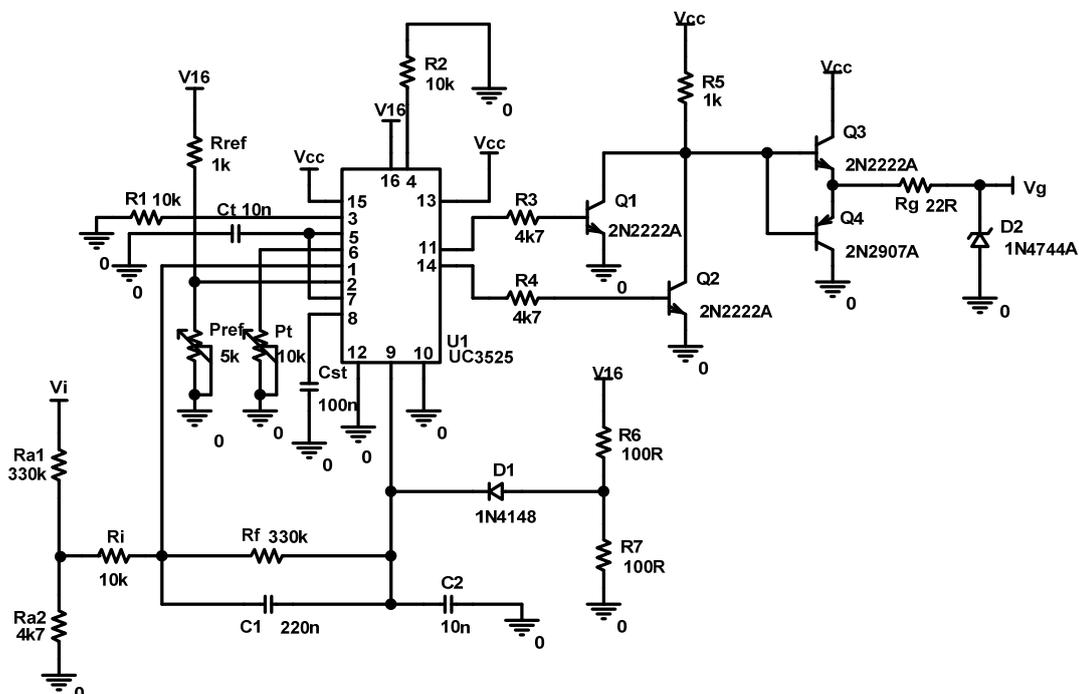


Fig. 4. 19 – Circuito de controle e comando do conversor Forward.

Para a realização dos testes de bancada com o conversor Forward, utilizou-se um banco de baterias para simular a tensão de saída de 60V e uma fonte CC na entrada com regulação da corrente. Dessa forma, consegue-se simular com boa aproximação o ambiente real em que o conversor deverá trabalhar.

A Fig. 4. 20 apresenta as formas de onda da tensão na entrada do conversor Forward (canal 1) e a corrente no indutor Forward (canal 3). Para um degrau positivo de corrente na entrada do conversor Forward, a corrente no indutor Forward aumenta seu valor e observa-se que a tensão de entrada mantém-se regulada.

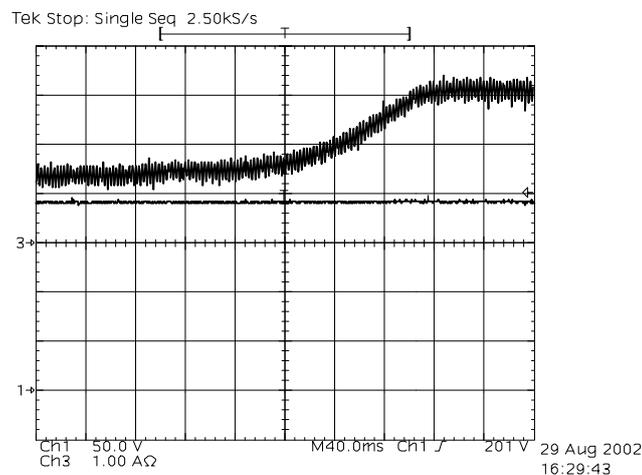


Fig. 4. 20 – Tensão na entrada do conversor Forward (canal 1) e corrente no indutor Forward (canal 3).

Com o intuito de ilustrar de forma mais clara o comportamento da tensão na entrada do conversor frente às perturbações na corrente de entrada, as próximas aquisições de laboratório apresentam somente a parte CA da tensão de entrada do conversor. Na Fig. 4. 21 realizou-se uma perturbação positiva na corrente de entrada e na Fig. 4. 22 realizou-se um degrau negativo na corrente de entrada. Em ambos os casos constata-se a regulação da tensão na entrada do conversor Forward.

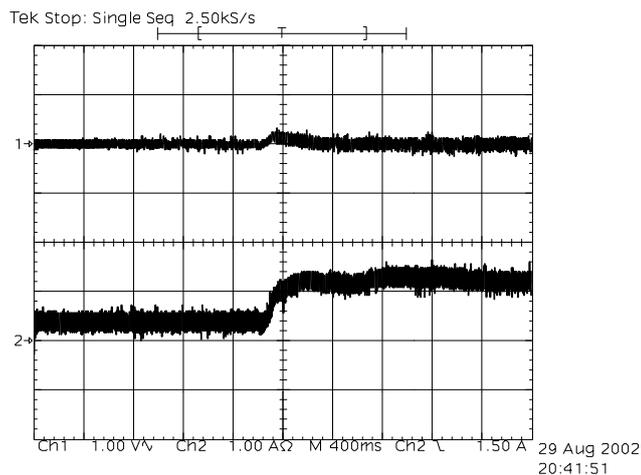


Fig. 4. 21 – Tensão na entrada do conversor Forward (canal 1) e corrente no indutor Forward (canal 2) para um degrau positivo de corrente de entrada.

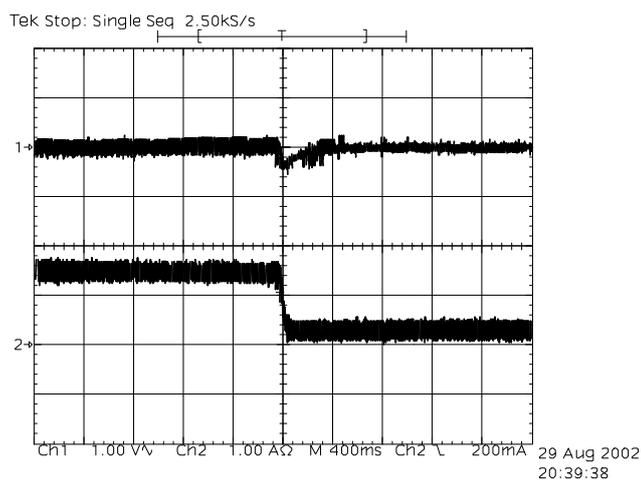


Fig. 4. 22 – Tensão na entrada do conversor Forward (canal 1) e corrente no indutor Forward (canal 2) para um degrau negativo de corrente de entrada.

Na Fig. 4. 23 tem-se uma foto do conversor Forward implementado. Comparando-se com o circuito de grampeamento passivo do tipo RCD apresentado em [1], o conversor Forward praticamente possui o mesmo volume do resistor de grampeamento utilizado naquele circuito, enquanto os demais componentes nos dois circuitos de grampeamento possuem as mesmas especificações.

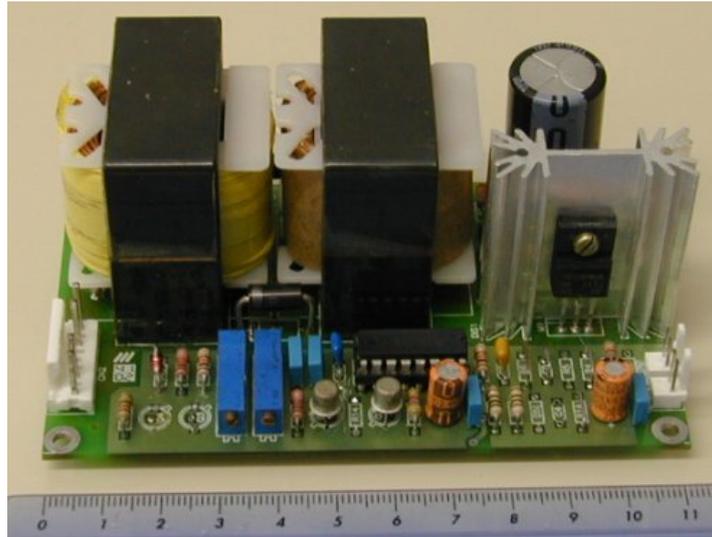
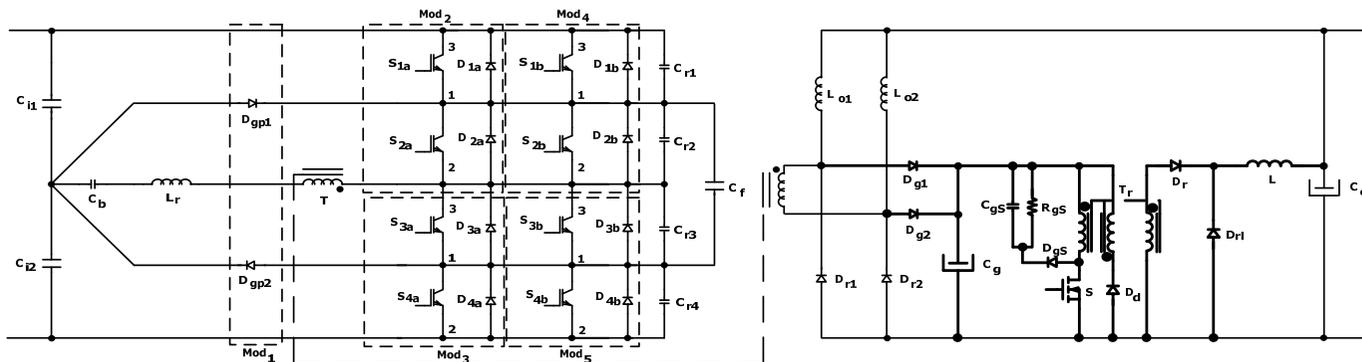


Fig. 4. 23 – Foto do conversor Forward implementado.

Os próximos resultados experimentais apresentam o circuito de grampeamento ativo aplicado ao estágio retificador *Hybridge*. O conversor CC-CC principal é o conversor Três Níveis-ZVS-PWM com potência de saída de 24kW. O circuito de potência implementado é apresentado na Fig. 4. 24.

A forma de onda da tensão em um dos diodos retificadores e a forma de onda da tensão de grampeamento são apresentadas na Fig. 4. 25. Observa-se que o circuito de grampeamento age durante o bloqueio do diodo retificador. Também se constata a presença de pouca oscilação na forma de onda da tensão sobre o diodo retificador. Porém, pode-se observar um pico de tensão no diodo retificador no primeiro instante do bloqueio.



Ci1 - 4700uH/450V
 Ci2 - 4700uH/450V
 Cb - 12x2,2uF/250V
 Mod1 - SKM100GB063
 Mod2 - GA100TS60U
 Mod3 - GA100TS60U
 Mod4 - GA100TS60U
 Mod5 - GA100TS60U

Cr1 - 3x22nF/1600V
 Cr2 - 3x22nF/1600V
 Cr3 - 3x22nF/1600V
 Cr4 - 3x22nF/1600V
 Cf - 12x330nF/630V
 Dr1 - HFA240NJ40C
 Dr2 - HFA240NJ40C
 Dg1 - HFA25TB60

Dg2 - HFA25TB60
 Cg - 1000uF/350V
 S - IRF1B6N60A
 Dd - MUR160
 Dr - MUR460
 Dr1 - MUR460
 DgS - MUR160
 RgS - 56k / 1W

CgS - 22nF / 250V
 Co - 6x2200uF/100V
 Lr - Indutância: 5,0 uH
 Núcleo: 3xEE48020 - Magnetics
 Espiras: N = 6
 Bitola de Condutores: 140 x (40x37 AWG) Litz
 Entreferro: 4,8 mm
 T - Núcleo: 4x4xEE48020 - Magnetics
 Espiras: Np = 10
 Ns = 4
 Bitola dos Condutores:
 Primário = 35 x (40x37 AWG) Litz
 Secundário = 4 x (0,5mmx40mm) Fita

Lo1 - Indutância: 18,5 uH
 Núcleo: 5xEE48020 - Magnetics
 Espiras: N = 5
 Bitola de Condutores: 4 x (0,5mmx45mm) Fita
 Entreferro: 3,7 mm
 Lo2 - Indutância: 18,5 uH
 Núcleo: 5xEE48020 - Magnetics
 Espiras: N = 5
 Bitola de Condutores: 4 x (0,5mmx45mm) Fita
 Entreferro: 3,7 mm

Tr - Núcleo: EE42/20 - Thornton
 Espiras: Np = 41
 Ns = 37
 Nd = 41
 Bitola dos Condutores:
 Primário = 1 x 20 AWG
 Secundário = 1 x 20 AWG
 Desmagnetização = 1 x 30 AWG
 L - Indutância: 2,7 mH
 Núcleo: EE42/20 - Thornton
 Espiras: N = 114
 Bitola de Condutores: 2 x 20 AWG
 Entreferro: 1,45 mm

Fig. 4. 24 – Circuito de potência implementado.

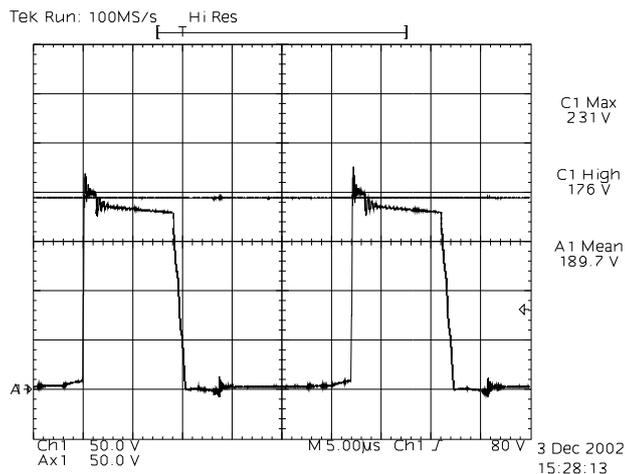


Fig. 4. 25 – Tensão no diodo retificador (canal 1) e tensão de grampeamento (canal aux1).

Na Fig. 4. 26 apresenta-se um detalhe do bloqueio do diodo retificador. A sobretensão que aparece na forma de onda do diodo retificador deve ser causada pelo armazenamento de energia em indutâncias parasitas dos cabos e das conexões no lado secundário. No lado secundário deste conversor pode encontrar-se correntes de pico de até 400A, assim a presença de uma pequena indutância parasita já pode ser suficiente para causar a sobretensão apresentada.

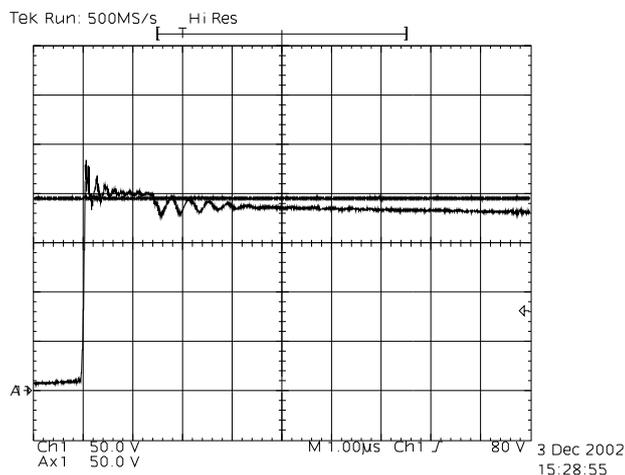


Fig. 4. 26 – Detalhe do bloqueio no diodo retificador.

A aquisição apresentada na Fig. 4. 27 ilustra as formas de onda da tensão no interruptor Forward e da corrente no indutor Forward. Na potência nominal de operação do conversor CC-CC o circuito de grampeamento recupera uma corrente de aproximadamente

2A para a saída do conversor CC-CC principal.

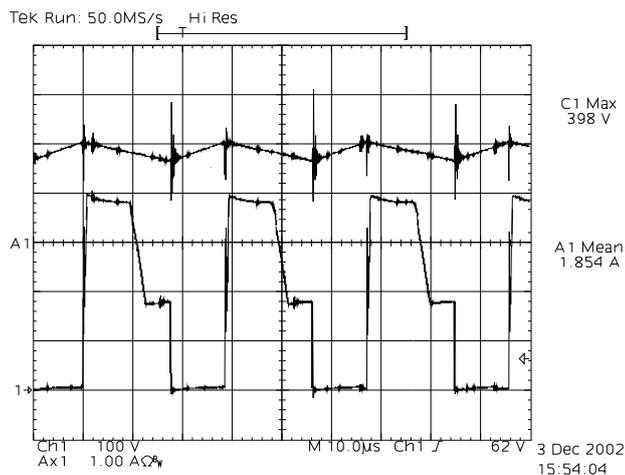


Fig. 4. 27 – Tensão no interruptor Forward (canal 1) e corrente no indutor Forward (canal aux1).

Por fim, uma comparação em termos de rendimento do conversor CC-CC Três Níveis-ZVS-PWM é apresentada na Fig. 4. 28, utilizando-se o circuito de grameamento passivo RCD proposto em [1] e este circuito de grameamento ativo. Pode-se observar uma elevação do rendimento em toda a faixa de operação do conversor. Na potência nominal tem-se um acréscimo de 0,5% no rendimento, que equivale dizer que o circuito de grameamento ativo está recuperando aproximadamente 120W. Dependendo da potência processada o circuito de grameamento ativo eleva o rendimento em até 1%.

Com relação às perdas do conversor CC-CC Três Níveis-ZVS-PWM, a utilização do circuito de grameamento ativo reduziu em aproximadamente 20% as perdas do conversor, segundo os resultados apresentados em [1].

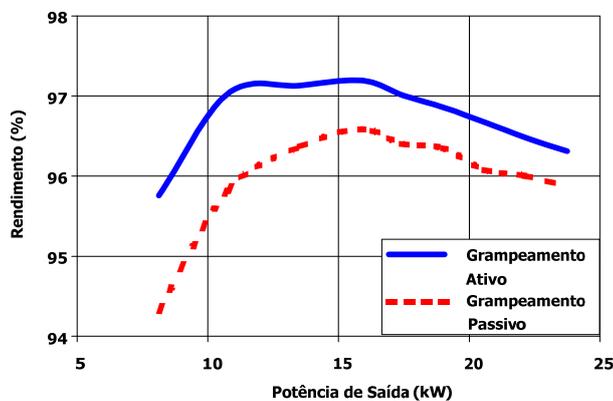


Fig. 4. 28 – Curvas de rendimento para o conversor CC-CC Três Níveis-ZVS-PWM.

4.6 – Conclusão

Este capítulo apresentou uma metodologia de projeto para o circuito de grameamento ativo empregando o conversor Forward, visando garantir a reprodutibilidade deste circuito de forma mais rápida e prática.

O projeto e dimensionamento de todos os componentes do circuito de grameamento ativo foram apresentados.

Os resultados de simulação mostraram a possibilidade de aplicação deste circuito de grameamento e reforçaram o conhecimento da operação do circuito.

Os resultados experimentais comprovaram o funcionamento do circuito de grameamento, tanto na sua ação de grameamento quanto na função de recuperação da energia de recuperação reversa para a saída de um conversor CC-CC Três Níveis-ZVS-PWM operando com 24kW de potência.

Na parte experimental, os maiores problemas encontrados foram na conexão do circuito de grameamento com o conversor CC-CC Três Níveis. No lado secundário do conversor CC-CC Três Níveis, onde deve ser conectado o circuito de grameamento, existem correntes circulantes de até 400A com componentes na frequência de comutação de 35kHz. Este ambiente se torna inóspito principalmente para o circuito de comando do circuito de grameamento. Tomou-se o cuidado de realizar um *layout* adequado, desde a disposição dos componentes até a maneira como conectá-los. Capacitores de desacoplamento foram empregados no circuito de comando do grameamento ativo.

Outro aspecto prático desta implementação é que na situação onde a fonte auxiliar alimenta tanto o circuito de comando do grameamento ativo quanto o circuito de comando do conversor CC-CC, ocorre, pela complementação da razão cíclica no circuito de comando do grameamento ativo, a perda da partida progressiva do circuito integrado UC3525A, pois os transistores utilizados para a complementação da razão cíclica não são sensibilizados e provocam a condução do interruptor Forward durante um longo período de tempo. O circuito de supervisão desta fonte de alimentação deve estabelecer a prioridade de, na partida da fonte, comandar primeiro o interruptor do grameamento ativo e depois os interruptores do conversor CC-CC e, no desligamento, retirar primeiro o comando dos

interruptores do conversor CC-CC e depois o comando do interruptor do grampeamento ativo.

Uma implementação também interessante para a alimentação do circuito de comando e controle do grampeamento ativo é através da própria saída do conversor CC-CC, pois os capacitores de grampeamento e de saída do conversor CC-CC encontram-se referenciados no mesmo potencial elétrico. Assim, um circuito auxiliar tipo fonte de corrente pode ser utilizado para transformar os 60V de saída em 18V para a alimentação do circuito de comando do grampeamento ativo.

CONCLUSÃO GERAL

Nos quatro capítulos apresentados, foram descritos os principais conceitos dos circuitos de grameamento da tensão em diodos retificadores, enfatizando-se mais os circuitos de grameamento ativo e a sua aplicação em conversores CC-CC com alta potência de saída.

A revisão bibliográfica do Capítulo I apresentou várias soluções de circuitos de grameamento com aplicações em baixa e alta potência. Também apresentou-se circuitos de grameamento para os três tipos de estágios retificadores: de Onda Completa, com Derivação Central e *Hybridge*. Observou-se que com o aumento da potência processada pelo conversor CC-CC, as técnicas de grameamento ativo são preferíveis, pois contribui para o conversor manter as características de alta densidade de potência processada e elevado rendimento. Também se constatou que apenas um único circuito de grameamento ativo foi concebido para a aplicação no Retificador *Hybridge*. Este estágio retificador é o que apresenta os melhores resultados nas aplicações em alta potência. Entretanto, sua reprodução fica limitada por seu registro de patente internacional.

No Capítulo II discutiu-se as vantagens e desvantagens do uso de conversores em circuitos de grameamento ativo e propôs-se um circuito de grameamento ativo empregando o conversor Forward. O circuito apresentado pode ser aplicado aos estágios retificadores de Onda Completa, com Derivação Central e *Hybridge*. As principais vantagens do uso deste circuito são: o circuito de comando do circuito de grameamento opera de forma independente do circuito de comando do conversor CC-CC principal; o circuito de comando do circuito de grameamento não necessita isolamento; do modo como é concebido, este circuito de grameamento permite o emprego de uma malha de controle da tensão de grameamento e é um circuito de fácil transferência tecnológica, pois tanto a estrutura de potência quanto o circuito de comando que podem ser empregados são de domínio dos projetistas da área. Como desvantagens este apresenta: aumento do número de componentes no circuito de grameamento; aumento do volume do circuito de grameamento, devido à presença do transformador e a tensão no interruptor comandado do circuito de grameamento é igual ao dobro da tensão de grameamento, que dependendo da aplicação poderá requerer interruptor com tensão elevada.

A análise do circuito de grampeamento aplicado ao Retificador *Hybridge* foi apresentada no Capítulo III. Todas as equações que descrevem o comportamento do circuito são apresentadas, incluindo os esforços de tensão e de corrente nos componentes do circuito de grampeamento ativo. O modelo de pequenos sinais para controle na tensão de entrada do conversor Forward foi apresentado e mostrou-se estável em malha aberta para perturbações do tipo degrau.

O Capítulo IV apresentou uma metodologia de projeto para o circuito de grampeamento ativo visando facilitar a sua reprodutibilidade. Um projeto foi apresentado para o circuito de grampeamento implementado em um conversor CC-CC Três Níveis-ZVS-PWM com estágio Retificador *Hybridge* numa aplicação com 24kW de potência. Os resultados de simulação numérica e os resultados experimentais apresentados mostraram o excelente desempenho deste circuito de grampeamento ativo.

São consideradas contribuições deste trabalho:

- uma nova aplicação para o conversor CC-CC Forward;
- a obtenção do modelo de pequenos sinais para o controle da tensão de entrada dos conversores Forward e Flyback;
- a generalização do circuito de grampeamento ativo empregando o conversor Forward para a aplicação nos estágios retificadores mais empregados;
- a metodologia de projeto do circuito de grampeamento ativo.

Por fim, uma analogia entre os problemas de comutação encontrados nos semicondutores do lado primário e do lado secundário de um conversor CC-CC isolado revela que os circuitos de grampeamento ativos parecem ser a melhor solução para o lado secundário, onde tem-se somente interruptores não controlados. Diferentemente das técnicas de comutação suave aplicadas nos interruptores controlados do lado primário, a impossibilidade de controle da entrada em condução e do bloqueio dos interruptores do lado secundário inviabiliza o uso de técnicas de comutação suave e reafirma os circuitos de grampeamento ativos como a melhor solução nas aplicações em alta potência.

ANEXO A – MODELO DE PEQUENOS SINAIS PARA O CONTROLE DA TENSÃO DE ENTRADA DO CONVERSOR FLYBACK

Como discutido no Capítulo II, o conversor Flyback também possui as características de interesse para a aplicação em circuitos de grameamento ativos. A topologia do conversor Flyback, para esta aplicação, é apresentada na Fig. A. 1.

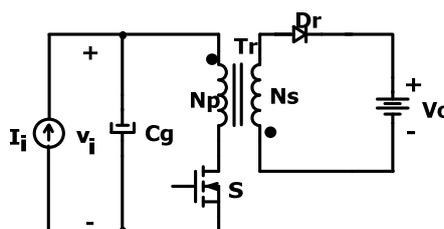


Fig. A. 1 – Topologia do conversor Flyback.

O circuito elétrico tomado como base para esta análise é apresentado na Fig. A. 2. Todas as grandezas do lado secundário foram referidas para o lado primário. Para este circuito, não pode-se desprezar a indutância magnetizante do transformador, pois como este é derivado do conversor Buck-Boost, não pode-se desprezar a característica de ser um conversor com acumulação indutiva. A relação de transformação n representa a razão entre o número de espiras do enrolamento primário N_p e o número de espiras do enrolamento secundário N_s . A indutância L_{mp} representa a indutância magnetizante do transformador, vista pelo lado primário.

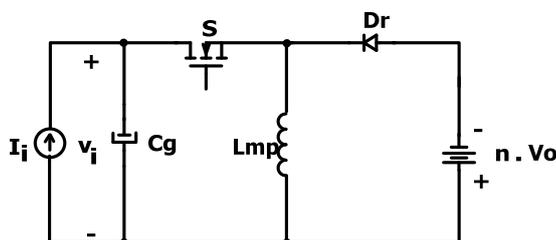


Fig. A. 2 – Circuito elétrico do conversor Flyback para obtenção do seu modelo.

Para a obtenção da função de transferência utilizou-se a técnica de modelagem da Chave PWM [24]. No circuito da Fig. A. 2 pode-se identificar os terminais ativo, passivo e comum da chave PWM, conforme apresentado na Fig. A. 3 (a). Na Fig. A. 3 (b) tem-se o modelo de pequenos sinais para o conversor Flyback.

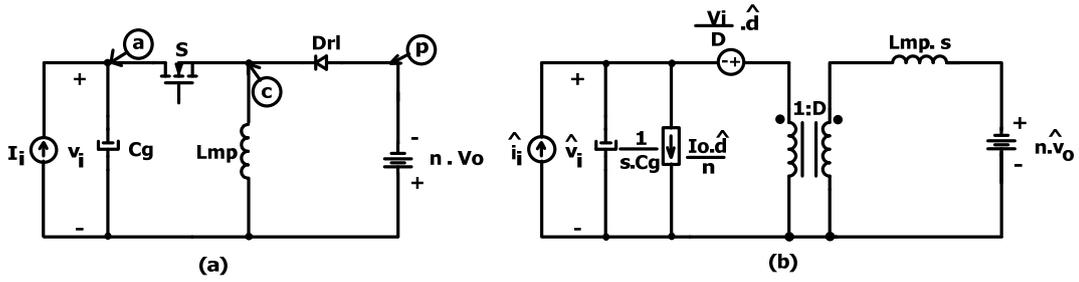


Fig. A. 3 – Modelo da Chave PWM: a) Identificação dos terminais da chave PWM e b) Modelo de pequenos sinais para o conversor Flyback.

A análise do circuito da Fig. A.3 (b), considerando a tensão de saída isenta de perturbações, ou seja, $n \cdot \hat{v}_o = 0$, leva à função de transferência entre a tensão de entrada e a razão cíclica, expressa por (A.1).

$$\frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-I_o}{(1 - D_{\max}) \cdot n \cdot C_g} \cdot \frac{s + \left(\frac{D_{\max} \cdot V_i}{I_o \cdot L_{mp}} \right)}{s^2 + \left(\frac{D_{\max}^2}{L_{mp} \cdot C_g} \right)} \quad (\text{A.1})$$

Nas aplicações práticas, o capacitor de grameamento utilizado é um capacitor eletrolítico. Assim, optou-se por considerar a resistência série-equivalente do capacitor no modelo do conversor Flyback, resultando na função de transferência apresentada na equação (A.2).

$$\frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-I_o \cdot R_{SE}}{(1 - D_{\max}) \cdot n} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{SE} \cdot C_g} \right) \cdot \left(s + \frac{D_{\max} \cdot V_i + D_{\max} \cdot (1 - D_{\max}) \cdot \frac{I_o}{n} \cdot R_{SE}}{I_o \cdot L_{mp}} \right)}{\left(s^2 + \frac{D_{\max} \cdot R_{SE}}{L_{mp}} \cdot s + \frac{D_{\max}^2}{L_{mp} \cdot C_g} \right)} \quad (\text{A.2})$$

ANEXO B – CIRCUITOS SIMULADOS

a) Circuito de grampeamento ativo aplicado no retificador de onda completa.

```

* source SIMULACAO
C_Co      0 VO 10m
V_Vp1     N00651 N00177
+PULSE 0 450 0 50n 50n 10u 28.57u
L_L2      N15947 VC 8.70mH
X_Dc1     N00935 VC HFA25TB60
R_Rg      VG N24840 22
V_V1      N29711 0 2.5Vdc
R_R6      N19427 N23662 4.7k
D_D16     0 N24840 D1N4744A
R_R7      N19835 VCC 1k
L_L3      N15997 0 6.70mH
Q_Q2      N19835 N23662 0 PN2222A
R_Rr3     0 N07105 1m
L_Lds     N01073 N00793 1.12uH
M_S       N15667 N24840 0 0 IRFPE50
R_Rr4     0 N07329 1m
V_V4      N20333 0 2.6Vdc
C_Cc      0 VC 1m
X_U1      N20917 N20333 N20711 N21324
N20427 N21034 0 N19372 0 VCC N19427
+ VCC N20653 SG1525
+ PARAMS: PERIOD=28.57us
DEADTIME=1us
Q_Q3      VCC N19835 VG PN2222A
R_Ro      0 VO 0.15
D_Dd      0 N15947 MUR160
R_Raux1   N00651 N00705 1m
R_R12     0 N21324 1k
Q_Q4      0 N19835 VG PN2907A
D_Dsc     N15667 N15729 MUR160
L_Lmp     N00705 N00735 4mH
V_Vp2     N00177 N00735
+PULSE 0 -450 14.28u 50n 50n 10u 28.57u

D_Dr      N15997 N16027 MUR460
R_R8      N20653 0 1k
L_Lms     N01073 N00820 0.64mH
V_Vcc     VCC 0 15Vdc
D_Dr1     0 N16027 MUR460
R_R9      N20711 0 1k
R_R10     N20917 N21034 330k
R_Raux2   N00735 N00820 100meg
C_C2      0 N20427 1n
R_R11     VCA N20917 10k
X_Dr4     N07329 N07329 N00820
MUR20020CT
L_Lo1     N00935 VO 18.5uH IC=200
Kn_K2     L_L1 L_L2
+ L_L3    1
L_Lo      N16027 VO 2.7mH
Q_Q1      N19835 N192680 0 PN2222A
R_Ra1     VCA VC 330k
X_Dr1     N35969 N35969 N00935
MUR20020CT
X_Dr3     N07105 N07105 N00793
MUR20020CT
C_Csc     N15729 VC 47n
R_Ra2     0 VCA 4.7k
X_Dr2     N12514 N12514 N00935
MUR20020CT
R_Rr1     N00793 N35969 1m
R_Rsc     N15729 VC 56k
L_L1      VC N15667 8.70mH
D_D1      N21034 N29711 D1N4148
R_R5      N19372 N192680 4.7k
Kn_K1     L_Lmp L_Lms 1
R_Rr2     N00820 N12514 1m

```


c) Circuito de grampeamento ativo aplicado no retificador *Hybridge*.

```

* source HYBRIDGE
C_Co      0 VO 10m IC=-60
V_Vp1     N00651 N00177
+PULSE 0 450 0 50n 50n 12.5u 28.57u
L_L2      N15947 VC 8.70mH
X_Dc1     N00793 VC HFA25TB60
R_Rg      VG N24840 22
V_V1      N29711 0 2.5Vdc
R_R6      N19427 N23662 4.7k
D_D16     0 N24840 D1N4744A
R_R7      N19835 VCC 1k
L_L3      N15997 0 6.70mH
Q_Q2      N19835 N23662 0 PN2222A
X_Dc2     N00820 VC HFA25TB60
R_Rr1     0 N07105 1m
L_Lds     N01073 N00793 1.12uH
M_S       N15667 N24840 0 0 IRFPE50
R_Rr2     0 N07329 1m
V_V4      N20333 0 2.6Vdc
C_Cc      0 VC 1m
X_U1      N20917 N20333 N20711 N21324
N20427 N21034 0 N19372 0 VCC N19427
+ VCC N20653 SG1525
+ PARAMS: PERIOD=28.57us
DEADTIME=1us
Q_Q3      VCC N19835 VG PN2222A
R_Ro      0 VO 0.15
D_Dd      0 N15947 MUR160
R_Raux1   N00651 N00705 1m
R_R12     0 N21324 1k
Q_Q4      0 N19835 VG PN2907A
D_Dsc     N15667 N15729 MUR160
L_Lmp     N00705 N00735 4mH
V_Vp2     N00177 N00735
+PULSE 0 -450 14.28u 50n 50n 12.5u
28.57u
D_Dr      N15997 N16027 MUR460
R_R8      N20653 0 1k
L_Lms     N01073 N00820 0.64mH
V_Vcc     VCC 0 15Vdc
D_Dr1     0 N16027 MUR460
R_R9      N20711 0 1k
R_R10     N20917 N21034 330k
R_Raux2   N00735 N00820 100meg
C_C2      0 N20427 1n
R_R11     VCA N20917 10k
X_Dr2     N07329 N07329 N00820
MUR20020CT
L_Lo1     N00847 VO 18.5uH IC=200
Kn_K2     L_L1 L_L2
+ L_L3    1
Q_Q1      N19835 N192680 0 PN2222A
L_Lo      N16027 VO 2.7mH
R_Ra1     VCA VC 330k
L_Lo2     N12514 VO 18.5uH IC=200
X_Dr1     N07105 N07105 N00793
MUR20020CT
C_Csc     N15729 VC 47n
R_Ra2     0 VCA 4.7k
R_Ro1     N00793 N00847 1m
R_Rsc     N15729 VC 56k
L_L1      VC N15667 8.70mH
D_D1      N21034 N29711 D1N4148
R_R5      N19372 N192680 4.7k
Kn_K1     L_Lmp L_Lms 1
R_Ro2     N00820 N12514 1m

```

d) Controle da tensão de entrada do conversor Forward.

```

* source SIMULACAO
R_R10    N43210 N01150 10k
I_I1     0 N29084 DC 1.08A
C_C1     N00040 0 1m IC=175
R_R1     VIA N00040 330k
R_R12    N21801 N22104 4.7k
R_R2     0 VIA 4.7k
L_L1     N11670 N00040 8.46mH
L_L2     N00040 N00217 8.46mH
L_L3     N00220 N00242 6.895mH
C_C4     N43210 N01150 470n
D_D25    N30275 N23092 D1N4148
L_L4     N00239 N00232 2.694mH
V_V1     N00232 N00220 60V
R_R9     N12803 VGS 22
C_C5     N01150 N43629 4.7n
I_I2     0 N29207 DC 0.108A
V_V2     N30275 0 2.5V
V_V4     N01274 0 2.65V
X_U1     N01150 N01274 N01111 N01138
N01284 N23092 0 N21720 0 VCC N21801
+ VCC N01114 SG1525
+ PARAMS: PERIOD=28.57us
DEADTIME=.1us
C_C2     0 N01284 1n IC=0
V_V3     VCC 0 15V
Q_Q1     N07284 N22068 0 PN2222A
X_U4     0 N29207 Sw_tOpen PARAMS:
tOpen=100m ttran=1u Rclosed=0.01
+ Ropen=1Meg
M_M1     N11670 VGS 0 0 IRFPE50
R_R14    0 N00220 100meg

X_U5     N29084 N29115 Sw_tOpen
PARAMS:  tOpen=100m ttran=1u
Rclosed=0.01
+ Ropen=1Meg
Q_Q4     N07284 N22104 0 PN2222A
R_R15    N29115 N00040 1u
R_R3     N01114 0 10k
R_R4     N01111 0 10k
R_R5     N01138 0 10k
R_R6     N43210 VIA 220
R_R7     N43629 N23092 820k
Q_Q2     VCC N07284 N12803 PN2222A
D_D21    N00242 N00239 MUR460
Kn_K1    L_L1 L_L2
+ L_L3 1
D_D16    0 VGS D1N4744
R_R13    N07284 VCC 1.2k
D_D22    N00220 N00239 MUR460
R_Rsc    N11800 N00040 180k
Q_Q3     0 N07284 N12803 PN2907A
D_Dd     0 N00217 MUR160
C_Csc    N11800 N00040 47n
X_U2     0 N29084 Sw_tClose PARAMS:
tClose=100m ttran=1u Rclosed=0.01
+ Ropen=1Meg
D_Dsc    N11670 N11800 MUR160
R_R11    N21720 N22068 4.7k
X_U3     N29207 N29115 Sw_tClose
PARAMS:  tClose=100m ttran=1u
Rclosed=0.01
+ Ropen=1Meg

```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] GERARDI, Denise. **Conversor CC-CC para aplicações com elevada tensão de entrada e alta potência**. Florianópolis, 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [2] ILLA FONT, C. H.; BARBI, I. **Estudo do conversor Forward para recuperação da energia de um circuito de grampeamento**. In: SEP 2002 – Seminário de Eletrônica de Potência do INEP. Anais. Florianópolis, SC: 2002, p.1-6.
- [3] SHEELY, R.; DEKTER, J.; MACHIN, N. **Three phase power factor corrected isolated Buck for 48V/100A rectifier with secondary active clamp**. In: INTELEC 2002 – International Telecommunications Energy Conference. Proceedings, Montreal, Canada: 2002, p.101-106.
- [4] BARBI, Ivo. **Projetos de fontes chaveadas**. 1ª Edição. Florianópolis, SC: Edição do Autor, 2001.
- [5] SIMÃO, Claudenei. **Conversor CC-CC de 6kW para aplicações em carregadores de baterias para telecomunicações**. Florianópolis, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [6] BENDRE, A.; NORRIS, S.; DIVAN, D. M.; et al. **New high power DC-DC converter with loss limited switching and lossless secondary clamp**. In: PESC 2001 – Power Electronics Specialists Conference. Proceedings, v. 1, Vancouver, British Columbia, Canada: 2001, p. 321-326.
- [7] BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. 1ª Edição. Florianópolis, SC: Edição dos Autores, 2000.
- [8] HELDWEIN, M. L.; SOUZA, A. F de; BARBI, I. **A primary side clamping circuit applied to the ZVS-PWM asymmetrical Half-Bridge converter**. In: PESC 2000 – Power Electronics Specialists Conference. Proceedings, v. 1, Galway, Ireland: 2000, p. 199-204.
- [9] SHEELY, R.; DEKTER, J.; MACHIN, N. **Improved active clamp for secondary circuits**. In: INTELEC 2000 – International Telecommunications Energy Conference. Proceedings, Phoenix, Arizona, USA: 2000, p.130-134.

- [10] BARBI, I.; SOUZA, F. P. de. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. 1ª Edição. Florianópolis, SC: Edição dos Autores, 1999.
- [11] LIU, R. **Comparative study of snubber circuits for DC-DC converters utilized in high power off-line power supply applications**. In: APEC'99 – Applied Power Electronics Conference and Exposition. Proceedings, v. 2, Dallas, Texas, USA: 1999, p.821-826.
- [12] PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA. **Normas para apresentação de dissertações e teses**. Florianópolis, SC, 1999.
- [13] DEKTER, J.; MACHIN, N.; SHEELY, R. **Lossless active clamp for secondary circuits**. In: INTELEC'98 – International Telecommunications Energy Conference. Proceedings, San Francisco, California, USA: 1998, p.386-391.
- [14] MAO, H.; JACOBS, M. E. **Active snubbers to eliminate diode reverse recovery and achieve zero-current turn-off in DC-DC converters**. In: INTELEC'98 – International Telecommunications Energy Conference. Proceedings, : 1998, p.49-54.
- [15] CHO, Jung-Goo; JEONG, Chang-Yong; LEE, F.C. Y. **Zero-voltage and zero-current-switching Full-Bridge PWM converter using secondary active clamp**. IEEE Transactions on Power Electronics, New York, USA, vol. 13, no. 4, p. 601-607, 1998.
- [16] LIN, Song-Yi; CHEN, Chern-Lin. **Analysis and design for RCD clamped snubber used in output rectifier of phase-shift Full-Bridge ZVS converter**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, New York, USA, vol. 45, no. 2, p. 358-359, 1998.
- [17] ERICKSON, R. W. **Fundamentals of power electronics**. 1st Edition. New York, NY: Chapman & Hall, 1997.
- [18] DALAL, D.B.; TSAI, Fu-Sheng. **A 48V, 1.5kW, front-end zero-voltage-switched, PWM converter with lossless active snubber for output rectifiers**. In: APEC'93 – Applied Power Electronics Conference and Exposition. Proceedings, San Diego, California: 1993, p.722-728.
- [19] TODD, P. C. **Snubber circuits: theory, design and application**. Unitrode Power Supply Design Seminar SEM-900, Unitrode, 1993.

- [20] SABATÉ, J.A.; VLATKOVIC, V.; RIDLEY, R.B.; et al. **High-voltage, high-power, ZVS, full-bridge PWM converter employing an active snubber**. In: APEC'91 – Applied Power Electronics Conference and Exposition. Proceedings, Dallas, Texas, USA: 1991, p. 158-163.
- [21] REDL, R.; SOKAL, N. O; BALOGH, L. **A novel soft-switching full-bridge DC/DC converter: analysis, design considerations and experimental results at 1.5 kW, 100 kHz**. In: PESC'90 – Power Electronics Specialists Conference. Proceedings, v. 1, Texas, USA: 1990, p. 162-172.
- [22] SABATÉ, J.A.; VLATKOVIC, V.; RIDLEY, R.B.; et al. **Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter**. In: APEC'90 – Applied Power Electronics Conference and Exposition. Proceedings, Los Angeles, California, USA: 1990, p. 275-284.
- [23] MWEENE, L. H.; WRIGHT, C. A.; SCHLECHT, M. F. **A 1 kW, 500 kHz front-end converter for a distributed power supply system**. In: APEC'89 – Applied Power Electronics Conference and Exposition. Proceedings, Baltimore, Maryland, USA: 1989, p. 423-432.
- [24] VORPÉRIAN, V. **Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch**. VPEC Seminar Tutorials, Blacksburg, Virginia, 1989.