

**GÜNTER JOHANN MAASS**

**UM ESTUDO DE DOIS CONVERSORES FORWARD  
COM GRAMPEAMENTO ATIVO APLICADOS A  
TELECOMUNICAÇÕES**

**FLORIANÓPOLIS  
1999**

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

**UM ESTUDO DE DOIS CONVERSORES  
FORWARD COM GRAMPEAMENTO  
ATIVO APLICADOS A  
TELECOMUNICAÇÕES**

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

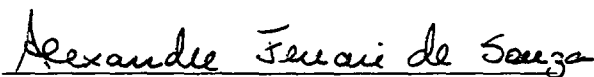
**GÜNTER JOHANN MAASS**

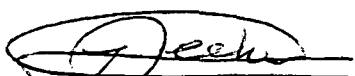
Florianópolis, Dezembro de 1999.

# UM ESTUDO DE DOIS CONVERSORES FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO APLICADOS A TELECOMUNICAÇÕES

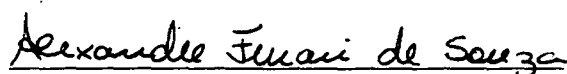
GÜNTER JOHANN MAASS


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

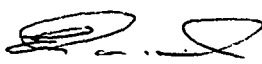
  
Professor Alexandre Ferrari de Souza, Dr.  
Orientador

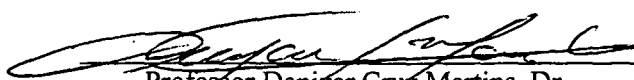
  
Professor Ildemar Cassanda Decker, Dr. Sc.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

  
Professor Alexandre Ferrari de Souza, Dr.  
Presidente da Banca

  
Professor Ivo Barbi, Dr. Ing.

  
Professor Enio Valmor Kassick, Dr.

  
Professor Denizar Cruz Martins, Dr.

A Deus e à minha família, motivos de meu empenho.



“Aquele que não perde a meta de vista, embora caminhe muito devagar, chega antes  
daquele que, embora mais veloz, carece de objetivo”

*Gotthold Ephraim Lessing*

## Agradecimentos

Agradeço a Deus, que nunca faltou-me na necessidade de sabedoria, motivação e saúde. Que eu possa cada vez mais engrandecer a vida com a qual, por Ele, fui presenteado.

Agradeço aos meus pais, Álido e Eronides, que nunca duvidaram de mim, e que através das adversidades pelas quais passaram, ensinaram-me a ser mais forte.

Ao Professor Alexandre Ferrari de Souza, pela orientação dedicada e segura.

Ao Professor Ivo Barbi, por ter acompanhado de perto todo o meu trabalho.

Aos Professores Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins, Ênio Valmor Kassick, João Carlos Fagundes e Hari Bruno Mohr, pelos ensinamentos e pela presença sempre disponível à troca de idéias.

Aos meus amigos Alexandre de Souza Grosse, Marcus Vinícius Araujo e Marco Aurélio Quadros, com os quais eu dividi momentos difíceis e outros de grande felicidade.

Aos integrantes do INEP pelo companheirismo que sempre foi fonte de motivação.

Ao povo do Brasil, que mesmo sem sempre saber, contribui no financiamento de trabalhos de especialização e pesquisa. À CAPES pelo direcionamento destes recursos financeiros, sem o qual a realização deste Mestrado seria impossível. Espero que, aos que virão, a educação não seja interrompida por uma simples e injusta incapacidade material.

Sem dúvida são muitos a quem devo gratidão. Poderia citar uma lista de nomes, mas na intenção de evitar o esquecimento de alguém, prefiro agradecer a todos que conviveram comigo durante estes dois anos.

Günter Johann Maass

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

## **UM ESTUDO DE DOIS CONVERSORES FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO APLICADOS A TELECOMUNICAÇÕES**

**Günter Johann Maass**

Dezembro/1999

Orientador: Prof, Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: conversor forward, comutação suave, grampeamento ativo, conversor elevador.

Número de Páginas: 192.

**RESUMO:** Este trabalho apresenta um estudo de duas topologias *forward* que realizam a desmagnetização do transformador isolador através do grampeamento ativo da tensão utilizando um capacitor e um interruptor adicional. Esta técnica viabiliza a comutação suave dos dois interruptores, possibilitando o aumento da frequência de operação e conseqüente diminuição no volume dos indutores envolvidos. É apresentada a análise teórica dos dois conversores, demonstrando os princípios de operação, o equacionamento dos esforços de tensão e corrente, a análise das comutações e o procedimento de projeto. Também é realizada a modelagem dos conversores, tornando possível verificar o efeito do circuito de grampeamento no comportamento dinâmico das topologias. São apresentados os projetos dos conversores em uma aplicação para telecomunicações. A aplicação consiste em uma fonte de alimentação com potência de saída de 550W, elevado fator de potência e controle em modo corrente. Diante dos resultados obtidos, são mencionadas as características positivas e negativas de cada topologia.

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

# **A STUDY OF TWO FORWARD CONVERTERS WITH ACTIVE CLAMPING APPLIED TO TELECOMMUNICATIONS**

**Günter Johann Maass**

December /1999

Advisor: Prof, Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: forward converter, soft commutation, active clamping, boost converter.

Number of Pages: 192.

**ABSTRACT.** This work presents a study of two forward topologies where the isolating transformer has its core reseted by an active voltage clamping, using a capacitor and an additional switch. This technique makes feasible the soft commutation of the two switches, allowing the increasing of the commutation frequency and a volume reduction of the inductors. A theoretical analysis for both converters is presented, denoting the operation principles, voltage and current stresses equations, the commutation analysis and the design methodologies. The small-signal characterization of the converters is also presented, making possible to foresee the clamping circuit effect in the dynamic response. The designs of the converters for a telecommunication application are presented. This application consists of a 550W power supply with high power factor and current mode control. With the results obtained, advantages and drawbacks for each topology are discussed.

# SUMÁRIO

RESUMO .....	vi
ABSTRACT.....	vii
INTRODUÇÃO GERAL .....	1
CAPÍTULO 1	
APRESENTAÇÃO E ANÁLISE INICIAL DOS DOIS CONVERSORES FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO .....	4
1.1 INTRODUÇÃO .....	4
1.2 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR FGA COM RETIFICADOR UTILIZANDO DERIVAÇÃO CENTRAL .....	4
1.2.1 <i>Considerações iniciais</i> .....	4
1.2.2 <i>Etapas de operação</i> .....	7
1.2.3 <i>Característica de saída do conversor FGA1</i> .....	17
1.2.4 <i>Determinação do indutor ressonante</i> .....	20
1.2.5 <i>Esforços de tensão e corrente nos semicondutores</i> .....	22
1.2.6 <i>Ondulação de tensão nos capacitores de grampeamento C1 e C2</i> .....	32
1.2.7 <i>Ondulação de corrente pelo indutor <math>L_o</math></i> .....	32
1.2.8 <i>Ondulação de tensão sobre o capacitor <math>C_o</math></i> .....	34
1.2.9 <i>Verificação por simulação</i> .....	37
1.3 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR FGA COM DIODO DE RODA LIVRE NO RETIFICADOR DE SAÍDA .....	45
1.3.1 <i>Considerações iniciais</i> .....	45
1.3.2 <i>Etapas de operação</i> .....	48
1.3.3 <i>Característica de saída do conversor FGA2</i> .....	57
1.3.4 <i>Determinação do indutor ressonante</i> .....	59
1.3.5 <i>Esforços de tensão e corrente nos semicondutores</i> .....	60
1.3.6 <i>Ondulação de tensão nos capacitores de grampeamento C1 e C2</i> .....	69
1.3.7 <i>Ondulação de corrente pelo indutor <math>L_o</math> e de tensão sobre o capacitor <math>C_o</math></i> .....	69
1.3.8 <i>Verificação por simulação</i> .....	70
1.4 CONCLUSÃO .....	78

## CAPÍTULO 2

### MODELAGEM DOS CONVERSORES FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO .....79

2.1	INTRODUÇÃO .....	79
2.2	MODELAGEM DO CONVERSOR FGA COM DERIVAÇÃO CENTRAL ...	80
2.2.1	<i>Determinação da função de transferência da planta – <math>G_p(S)</math></i> .....	80
2.2.2	<i>Resultados teóricos da modelagem frente aos simulados</i> .....	88
2.3	MODELAGEM DO CONVERSOR FGA COM DIODO DE RODA LIVRE ..	92
2.3.1	<i>Determinação da função de transferência da planta – <math>G_p(S)</math></i> .....	92
2.3.2	<i>Resultados teóricos da modelagem frente aos simulados</i> .....	96
2.4	CONCLUSÃO .....	101

## CAPÍTULO 3

### PROCEDIMENTO PARA O PROJETO DOS DOIS CONVERSORES FORWARD EM ESTUDO .....102

3.1	INTRODUÇÃO .....	102
3.2	PROCEDIMENTO DE PROJETO PARA O CONVERSOR FGA COM DERIVAÇÃO CENTRAL .....	102
3.2.1	<i>Determinação da relação de transformação e da indutância magnetizante em função da faixa de carga com comutação suave</i> .....	103
3.2.2	<i>Dimensionamento físico do transformador</i> .....	107
3.2.3	<i>Dimensionamento físico do indutor ressonante</i> .....	110
3.2.4	<i>Dimensionamento dos semicondutores do lado primário</i> .....	110
3.2.5	<i>Dimensionamento dos capacitores de grampeamento</i> .....	112
3.2.6	<i>Dimensionamento dos diodos retificadores de saída</i> .....	112
3.2.7	<i>Dimensionamento do circuito grampeador do retificador de saída</i> .....	113
3.2.8	<i>Dimensionamento do indutor de filtro</i> .....	114
3.2.9	<i>Dimensionamento do capacitor de filtro</i> .....	114
3.2.10	<i>Dimensionamento das malhas de controle</i> .....	115
3.3	PROCEDIMENTO DE PROJETO PARA O CONVERSOR FGA COM DIODO DE RODA LIVRE .....	119
3.3.1	<i>Determinação da relação de transformação e da indutância magnetizante em função da faixa de carga com comutação suave</i> .....	119
3.3.2	<i>Dimensionamento físico do transformador</i> .....	120

3.3.3	<i>Dimensionamento físico do indutor ressonante</i>	121
3.3.4	<i>Dimensionamento dos semicondutores do lado primário</i>	121
3.3.5	<i>Dimensionamento dos capacitores de grampeamento</i>	122
3.3.6	<i>Dimensionamento dos diodos retificadores de saída</i>	122
3.3.7	<i>Dimensionamento do circuito grampeador do retificador de saída</i>	122
3.3.8	<i>Dimensionamento do indutor de filtro</i>	123
3.3.9	<i>Dimensionamento do capacitor de filtro</i>	123
3.3.10	<i>Dimensionamento das malhas de controle</i>	124
3.4	<b>CONCLUSÃO</b>	124

## **CAPÍTULO 4**

### **PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS CONVERSORES EM UMA APLICAÇÃO PARA TELECOMUNICAÇÕES .....125**

4.1	<b>INTRODUÇÃO</b>	125
4.2	<b>PROJETO DO CONVERSOR ELEVADOR DE ENTRADA</b>	126
4.2.1	<i>Grandezas gerais</i>	128
4.2.2	<i>Indutor de entrada</i>	128
4.2.3	<i>Capacitor de saída</i>	129
4.2.4	<i>Resistor shunt (sensor de corrente)</i>	129
4.2.5	<i>Interruptor principal</i>	130
4.2.6	<i>Diodo de saída (Diodo Boost)</i>	131
4.2.7	<i>Ponte retificadora de entrada</i>	131
4.2.8	<i>Circuito do Snubber não-dissipativo</i>	132
4.2.9	<i>Malhas de controle</i>	133
4.3	<b>PROJETO DO CONVERSOR FGA COM DERIVAÇÃO CENTRAL</b>	138
4.3.1	<i>Grandezas gerais</i>	139
4.3.2	<i>Relação de transformação e indutância ressonante</i>	139
4.3.3	<i>Transformador</i>	140
4.3.4	<i>Indutor ressonante</i>	144
4.3.5	<i>Interruptores do lado primário</i>	145
4.3.6	<i>Capacitores de grampeamento</i>	146
4.3.7	<i>Diodos retificadores do lado secundário</i>	146
4.3.8	<i>Grampeador para os diodos retificadores</i>	147
4.3.9	<i>Indutor de filtro de saída</i>	147
4.3.10	<i>Capacitor de filtro de saída</i>	149

4.3.11	<i>Dissipador para os interruptores comandáveis e diodos retificadores</i>	....150
4.3.12	<i>Malhas de controle</i>	.....151
4.4	<b>PROJETO DO CONVERSOR FGA COM DIODO DE RODA LIVRE</b>	.....155
4.4.1	<i>Grandezas gerais</i>	.....156
4.4.2	<i>Relação de transformação e indutância ressonante</i>	.....156
4.4.3	<i>Transformador</i>	.....157
4.4.4	<i>Indutor ressonante</i>	.....160
4.4.5	<i>Interruptores do lado primário</i>	.....162
4.4.6	<i>Capacitores de grampeamento</i>	.....163
4.4.7	<i>Diodos retificadores do lado secundário</i>	.....163
4.4.8	<i>Grampeador para os diodos retificadores</i>	.....163
4.4.9	<i>Indutor de filtro de saída</i>	.....164
4.4.10	<i>Capacitor de filtro de saída</i>	.....165
4.4.11	<i>Dissipador para os interruptores comandáveis e diodos retificadores</i>	....165
4.4.12	<i>Malhas de controle</i>	.....167
4.5	<b>SIMULAÇÃO DOS CONVERSORES FGA1 E FGA2</b>	.....171
4.5.1	<i>Simulação do conversor FGA com derivação central</i>	.....171
4.5.2	<i>Simulação do conversor FGA com diodo de roda livre</i>	.....174
4.6	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	.....177
4.6.1	<i>Resultados experimentais para o conversor elevador</i>	.....179
4.6.2	<i>Resultados experimentais para o conversor FGA1</i>	.....181
4.6.3	<i>Resultados experimentais para o conversor FGA2</i>	.....186
4.7	<b>CONCLUSÃO</b>	.....189
	<b>CONCLUSÃO GERAL</b>	.....190
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	



# SIMBOLOGIA

## 1. Símbolos adotados nos equacionamentos

Símbolo	Significado	Unidade
$\omega$	Frequência angular	rad/s
$\gamma$	Perda no ganho estático devido à tensão constante sobre o indutor ressonante	
$\eta$	Rendimento	%
$\delta 1$	Perda no ganho estático devido aos intervalos de tensão nula (FGA1)	
$\delta 2$	Perda no ganho estático devido aos intervalos de tensão nula (FGA2)	
$\Delta B$	Variação do fluxo magnético	T
$\eta_b$	Rendimento do conversor elevador	%
$\Delta B_{max}$	Variação máxima do fluxo magnético	T
$\Delta D$	Variação da razão cíclica	%
$\Delta I_{in}$	Capacitor do circuito grampeador de tensão sobre os diodos $D_{r1}$ e $D_{r2}$	A
$\Delta I_{Lo}$	Ondulação de corrente pelo indutor $L_o$	A
$\Delta I_m$	Ondulação de corrente pela indutância magnetizante	A
$\omega_n$	Frequência angular de ressonância do circuito primário (FGA2)	rad/s
$\Delta T$	Elevação de temperatura	°C
$\Delta t_1$	Intervalo de tensão nula sobre o primário após o bloqueio de $S_2$	s
$\Delta t_2$	Intervalo de tensão nula sobre o primário após o bloqueio de $S_1$	s
$\Delta t_{D1}$	Tempo de condução do diodo $D_1$	s
$\Delta t_{S2}$	Tempo de condução do interruptor $S_2$	s
$\Delta V_{C1}$	Ondulação de tensão sobre o capacitor de grampeamento $C_1$	V
$\Delta V_{Co}$	Ondulação de tensão sobre o capacitor $C_o$	V
$\Delta V_{Cpeq}$	Excursão de tensão sobre o capacitor paralelo ao interruptor	V
$\Delta V_{ob}$	Ondulação de tensão sobre o capacitor de saída do conversor elevador	V
$\Delta V_{ofs}$	Ondulação de tensão sobre o capacitor $C_o$ na frequência de comutação	V
$A_e$	Área da perna central do núcleo EE	cm <sup>2</sup>
$A_w$	Área de janela do núcleo EE	cm <sup>2</sup>
$B_{max}$	Máxima densidade de fluxo magnético	T
$C_1$	Capacitor de grampeamento $C_1$	F
$C_2$	Capacitor de grampeamento $C_2$	F
$C_{Dr}$	Capacitor intrínseco ao diodo retificador de saída	F
$C_g$	Capacitor de grampeamento equivalente	F
$C_{gs}$	Capacitor de grampeamento equivalente refletido ao secundário	F
$C_o$	Capacitor do filtro de saída	F
$C_{ob}$	Capacitor de saída do conversor elevador	F
$C_{p1}$	Capacitor paralelo ao interruptor $S_1$	F
$C_{p2}$	Capacitor paralelo ao interruptor $S_2$	F
$C_{peq}$	Capacitor ressonante equivalente ( $C_{p1}+C_{p2}$ )	F
$C_s$	Capacitor do snubber não-dissipativo	F
$C_{sn}$	Capacitor do circuito grampeador de tensão sobre os diodos $D_{r1}$ e $D_{r2}$	F
$D$	Razão cíclica	
$d^{\wedge}(S)$	Perturbação na razão cíclica	
$D'$	Valor complementar da razão cíclica (1-D)	
$D_1$	Diodo em anti-paralelo ao interruptor $S_1$	

$D_2$	Diodo em anti-paralelo ao interruptor $S_2$	
$d_{ce}$	Diâmetro do condutor elementar	<i>m</i>
$D_{crit}$	Razão cíclica crítica para comutação suave	
$D_{max}$	Razão cíclica máxima imposta pelo comando	
$D_n$	Razão cíclica nominal	
$D_{r1}$	Diodo retificador de saída	
$D_{r2}$	Diodo retificador de saída	
$f_c$	Frequência de cruzamento	<i>Hz</i>
$f_{in}$	Frequência da rede de alimentação	<i>Hz</i>
$f_n$	Frequência de ressonância do circuito primário (FGA2)	<i>Hz</i>
$f_p$	Frequência do pólo	<i>Hz</i>
$f_s$	Frequência de comutação do conversor CC-CC	<i>Hz</i>
$f_{sb}$	Frequência de comutação do conversor elevador	<i>Hz</i>
$f_z$	Frequência do zero	<i>Hz</i>
$G_i(S)$	Função de transferência do conversor elevador	
$G_p(S)$	Função de transferência da planta (conversores FGA1 e FGA2)	
$I_c$	Corrente nominal pelo terminal c (modelo da chave PWM de Vorperian)	<i>A</i>
$I_{C1md}$	Corrente média pelo capacitor de grampeamento $C_1$	<i>A</i>
$I_{C2md}$	Corrente média pelo capacitor de grampeamento $C_2$	<i>A</i>
$I_D$	Corrente média de dreno	<i>A</i>
$I_{D1md}$	Corrente média pelo diodo $D_1$	<i>A</i>
$I_{D1pk}$	Corrente de pico pelo diodo $D_1$	<i>A</i>
$I_{D2md}$	Corrente média pelo diodo $D_2$	<i>A</i>
$I_{D2pk}$	Corrente de pico pelo diodo $D_2$	<i>A</i>
$I_{Dr1ef}$	Corrente eficaz pelo diodo $D_{r1}$	<i>A</i>
$I_{Dr1md}$	Corrente média pelo diodo $D_{r1}$	<i>A</i>
$I_{Dr2ef}$	Corrente eficaz pelo diodo $D_{r2}$	<i>A</i>
$I_{Dr2md}$	Corrente média pelo diodo $D_{r2}$	<i>A</i>
$I_{Lr}$	Corrente pelo indutor ressonante	<i>A</i>
$I_{Lrmd}$	Corrente média pelo indutor ressonante	<i>A</i>
$I_m$	Corrente pela indutância magnetizante	<i>A</i>
$I_{mmd}$	Corrente média pela indutância magnetizante	<i>A</i>
$I_{mpk}$	Corrente de pico pela indutância magnetizante	<i>A</i>
$I_o$	Corrente média de saída	<i>A</i>
$I_o'$	Corrente média de saída refletida ao primário	<i>A</i>
$I_o'n$	Corrente média de saída refletida ao primário parametrizada	
$i\hat{o}(S)$	Perturbação na corrente de saída	
$I_{ob}$	Corrente média de saída do conversor elevador	<i>A</i>
$I_{ocrit}$	Corrente de saída crítica para obtenção da comutação suave	<i>A</i>
$I_{Pef}$	Corrente eficaz pelo enrolamento primário	<i>A</i>
$I_{Pefmax}$	Corrente eficaz máxima pelo enrolamento primário	<i>A</i>
$I_{Pmd}$	Corrente média pelo enrolamento primário	<i>A</i>
$I_{S1ef}$	Corrente eficaz pelo interruptor $S_1$	<i>A</i>
$I_{S1md}$	Corrente média pelo interruptor $S_1$	<i>A</i>
$I_{S1pk}$	Corrente de pico pelo interruptor $S_1$	<i>A</i>
$I_{S2ef}$	Corrente eficaz pelo interruptor $S_2$	<i>A</i>
$I_{S2md}$	Corrente média pelo interruptor $S_2$	<i>A</i>
$I_{S2pk}$	Corrente de pico pelo interruptor $S_2$	<i>A</i>
$J_{max}$	Densidade máxima de corrente	<i>A/cm<sup>2</sup></i>
$K_p$	Fator de utilização do primário	

$K_{PWM}$	Ganho referente ao bloco gerador do sinal PWM	
$K_w$	Fator de enrolamento	
$L_b$	Indutor de entrada do conversor elevador	H
$l_g$	Entreferro total	cm
$L_m$	Indutância magnetizante	H
$L_{ms}$	Indutância magnetizante refletida ao secundário	H
$L_o$	Indutor do filtro de saída	H
$L_r$	Indutor ressonante	H
$L_{rs}$	Indutância ressonante refletida ao secundário	H
$L_s$	Indutor do circuito snubber não-dissipativo	H
$n$	Relação de transformação $N_p/N_{SEC}$	
$N_p$	Número de espiras do enrolamento primário	
$N_{SEC}$	Número de espiras do enrolamento secundário	
$P_{COM}$	Perdas por comutação	W
$P_{COND}$	Perdas por condução	W
$P_{CU}$	Perdas no cobre	W
$P_{GDr}$	Perdas no circuito grampeador de tensão dos diodos retificadores	W
$P_N$	Perdas no núcleo	W
$P_o$	Potência de saída do conversor CC-CC	W
$P_{ob}$	Potência de saída do conversor elevador	W
$q$	Ganho estático	
$q_{min}$	Ganho estático mínimo	
$q_{omax}$	Ganho estático máximo inicial	
$R_{DS(on)}$	Resistência de condução do MOSFET	$\Omega$
$R_i(S)$	Função de transferência do compensador de corrente	
$R_o$	Resistência de carga	$\Omega$
$R_{SE}$	Resistência série equivalente do capacitor	$\Omega$
$R_{sn}$	Resistor do circuito grampeador de tensão sobre os diodos $D_{r1}$ e $D_{r2}$	$\Omega$
$R_{th CH}$	Resistência térmica encapsulamento dissipador	$^{\circ}C/W$
$R_{th HA}$	Resistência térmica dissipador ambiente	$^{\circ}C/W$
$R_{th JC}$	Resistência térmica junção encapsulamento	$^{\circ}C/W$
$R_v(S)$	Função de transferência do compensador de tensão	
$S_1$	Interruptor controlável principal	
$S_2$	Interruptor auxiliar de grampeamento	
$S_P$	Área total de cobre para o enrolamento primário	cm <sup>2</sup>
$S_{SEC}$	Área total de cobre para o enrolamento secundário	cm <sup>2</sup>
$T_{amb}$	Temperatura ambiente ( $50^{\circ}C$ )	$^{\circ}C$
$t_f$	Tempo de descida da corrente após o bloqueio	s
$T_j$	Temperatura na junção	$^{\circ}C$
$t_m$	Tempo morto	s
$t_r$	Tempo de subida da corrente após a habilitação	s
$t_{rr}$	Tempo de recuperação reversa do diodo	s
$T_s$	Período de comutação	s
$V_{AP}$	Tensão nominal entre o terminal ativo e o terminal passivo	V
$V_{C1}$	Tensão de grampeamento, ou sobre o capacitor $C_1$	V
$V_{C2}$	Tensão sobre o capacitor $C_2$	V
$V_{CG}(S)$	Tensão de grampeamento no domínio da frequência	
$V_{Dr1(on)}$	Tensão de condução do diodo retificador de saída	V
$V_{Dr1pk}$	Tensão máxima reversa sobre o diodo retificador de saída $D_{r1}$	V
$V_{Dr2pk}$	Tensão máxima reversa sobre o diodo retificador de saída $D_{r2}$	V

$V_{DSS}$	Máxima tensão de bloqueio do MOSFET	V
$V_e$	Tensão de entrada do conversor CC-CC	V
$V_f$	Tensão de condução de um diodo	V
$V_{ff}$	Valor médio da tensão da rede retificada atenuada	V
$V_g$	Tensão de grampeamento sobre os diodos retificadores de saída	V
$V_{in}$	Tensão da rede de alimentação	V
$V_{Lo}$	Tensão sobre o indutor de filtro da saída	V
$V_{Lr}$	Tensão sobre o indutor ressonante	V
$V_o$	Tensão média de saída	V
$V_o'$	Tensão média de saída refletida ao primário	V
$V_{o'max}$	Tensão máxima de saída refletida ao primário (valor inicial)	V
$V_{o'min}$	Tensão mínima de saída refletida ao primário	V
$V_{ob}$	Tensão de saída do conversor elevador	V
$V_{omax}$	Tensão de saída máxima	V
$V_{omin}$	Tensão de saída mínima	V
$V_p$	Tensão sobre o primário	V
$V_{Pmax}$	Tensão máxima sobre o primário	V
$V_{RRM}$	Tensão reversa máxima permitida para um diodo	V
$V_{S1pk}$	Tensão de pico sobre o interruptor principal	V
$V_{S2pk}$	Tensão de pico sobre o interruptor de grampeamento	V
$V_{SEC1}$	Tensão sobre o secundário 1	V
$V_{SEC2}$	Tensão sobre o secundário 2	V

## 2. Acrônimos e abreviaturas

	Significado
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC-CC	Corrente contínua – Corrente contínua
CI	Circuito integrado
FGA1	Conversor <i>Forward</i> com Grampeamento Ativo e derivação central do enrolamento secundário
FGA2	Conversor <i>Forward</i> com Grampeamento Ativo e diodo de roda livre no circuito secundário
FTLA	Função de transferência de laço aberto
FTMF	Função de transferência de malha fechada
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
INEP	Instituto de eletrônica de potência
MOSFET	<i>Metal-oxide-Semiconductor Field-effect Transistor</i>
PI	Proporcional integral
PID	Proporcional integral derivativo
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
THD	<i>Total harmonic distortion</i>
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZVS	Comutação sob tensão nula ( <i>Zero Voltage Switching</i> )

### 3. Símbolos usados para referenciar elementos de circuitos

Símbolo	Significado
<i>C</i>	Capacitor
<i>L</i>	Indutor
<i>Q</i>	Transistor
<i>R</i>	Resistor
<i>S</i>	Interruptor
<i>D</i>	Diodo
<i>Tr</i>	Transformador
<i>V</i>	Fonte de tensão

### 4. Símbolos de unidades de grandezas físicas (SI)

Símbolo	Unidade
$\Omega$	Ohm
<i>A</i>	Ampère
<i>F</i>	Farad
<i>H</i>	Henry
<i>Hz</i>	Hertz
<i>m</i>	Metro
<i>s</i>	Segundo
<i>T</i>	Tesla
<i>V</i>	Volt
<i>W</i>	Watt
<i>rad</i>	Radiano
<i>dB</i>	Decibél

## INTRODUÇÃO GERAL

O presente trabalho tem por finalidade oferecer alternativas ao emprego de conversores CC-CC atualmente em uso na indústria de telecomunicações. Este setor tem necessidade crescente de fontes de alimentação com volume reduzido, rendimento otimizado e capazes de atender às exigências de regulação dinâmica e estática. Diante disto, é iminente a utilização de conversores operando em elevadas frequências de comutação (acima da faixa audível de aproximadamente 18kHz), favorecendo a redução do volume dos elementos armazenadores (capacitores e indutores) e provendo maior velocidade de resposta às perturbações de carga e tensão de entrada. É conhecido que com o aumento da frequência de comutação, haverá aumento proporcional das perdas nos instantes de entrada em condução e bloqueio dos semicondutores envolvidos. Isto tem levado a um crescente número de pesquisas em eletrônica de potência que visam a diminuição destas perdas, realizando a comutação não-dissipativa de tais semicondutores.

A necessidade da comutação não-dissipativa dos interruptores levou ao desenvolvimento dos Conversores Ressonantes, onde a ressonância de um circuito capacitivo e indutivo permite a comutação tanto do tipo ZCS (*Zero-Current Switching*) quanto ZVS (*Zero-Voltage Switching*). No entanto, a ressonância também realiza a transferência de energia à carga, contribuindo para o aumento da energia reativa circulante pelo circuito, aumentando as perdas por condução dos interruptores envolvidos e acrescentando ao circuito elevados níveis de esforços de tensão e corrente.

Como um dos objetivos principais é a otimização do rendimento dos conversores, tornou-se necessária a busca de topologias onde a ressonância ocorresse apenas durante as etapas de comutação. Neste sentido, foram apresentados por [1,2,3], estudos com conversores utilizando dois interruptores controláveis operando de maneira complementar, com grampeamento ativo de tensão, comutação não-dissipativa e modulação PWM. Estas topologias e outras novas, foram relacionadas por [3] através do conceito das Células Fundamentais de Comutação ZVS-PWM.

Dentre as várias topologias que originam-se desta organização, duas serão estudadas neste trabalho. Ambas fazem uso do conversor isolado *Forward*, onde a célula

de comutação ZVS-PWM, demonstrada na Fig. I.1, possui ação de grampeamento do tipo Buck-Boost:

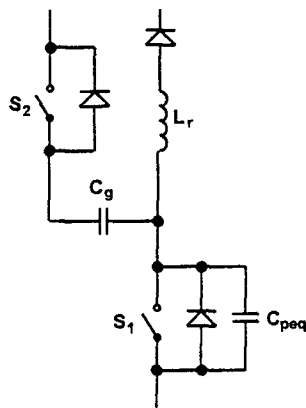


Fig. I.1 – Célula fundamental de comutação com ação de grampeamento do tipo “buck-boost”

Estas duas topologias são denominadas de “Forward com Grampeamento Ativo” tendo como diferencial entre si, a configuração do estágio retificador de saída. O primeiro (conversor FGA1) utiliza um transformador com dois secundários (retificador com derivação central) aplicando tensão ao filtro de saída tanto no intervalo  $D.T_s$  quanto no intervalo  $D'.T_s$ , enquanto que o segundo (conversor FGA2), também apresentado por [4], realiza o estágio de “roda-livre” durante a desmagnetização do transformador em  $D'.T_s$ . As duas topologias são mostradas na Fig. I.2, sendo a carga e o filtro  $LC$  de saída substituídos por uma fonte de corrente:

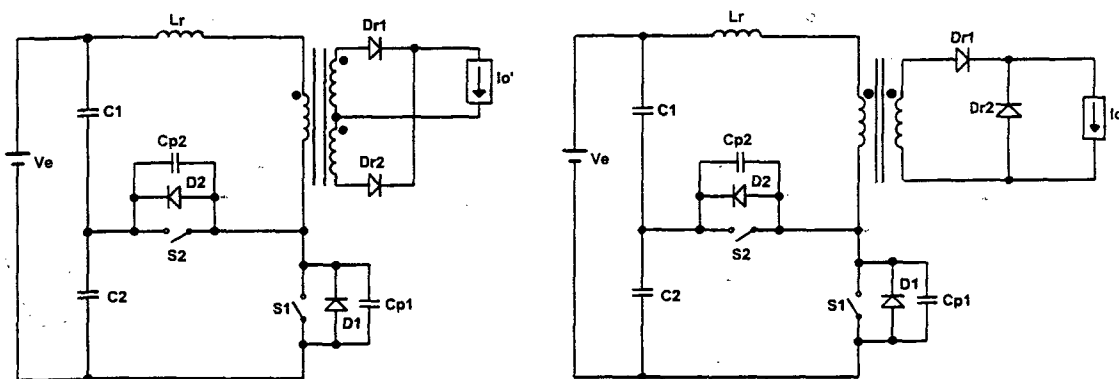


Fig. I.2 – (a) Conversor FGA1, (b) Conversor FGA2

As duas topologias serão estudadas em capítulos únicos com o intuito de facilitar a comparação de suas características.

No primeiro capítulo, faz-se a análise das etapas de operação, a determinação da característica de saída e das grandezas necessárias para a obtenção da comutação suave.

Também será apresentado um estudo dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores salientando os efeitos da comutação suave através da inclusão de um indutor de auxílio à comutação (indutor ressonante) e da indutância magnetizante do transformador. Ao fim do capítulo serão apresentados resultados de simulação numérica tendo por objetivo a validação do equacionamento demonstrado.

O comportamento dinâmico dos conversores frente às perturbações de razão cíclica serão determinados, possibilitando a operação destes com realimentação de suas grandezas de corrente e tensão de saída aos seus circuitos de controle. A obtenção dos modelos para pequenos sinais é demonstrada no segundo capítulo, juntamente com resultados de simulação numérica para validação.

O terceiro capítulo apresentará a metodologia de projeto do circuito de potência para ambos os conversores. Também são feitas algumas considerações quanto ao dimensionamento de compensadores para realizar o controle em malha fechada.

No quarto capítulo, a metodologia de projeto de cada conversor será utilizada no desenvolvimento de uma aplicação para telecomunicações. Nesta aplicação, os conversores serão empregados como segundo estágio (regulação e isolação da tensão de saída) numa configuração clássica de fontes chaveadas para a área de telecomunicações. Nesta configuração é feito o uso de um estágio pré-regulador com elevado fator de potência de entrada, e um controle de ambos os estágios através de malhas de realimentação. A aplicação será construída em forma de protótipo, sendo os resultados obtidos de importância conclusiva quanto ao estudo realizado.



# **1. APRESENTAÇÃO E ANÁLISE INICIAL DOS DOIS CONVERSORES FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO**

## **1.1 Introdução**

A topologia Forward com Grampeamento Ativo será analisada de forma conceitual e idealizada para as duas configurações do circuito de retificação no lado secundário. Serão feitas considerações iniciais que identifiquem as idealidades do circuito. Os valores médios de corrente e tensão nos elementos armazenadores de energia serão obtidos e utilizados nos estudos subsequentes oferecendo condições para uma análise quantitativa inicial.

Após o término da análise inicial de cada conversor, onde faz-se a identificação das etapas de operação e da característica de saída, um estudo dos esforços de tensão e corrente será realizado. Neste estudo, será feita a verificação dos efeitos causados nestes esforços com a inclusão de uma indutância ressonante de valor elevado, o que se torna necessário para a comutação suave no bloqueio do interruptor de grampeamento.

Por fim, serão apresentados resultados de simulação numérica para verificação dos estudos apresentados. Para realizar tais simulações, haverá de ser feito para cada conversor, um projeto simplificado para a obtenção das grandezas envolvidas. Uma seqüência de projeto concisa e mais detalhada será objeto de estudo em um capítulo posterior.

## **1.2 Análise qualitativa e quantitativa do conversor FGA com retificador utilizando derivação central**

### **1.2.1 Considerações iniciais**

Devem ser consideradas as seguintes simplificações:

- Todos os interruptores são ideais, comutando instantaneamente, apresentando tensão nula em condução;
- A tensão de saída  $V_o$  é constante, sendo que a presença do filtro indutivo de saída concede à carga uma característica de fonte de corrente durante um período de comutação;
- Será considerada a presença da indutância de magnetização, sendo que por esta haverá a circulação de uma ondulação de corrente  $\Delta I_m$  sobreposta a um valor médio  $I_{mmd}$ .
- As tensões sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  não possuem oscilações;
- As capacitâncias em paralelo aos interruptores controláveis (compostas pelas capacitâncias intrínsecas e externas)  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  possuem valores iguais e independentes do valor da tensão de bloqueio;
- O retificador e o filtro de saída serão refletidos ao lado primário;
- A queda de tensão sobre o indutor  $L_r$  devido à ondulação da corrente  $\Delta I_m$  será desprezada.

Serão determinados os valores médios de tensões e correntes para o conversor forward com grampeamento ativo operando em regime permanente (sem transitórios de tensão de entrada ou carga) e no modo de condução contínua, isto é, onde a corrente pelo indutor do filtro de saída não atinge o valor nulo.

A Fig. 1.1 ilustra a modificação feita para facilitar a compreensão das etapas de operação, o que no entanto não irá alterar o funcionamento do conversor isolado.

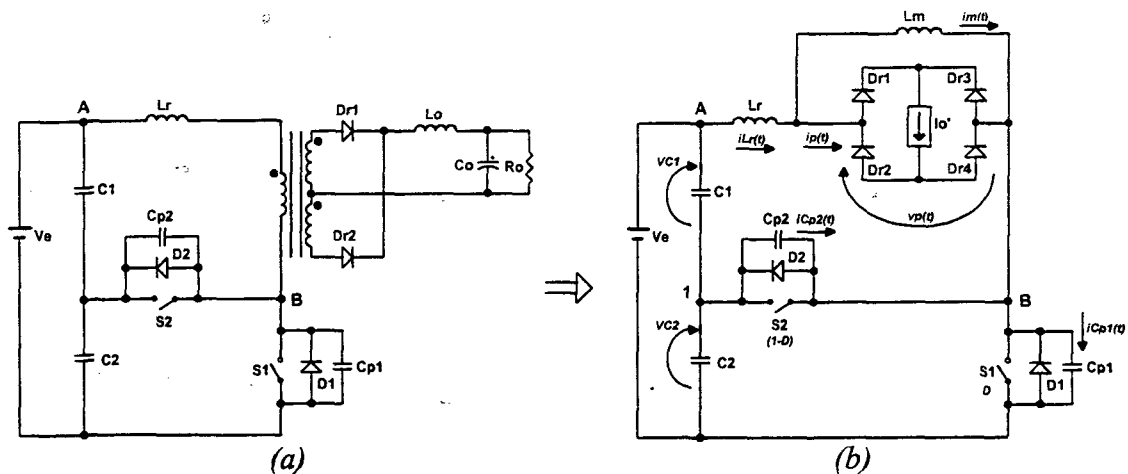


Fig. 1.1 – Circuito do conversor FGA1 - (a) isolado, (b) com o secundário referido ao primário

No circuito com o secundário referido ao primário, são indicados os sentidos de tensão e corrente que serão adotados nos estudos posteriores. Verifica-se que o retificador

com derivação central do secundário é substituído por uma configuração de quatro diodos e uma fonte de corrente representando a característica predominante do filtro de saída.

Sendo o interruptor principal  $S_1$  acionado no intervalo  $D \cdot T_s$  e o interruptor de grampeamento  $S_2$  no intervalo  $(1-D) \cdot T_s$  (ou  $D' \cdot T_s$ ), pode-se afirmar que:

- será aplicada ao primário do transformador, durante o intervalo  $D \cdot T_s$ , a tensão de entrada  $V_e$ . Como a tensão média sobre o primário, para um período de comutação deve ser nula; tem-se que para o intervalo  $(1-D) \cdot T_s$ :

$$V_p(D) \cdot D \cdot T_s = V_p(D') \cdot D' \cdot T_s \quad (1.1)$$

$$V_e \cdot D \cdot T_s = V_p(D') \cdot D' \cdot T_s \quad (1.2)$$

$$V_p(D') = V_e \cdot \frac{D}{D'} \quad (1.3)$$

Pode-se concluir daí, que o valor da tensão sobre o enrolamento primário durante o intervalo  $(1-D) \cdot T_s$  será o mesmo existente sobre o capacitor  $C_1$ . Tem-se então que a tensão média sobre este capacitor será definida por (1.4):

$$V_{C1} = -V_e \cdot \frac{D}{D'} \quad (1.4)$$

Consequentemente a tensão média sobre o capacitor  $C_2$  será:

$$V_{C2} = V_e - V_{C1} = \frac{V_e}{D'} \quad (1.5)$$

- sabendo que a corrente média pelos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  é nula para um período de comutação, é possível a determinação do valor da corrente média pela indutância  $L_m$  tendo o valor da corrente média pelo primário. Aplicando a Lei das Correntes de Kirchoff ao ponto 1 (Fig. 1.1), tem-se:

$$I_{C1md} + I_{C2md} + (1-D) \cdot (I_{pmd} + I_{mmd}) = 0 \quad (1.6)$$

Sendo  $I_{C1md} = I_{C2md} = 0$  (zero), e  $I_{pmd} = -I_o'$ :

$$(1-D) \cdot (-I_o' + I_{mmd}) = 0 \quad (1.7)$$

O que resulta em:

$$I_{mmd} = I_o' \quad (1.8)$$

Sobre o valor médio da corrente magnetizante, haverá uma ondulação dada por:

$$\Delta I_m = \frac{V_e \cdot D}{L_m \cdot f_s} \quad (1.9)$$

Desta análise preliminar verifica-se que sempre haverá uma tensão negativa sobre o capacitor  $C_1$ , a ser aplicada na desmagnetização do transformador. Sendo que desta forma, haverá sobre o capacitor  $C_2$ , uma tensão sempre maior ou igual à tensão de entrada. Isto é um dado importante, já que a tensão sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  no bloqueio é limitada por  $V_{C2}$  conforme será visto a seguir.

Para facilitar o equacionamento das etapas de operação, adianta-se que:

Sendo  $I_o'$  e  $I_{mmd}$  considerados constantes:

$$I_o' + I_{mmd} = 2 \cdot I_o' \quad (1.10)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot L_r \cdot C_{p1}}} \quad (1.11)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{2 \cdot C_{p1}}} \quad (1.12)$$

### 1.2.2 Etapas de operação

São descritas a seguir, as etapas de operação do conversor FGA1 para um período de comutação:

**1ª etapa (t0-t1) – transferência de energia à saída (Fig. 1.2.a):**

Na primeira etapa,  $S_1$  está conduzindo a soma das correntes  $I_o' + i_m(t)$ , transferindo energia à carga. Como não está sendo considerada a pequena queda de tensão sobre  $L_r$  devido à ondulação da corrente magnetizante, pode-se dizer que a tensão  $V_{AB}$  estará sendo aplicada ao primário do transformador. Esta etapa termina com o bloqueio de  $S_1$ .

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = 0 \quad (1.13)$$

$$v_{S2}(t) = \frac{V_e}{D'} \quad (1.14)$$

$$v_{AB}(t) = V_e \quad (1.15)$$

$$i_m(t) = I_o' - \frac{\Delta I_m}{2} + \frac{V_e}{L_m} \cdot t \quad (1.16)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{S1}(t) = I_o' + i_m(t) \quad (1.17)$$

**2ª etapa (t1-t2) – bloqueio do interruptor principal  $S_1$  (Fig. 1.2.b):**

Com o bloqueio de  $S_1$  no instante  $t1$ , tem-se início a carga de  $C_{p1}$  e conseqüente descarga de  $C_{p2}$ . O capacitor  $C_{p2}$ , que na etapa anterior possuía em seus terminais a tensão de  $C_2$ , irá se descarregar até que a soma de sua tensão com a tensão do capacitor  $C_1$ , isto é, a tensão  $V_{AB}$ , se anule provocando o fim da etapa. Durante esta etapa, os diodos  $D_{r1}$  e  $D_{r4}$  se encontram diretamente polarizados, conduzindo a corrente de carga  $I_o'$ .

Obs.: A duração da etapa é pequena, sendo que assim, a corrente de carga/descarga de  $C_{p2}$  e  $C_{p1}$  pode ser considerada constante.

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = \frac{\left( I_o' + \frac{\Delta I_m}{4} \right)}{C_{p1}} \cdot t \quad (1.18)$$

$$v_{S2}(t) = \frac{V_e}{D'} - v_{S1}(t) \quad (1.19)$$

$$v_{AB}(t) = V_e - v_{S1}(t) \quad (1.20)$$

$$i_m(t) = I_o' + \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.21)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Cp1}(t) + i_{Cp2}(t) = 2 \cdot I_o' + \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.22)$$

**3ª etapa (t2-t3)** – etapa ressonante entre  $L_r$  e os capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  (Fig. 1.2.c):

Quando a tensão  $V_{AB}$ , correspondente a tensão no primário ( $V_p$ ) da etapa anterior, se igualar a zero, os diodos  $D_{r2}$  e  $D_{r3}$  estarão aptos a conduzir, caracterizando um curto-circuito entre os terminais do primário. Por outro lado, a corrente por estes diodos não é bruscamente alterada, pois o indutor  $L_r$  está magnetizado preliminarmente com a corrente  $I_{Lr}(t2)$ , transferindo esta energia para os capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  de forma ressonante. A etapa tem fim quando a tensão sobre o capacitor  $C_{p2}$  se igualar a zero.

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = V_e + \left(2 \cdot I_o' + \frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.23)$$

$$v_{S2}(t) = V_e \cdot \left(\frac{D}{D'}\right) - \left(2 \cdot I_o' + \frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.24)$$

$$v_{AB}(t) = -\left(2 \cdot I_o' + \frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.25)$$

$$i_m(t) = I_o' + \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.26)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Cp1}(t) + i_{Cp2}(t) = \left(2 \cdot I_o' + \frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot \cos(\omega t) \quad (1.27)$$

**4ª etapa (t3-t4)** – desmagnetização do indutor ressonante (Fig. 1.2.d):

Esta etapa tem início quando a tensão sobre  $C_{p2}$  atinge nível zero. A partir deste instante, o diodo  $D_2$  entra em condução fazendo com que o indutor  $L_r$  termine sua desmagnetização de forma linear. Durante esta etapa a tensão sobre  $S_2$  é nula, sendo este, o momento de acioná-lo. A etapa termina quando  $L_r$  estiver totalmente desmagnetizado.

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = \frac{V_e}{D'} \quad (1.28)$$

$$v_{S2}(t) = 0 \quad (1.29)$$

$$v_{AB}(t) = -V_e \cdot \frac{D}{D'} \quad (1.30)$$

$$i_m(t) = I_o' + \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.31)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{D2}(t) = i_{Lr}(t3) - \frac{V_e \cdot D}{L_r \cdot D'} \cdot t \quad (1.32)$$

**5ª etapa (t4-t5) – desmagnetização da ind. magnetizante por  $D_2$  (Fig. 1.2.e):**

Com a total desmagnetização do indutor ressonante, as correntes pelos diodos  $D_{r1}$  e  $D_{r4}$  se anulam e a tensão  $V_{AB}$  é aplicada ao primário, fazendo com que a indutância magnetizante do transformador devolva a energia armazenada durante as primeiras etapas. Como a corrente pela indutância magnetizante, devido à ondulação  $\Delta I_m$ , é maior que  $I_o'$ , tem-se que o diodo  $D_2$  mantém-se em condução com corrente decrescente e com derivada definida por  $L_m$ . Quando esta corrente chegar a zero, tem-se o fim da etapa.

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = \frac{V_e}{D'} \quad (1.33)$$

$$v_{S2}(t) = 0 \quad (1.34)$$

$$v_{AB}(t) = -V_e \cdot D/D' \quad (1.35)$$

$$i_m(t) = \left( I_o' + \frac{\Delta I_m}{2} \right) - \frac{V_e \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \quad (1.36)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{D2}(t) = \frac{\Delta I_m}{2} - \frac{V_e \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \quad (1.37)$$

**6ª etapa (t5-t6) – desmagnetização da ind. magnetizante por  $S_2$  (Fig. 1.2.f):**

No momento em que a corrente no diodo  $D_2$  se anulou, tem-se a continuidade da desmagnetização de  $L_m$ , porém a ondulação  $\Delta I_m$  circula pelo interruptor de grampeamento  $S_2$ . Esta etapa tem fim no bloqueio de  $S_2$ .

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = \frac{V_e}{D'} \quad (1.38)$$

$$v_{S2}(t) = 0 \quad (1.39)$$

$$v_{AB}(t) = -V_e \cdot D/D' \quad (1.40)$$

$$i_m(t) = I_o' - \frac{V_e \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \quad (1.41)$$

$$i_{Lr}(t) = -i_{S2}(t) = -\frac{V_e \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \quad (1.42)$$

**7ª etapa (t6-t7) – bloqueio do interruptor de grampeamento  $S_2$  (Fig. 1.2.g):**

Com o bloqueio de  $S_2$  no instante  $t6$ , tem-se início a carga de  $C_{p2}$  e conseqüente descarga de  $C_{p1}$ . Enquanto que a tensão sobre  $C_{p2}$  for menor que a tensão sobre  $C_1$  em módulo ( $V_e \cdot D/D'$ ), os diodos  $D_{r2}$  e  $D_{r3}$  estarão conduzindo. Considerando que a corrente por  $S_2$  no instante de seu bloqueio vale  $\Delta I_m/2$ , e que esta etapa é rápida, pode-se dizer que a carga/descarga dos capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  se comporta de forma linear. A etapa termina quando a tensão sobre o capacitor  $C_{p1}$  se igualar a tensão sobre  $C_1$ , isto é, quando  $V_{AB}=0$ .

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = \frac{V_e}{D'} - \frac{\Delta I_m/4}{C_{p1}} \cdot t \quad (1.43)$$

$$v_{S2}(t) = \frac{\Delta I_m/4}{C_{p2}} \cdot t \quad (1.44)$$

$$v_{AB}(t) = -V_e \cdot \frac{D}{D'} + \frac{\Delta I_m/4}{C_{p1}} \cdot t \quad (1.45)$$

$$i_m(t) = I_o' - \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.46)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Cp1}(t) + i_{Cp2}(t) = -\frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.47)$$

**8ª etapa (t7-t8) – ressonância entre  $L_r$  e os capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  (Fig. 1.2.h):**

Quando a tensão  $V_{AB}$ , correspondente a tensão no primário ( $V_p$ ) da etapa anterior se igualar a zero, os diodos  $D_{r1}$  e  $D_{r4}$  estarão aptos a conduzir, caracterizando um curto-circuito entre os terminais do primário. A corrente que antes circulava por  $L_r$  ( $-\Delta I_m/2$ ) irá passar a realizar a carga/descarga de  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  de forma ressonante. Esta etapa finaliza quando a tensão sobre o capacitor  $C_{p1}$  se igualar a zero.



Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = V_e - \left(\frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.48)$$

$$v_{S2}(t) = V_e \cdot \left(\frac{D}{D'}\right) + \left(\frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.49)$$

$$v_{AB}(t) = \left(\frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.50)$$

$$i_m(t) = I_o' - \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.51)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Cp1}(t) + i_{Cp2}(t) = -\left(\frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot \cos(\omega t) \quad (1.52)$$

**9ª etapa (t8-t9) – magnetização do indutor ressonante (Fig. 1.2.i):**

Esta etapa tem início quando a tensão sobre  $C_{p1}$  atinge nível zero. A partir deste instante, o diodo  $D_1$  entra em condução fazendo com que o indutor ressonante continue a se magnetizar de forma linear. Durante esta etapa a tensão sobre  $S_1$  é nula, sendo este, o momento de acioná-lo. A etapa termina quando a corrente por  $D_1$  chegar a zero.

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = 0 \quad (1.53)$$

$$v_{S2}(t) = \frac{V_e}{D'} \quad (1.54)$$

$$v_{AB}(t) = V_e \quad (1.55)$$

$$i_m(t) = I_o' - \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.56)$$

$$i_{Lr}(t) = -i_{D1}(t) = i_{Lr}(t8) + \frac{V_e}{L_r} \cdot t \quad (1.57)$$

**10ª etapa (t9-t10) – magnetização completa do indutor ressonante (Fig. 1.2.j):**

No momento em que a corrente no diodo  $D_1$  se anulou, inicia-se a condução do interruptor  $S_1$ . O indutor ressonante continua a sua magnetização até que a corrente por

este seja limitada no valor  $2.I_o' - \Delta I_m/2$ , isto é, quando a corrente por  $L_r$  se iguala à corrente pela indutância magnetizante, bloqueando os diodos  $D_{r2}$  e  $D_{r3}$ .

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = 0 \quad (1.58)$$

$$v_{S2}(t) = \frac{V_e}{D'} \quad (1.59)$$

$$v_{AB}(t) = V_e \quad (1.60)$$

$$i_m(t) = I_o' - \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.61)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{S1}(t) = \frac{V_e}{L_r} \cdot t \quad (1.62)$$

Cada etapa do conversor é demonstrada pela Fig. 1.2. Salienta-se que as linhas destacadas evidenciam os caminhos de circulação de corrente. As figuras 1.3 e 1.4 demonstram as principais formas de onda do conversor FGA1. Na primeira destas figuras, são identificadas as etapas mais longas, onde não existe a troca de energia entre os capacitores  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$  e o indutor ressonante durante as comutações. É visível o efeito da indutância ressonante  $L_r$  após as comutações na derivada da corrente circulante pelo enrolamento primário. Tal efeito, conforme será analisado, tem consequência sobre o ganho estático do conversor.

Deve-se atentar para os níveis de tensão reversa sobre os diodos retificadores de saída. No caso do conversor isolado, estes níveis são determinados pelas equações (1.98) e (1.99), sendo duas vezes o valor indicado na Fig. 1.3.

Na Fig. 1.4, é feito um detalhamento das comutações de  $S_1$  e  $S_2$  no instante do bloqueio. Conforme equacionado, verifica-se que a corrente se divide igualmente entre  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ , realizando a carga e descarga destes. Nota-se pelas etapas apresentadas, que a situação de bloqueio do interruptor de grampeamento é a mais crítica, pois por este circula apenas a ondulação de corrente definida pela tensão aplicada ao enrolamento primário durante um intervalo de tempo (intervalo de duração da primeira etapa).

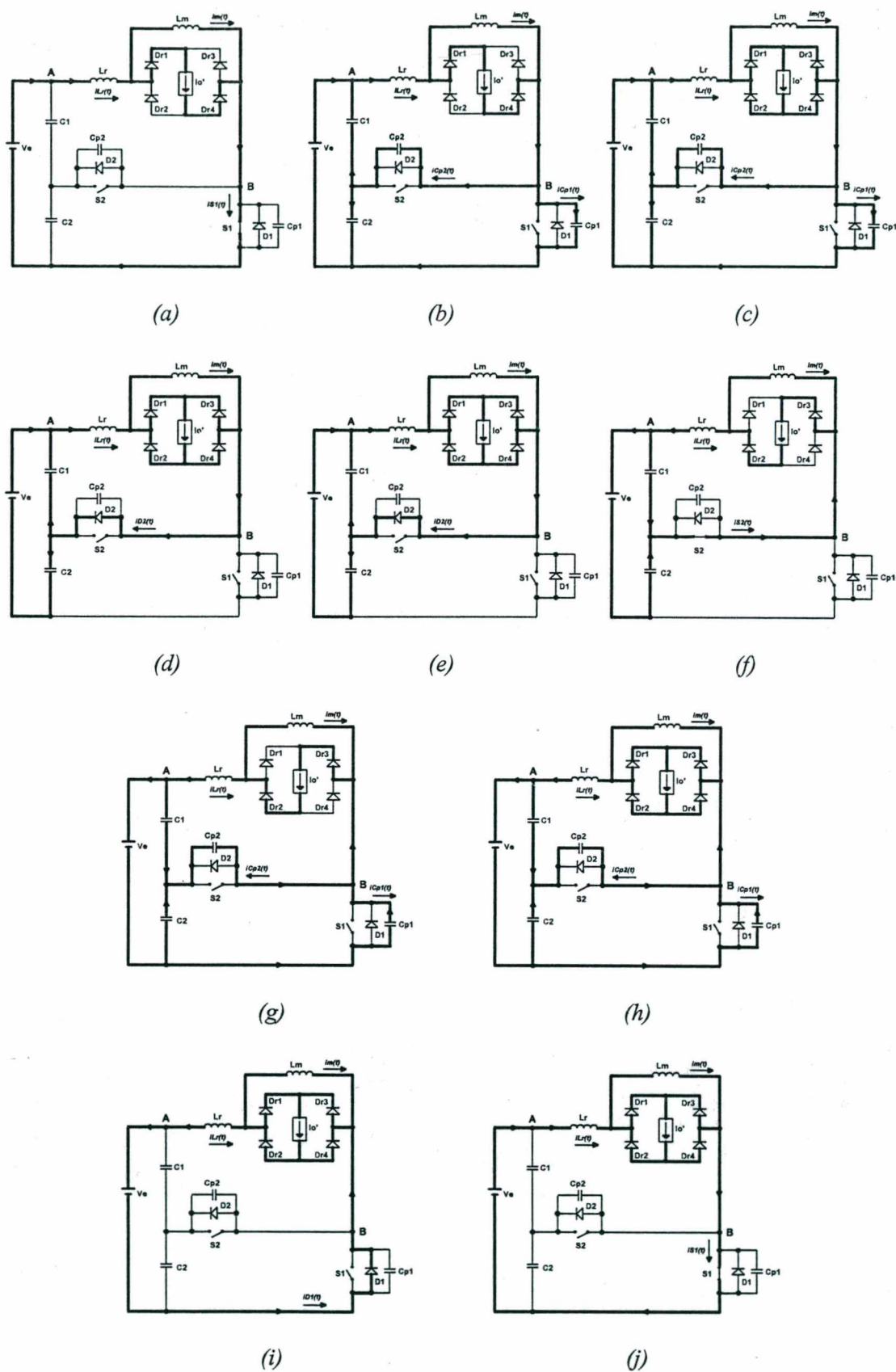


Fig. 1.2 – Estados topológicos para as etapas de operação

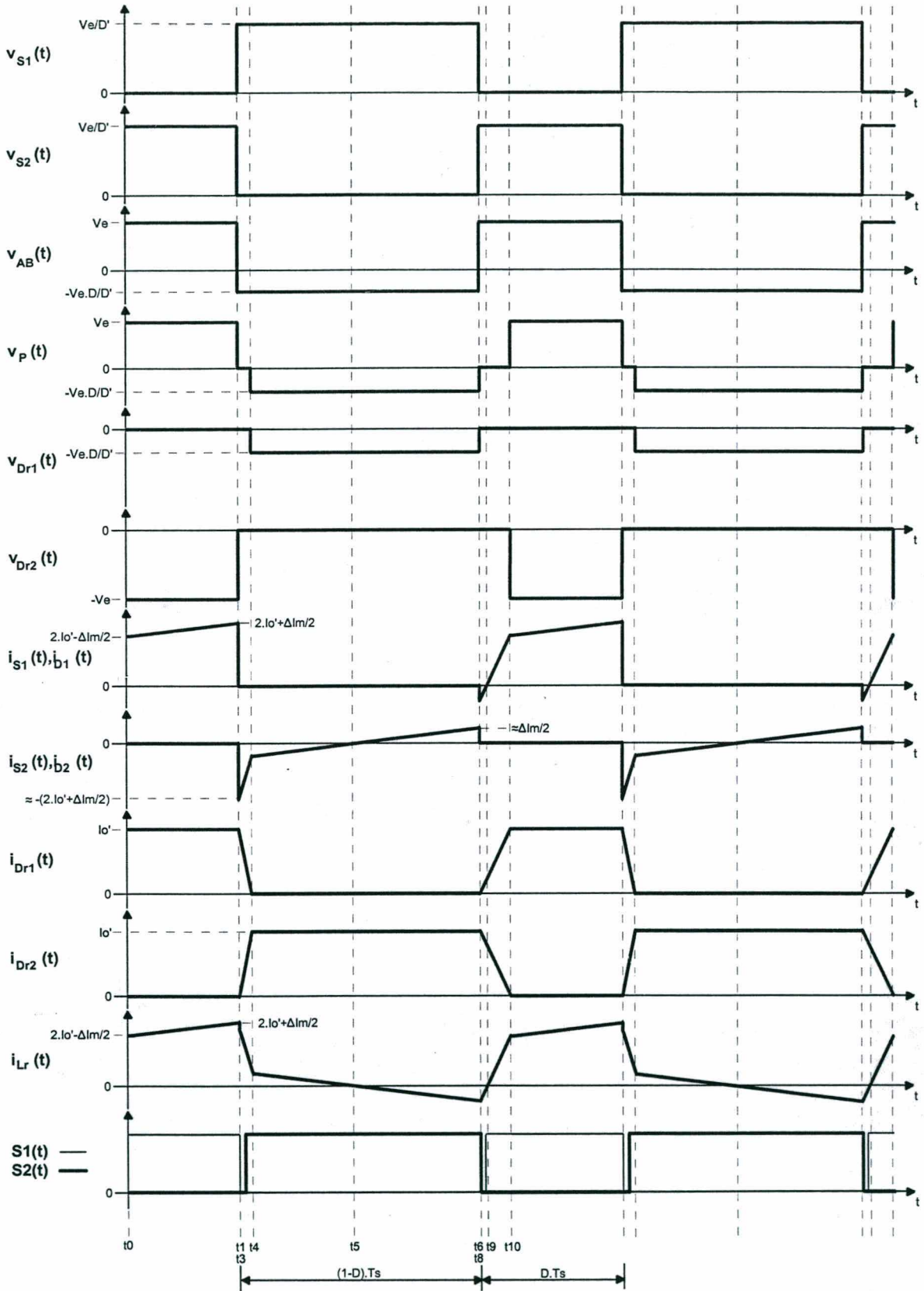


Fig. 1.3 – Principais formas de onda do conversor FGA1 (etapas principais)

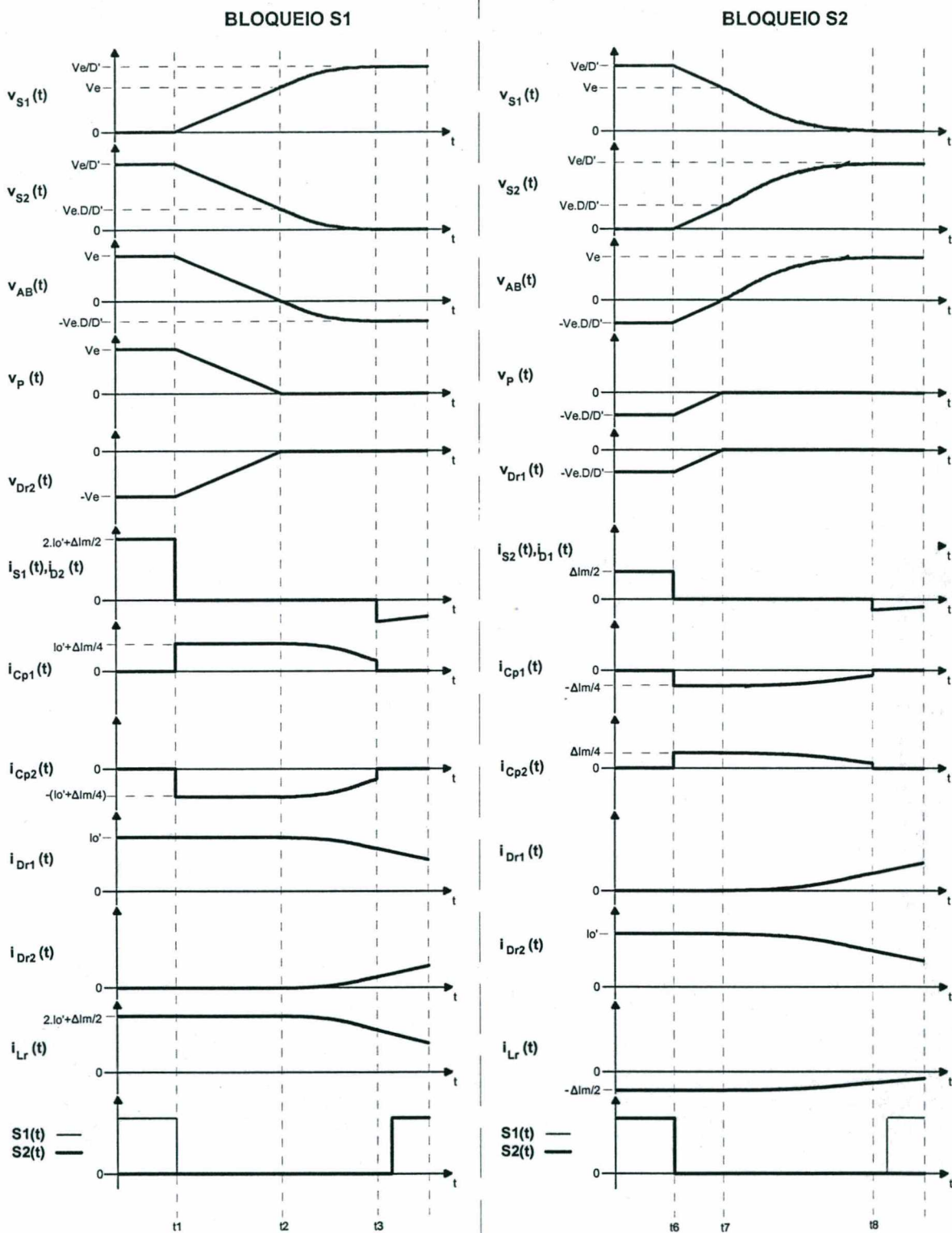


Fig. 1.4 – Formas de onda do conversor FGA1 (etapas da comutação ZVS)

### 1.2.3 Característica de Saída do conversor FGAI

Conforme foi observado na análise das etapas de operação, haverá a aplicação de uma tensão de forma retangular no primário do transformador. Porém, tal tensão possui pequenos intervalos de valor nulo, onde ocorre a mudança de estado do indutor  $L_r$ . Não havendo transferência de energia nestes intervalos, haverá uma diminuição da tensão de saída, podendo ser dito que haverá uma razão cíclica efetiva (que transfere energia à carga) menor que a razão cíclica de comando do interruptor  $S_I$ .

Desta forma, será feito neste item, uma primeira análise desprezando o efeito da indutância ressonante, possibilitando um entendimento superficial da característica de saída do conversor em questão. Após isto, será considerada a presença do indutor  $L_r$ , procurando verificar o efeito deste que poderá ser ou não de interesse prático.

#### - Característica de saída desprezando o efeito de $L_r$ :

Se  $L_r$  estiver ausente no circuito (Fig. 1.1), pode-se afirmar que a tensão presente nos terminais da fonte  $I_o'$  que representa a carga e sua característica de fonte de corrente dada pelo indutor  $L_o$ , vale:

$$V_o' = \frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_0^{D \cdot T_s} V_e \cdot dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} V_e \cdot D/D' \cdot dt \right) \quad (1.63)$$

$$V_o' = 2 \cdot D \cdot V_e \quad (1.64)$$

Definindo como  $q$  o ganho estático do conversor:

$$q = \frac{V_o'}{V_e} = 2 \cdot D \quad (1.65)$$

Pela equação do ganho estático observa-se que o conversor se comporta como fonte de tensão para a carga (aqui considerada como sendo a fonte de corrente  $I_o'$ ), podendo tanto funcionar como abaixador quanto elevador. A Fig. 1.5 mostra a variação de  $q$  em função da razão cíclica:



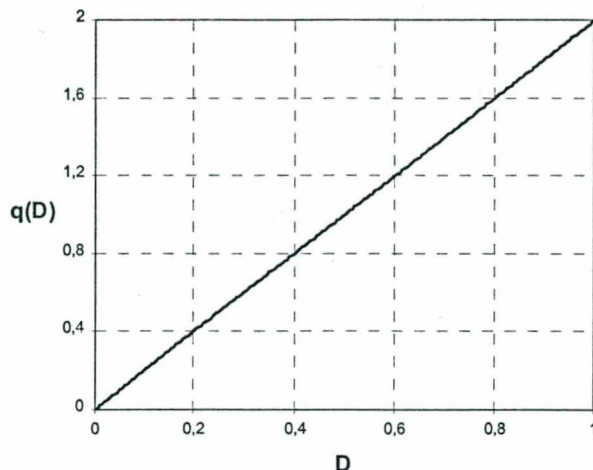


Fig. 1.5 – Ganho estático em função da razão cíclica

**- Característica de saída considerando o efeito de  $L_r$ :**

Desprezando o efeito ressonante provocado durante a carga/descarga dos capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ , pode-se aproximar a corrente pelo indutor ( $i_{Lr}(t)$ ) como rampas durante o intervalo de tempo em que o primário está curto-circuitado (ver Fig. 1.3). Em uma primeira análise, poderíamos ainda, desprezar a ondulação de corrente na indutância magnetizante, considerando que a corrente por  $L_r$  transita o valor de  $2 \cdot I_o'$ .

Com a análise feita no item 1.2.2 e observando a Fig. 1.3, pode-se afirmar que o intervalo entre os instantes  $t_7$  e  $t_{10}$  é definido pela expressão (1.67), enquanto que o intervalo entre  $t_2$  e  $t_4$  é dado por (1.69):

$$2 \cdot I_o' = \frac{V_e}{L_r} \cdot (t_{10} - t_7) \quad (1.66)$$

$$(t_{10} - t_7) = \Delta t_1 = \frac{2 \cdot I_o' \cdot L_r}{V_e} \quad (1.67)$$

$$2 \cdot I_o' = \frac{V_e \cdot D}{L_r \cdot D'} \cdot (t_4 - t_2) \quad (1.68)$$

$$(t_4 - t_2) = \Delta t_2 = \frac{2 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot D'}{V_e \cdot D} \quad (1.69)$$

Rescrevendo a expressão (1.63) para os intervalos de tempo definidos por (1.67) e (1.69), tem-se um novo comportamento do ganho estático definido por (1.72):

$$V_o' = \frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_{\Delta t1}^{D \cdot T_s} V_e \cdot dt + \int_{(D \cdot T_s + \Delta t2)}^{T_s} V_e \cdot \frac{D}{D'} \cdot dt \right) \quad (1.70)$$

$$\frac{V_o'}{V_e} = \frac{1}{T_s} \cdot \left( 2 \cdot D \cdot T_s - \frac{4 \cdot I_o' \cdot L_r}{V_e} \right) \quad (1.71)$$

$$q' = 2 \cdot D - \frac{4 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e} \quad (1.72)$$

A segunda parcela da expressão (1.72) demonstra que existe uma perda no ganho estático diretamente proporcional ao valor de  $L_r$  e ao valor da carga. Isto demonstra que ao se aumentar demasiadamente o valor de  $L_r$  para garantir a comutação suave em toda a faixa de carga, haverá uma maior diferença entre a razão cíclica imposta pelo comando, e a que realmente transfere energia à carga. Definindo a grandeza de corrente de saída normalizada ( $I_o'n$ ), pode-se traçar a característica de saída do conversor considerando a presença de  $L_r$ :

$$I_o'n = \frac{4 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e} \quad \therefore \quad q' = 2 \cdot D - I_o'n \quad (1.73)$$

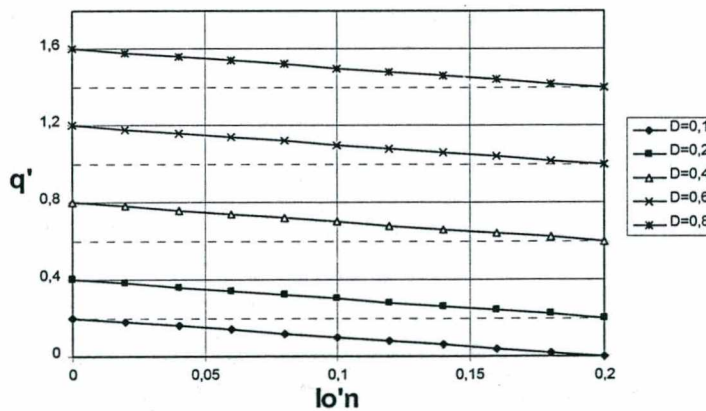


Fig. 1.6 – Característica de saída considerando o efeito de  $L_r$

Se a ondulação da corrente magnetizante for considerada, poderia-se incluir na equação (1.72), uma terceira parcela que iria descontar da tensão  $V_o'$ , a queda de tensão sobre o indutor ressonante:

Para o período  $D \cdot T_s$ :

$$V_{Lr} = \frac{\Delta I_m \cdot L_r}{D \cdot T_s} \quad (1.74)$$



Para o período  $(1-D) \cdot T_s$ :

$$V_{Lr} = \frac{\Delta I_m \cdot L_r}{D \cdot T_s} \quad (1.75)$$

Assim:

$$V_o' = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ \int_{\Delta t_1}^{D \cdot T_s} \left( V_e - \frac{\Delta I_m \cdot L_r}{D \cdot T_s} \right) \cdot dt + \int_{(D \cdot T_s + \Delta t_2)}^{T_s} \left( V_e \cdot \frac{D}{D'} - \frac{\Delta I_m \cdot L_r}{D' \cdot T_s} \right) \cdot dt \right] \quad (1.76)$$

Resolvendo a equação (1.76) com os valores de  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$  determinados por (1.67) e (1.69) e substituindo o termo  $\Delta I_m$  pela expressão (1.9), tem-se:

$$q'' = \frac{V_o'}{V_e} = \left( 2 \cdot D - \frac{4 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e} \right) \cdot \gamma \quad (1.77)$$

Onde o termo  $\gamma$  representa a seguinte relação entre o valor de  $L_r$  e  $L_m$ :

$$\gamma = 1 - \frac{L_r}{L_m} \quad (1.78)$$

Esta última perda no ganho estático pode assumir proporções relevantes ao se considerar que a comutação crítica do interruptor de grameamento poderá exigir uma indutância ressonante de valor elevado e uma indutância magnetizante de pequeno valor, dependendo da faixa da carga com que se deseja a comutação ZVS.

#### 1.2.4 Determinação do indutor ressonante

Para prover a comutação ZVS tanto para  $S_1$  quanto para  $S_2$ , é necessário que se considere a menor corrente inicial de carga dos capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  e a maior transição de tensão sobre estes após a tensão sobre o primário ter se anulado.

Sendo  $C_{peq} = C_{p1} + C_{p2}$  tem-se que:

Após o instante $t_2$ :	Corrente de carga	$\Rightarrow$	$I_{Lr} \approx 2 \cdot I_o'$
	Transição de tensão	$\Rightarrow$	$\Delta V_{Cpeq} = V_e \cdot D/D'$
Após o instante $t_7$ :	Corrente de carga	$\Rightarrow$	$I_{Lr} = \Delta I_m / 2$
	Transição de tensão	$\Rightarrow$	$\Delta V_{Cpeq} = V_e$

Percebe-se que o pior caso quanto à transição de tensão, é dependente da razão cíclica. Porém, quanto à corrente de carga e descarga dos capacitores fica visível que o bloqueio de  $S_2$  será o mais crítico. Tomando o valor da corrente por  $S_2$  no instante de seu bloqueio como sendo metade da ondulação de corrente pela indutância magnetizante ( $\Delta I_m$ ), pode-se definir o valor de  $L_r$  pela seguinte equação considerando o balanço de energia:

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot \left( \frac{\Delta I_m}{2} \right)^2 = \frac{1}{2} \cdot C_{peq} \cdot V_e^2 \quad (1.79)$$

Substituindo o termo  $\Delta I_m$  dado pela expressão (1.9) na expressão (1.79):

$$L_r = 4 \cdot \left( \frac{L_m \cdot f_s}{D} \right)^2 \cdot C_{peq} \quad (1.80)$$

Calculando  $L_r$  apenas em função do bloqueio de  $S_1$ , tem-se:

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot (2 \cdot I_o')^2 = \frac{1}{2} \cdot C_{peq} \cdot \left( V_e \cdot \frac{D}{D'} \right)^2 \quad (1.81)$$

$$L_r = \frac{1}{4} \cdot \left( \frac{V_e \cdot D}{I_o' \cdot D'} \right)^2 \cdot C_{peq} \quad (1.82)$$

Esta última expressão de  $L_r$  forneceria uma indutância consideravelmente menor que aquela calculada em função do bloqueio de  $S_2$ . Isto pode ser de interesse prático ao se aceitar a comutação dissipativa no bloqueio de  $S_2$  e entrada em condução de  $S_1$ .

Estando o valor desta indutância definido, deve-se determinar o tempo morto a ser utilizado entre o bloqueio e o comando de entrada em condução do interruptor seguinte, pela expressão (1.83). Deve-se atentar para que o valor real do tempo morto não seja menor que este calculado, o que provocaria o curto-circuito do capacitor paralelo antes que sua carga fosse completada. Nem deverá ser muito superior, pois se o interruptor controlável não estiver habilitado para condução após a corrente pelo diodo paralelo ao outro ter se anulado, haverá uma nova carga dos capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ .

$$t_m = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r \cdot 2 \cdot C_{p1}} \quad (1.83)$$

### 1.2.5 Esforços de tensão e corrente nos semicondutores

Serão apresentados os equacionamentos dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores baseados na análise feita das etapas de operação. O comportamento destes esforços será primeiramente verificado de maneira simplificada em que o indutor ressonante não está presente no circuito. Uma segunda análise será feita considerando a existência de  $L_r$ .

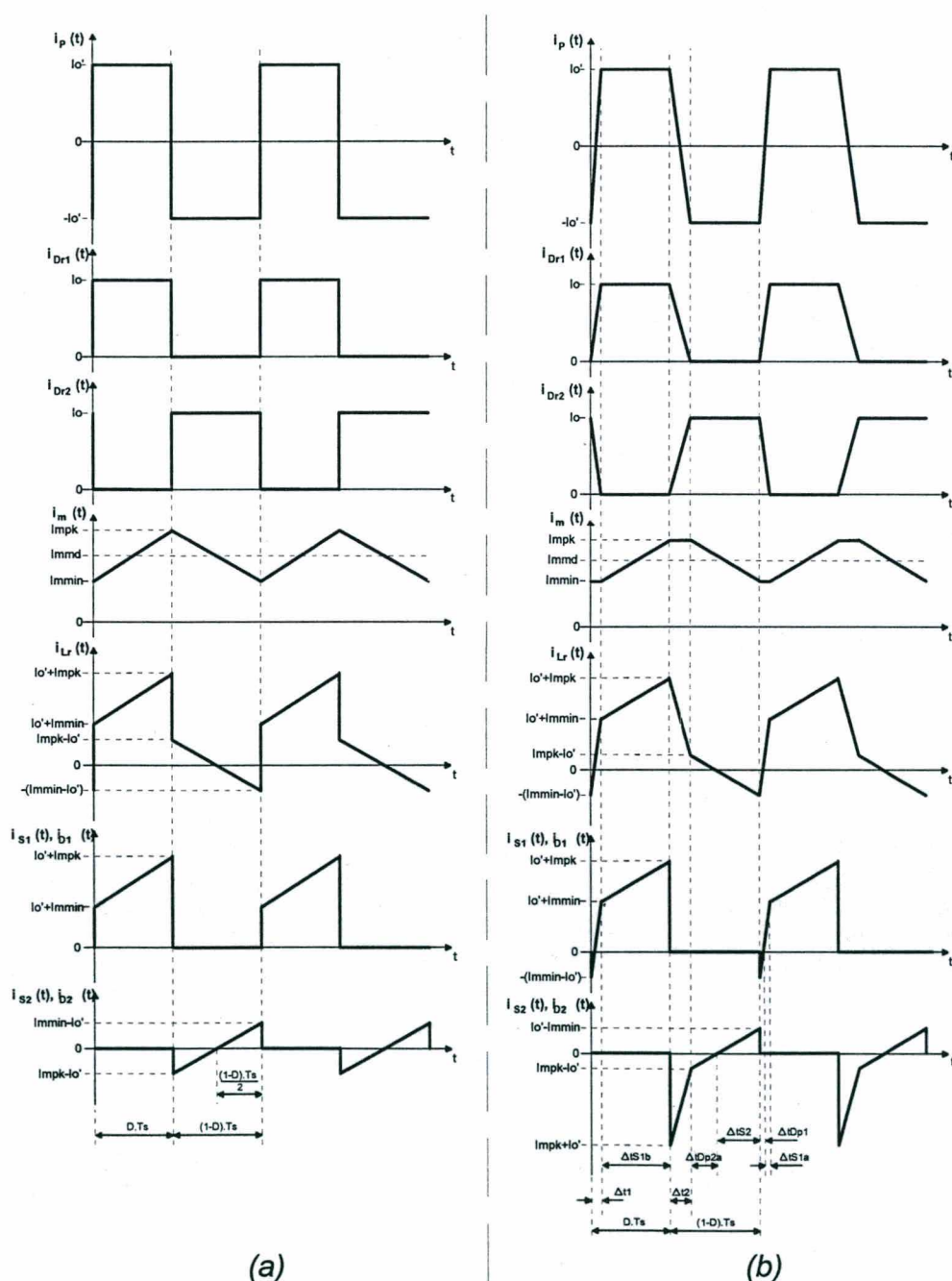


Fig. 1.7 – Formato das correntes circulantes pelo conversor; (a) sem  $L_r$ , e (b) com  $L_r$

**A) Esforços desconsiderando a presença de  $L_r$ :**

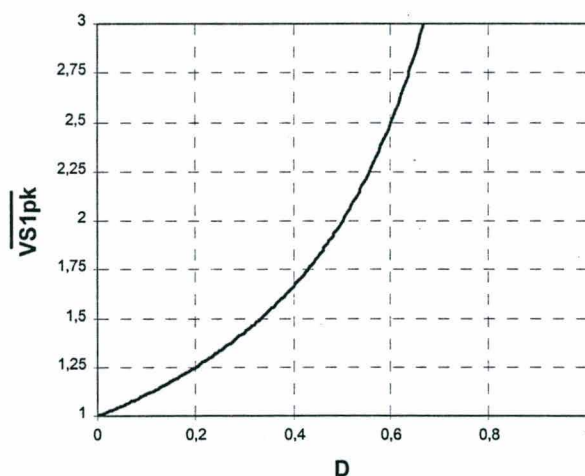
*Esforços de tensão sobre os semicondutores do lado primário:*

A tensão de bloqueio dos interruptores controláveis  $S_1$  e  $S_2$ , e dos diodos em anti-paralelo a estes, será fixada pela tensão do capacitor  $C_2$ . Esta tensão é consequência da desmagnetização do transformador e é função da razão cíclica.

$$V_{S1pk} = V_{S2pk} = \frac{V_e}{1-D} \quad (1.84)$$

Fazendo a seguinte parametrização, traça-se o comportamento da máxima tensão em função da razão cíclica:

$$\frac{V_{S1pk}}{V_e} = \frac{V_{S1pk}}{V_e} = \frac{1}{1-D} \quad (1.85)$$



*Fig. 1.8 – Máxima tensão parametrizada sobre os interruptores do lado primário*

É visível a forte dependência da tensão máxima sobre os interruptores com a razão cíclica de operação. Isto faz com que o valor de  $D$  deva ser limitado em torno de 50%, procurando evitar o uso de interruptores de elevada tensão de bloqueio.

*Esforços de corrente pelo interruptor principal  $S_1$ :*

Da Fig. 1.7.(a) são obtidas as seguintes expressões para os esforços em  $S_1$ :

Corrente de pico:

$$I_{S1pk} = I_o' + I_{m pk} \quad (1.86)$$



Onde o termo  $I_{mpk}$  representa a corrente de pico pela indutância magnetizante:

$$I_{m\ pk} = I_o' + \frac{V_e \cdot D}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \quad (1.87)$$

Substituindo (1.87) em (1.86):

$$I_{S1\ pk} = 2 \cdot I_o' + \frac{V_e \cdot D}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \quad (1.88)$$

Corrente média:

A corrente média é independente da ondulação de corrente provocada pela indutância magnetizante, sendo função apenas da corrente de saída e da razão cíclica:

$$I_{S1\ md} = 2 \cdot I_o' \cdot D \quad (1.89)$$

Corrente eficaz:

O valor da corrente eficaz, além de ser proporcional à corrente de saída, também é função da energia reativa circulante no lado primário. A ondulação proposital da corrente pela indutância magnetizante ( $\Delta I_m$ ) para prover a comutação suave de ambos os interruptores pode ter valor significativo no cálculo das perdas nos elementos magnéticos e nos interruptores, caso estes últimos sejam do tipo MOSFET. O efeito de  $\Delta I_m$  pode ser verificado na segunda parcela da equação (1.91),

$$I_{S1\ ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (2 \cdot I_o')^2 dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left( \frac{V_e}{L_m} \cdot t \right)^2 dt} \quad (1.90)$$

Resolvendo a expressão (1.90):

$$I_{S1\ ef} = 2 \cdot I_o' \cdot \sqrt{D} + \frac{V_e \cdot D}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \cdot \left( \sqrt{\frac{4 \cdot D}{3}} - \sqrt{D} \right) \quad (1.91)$$

*Esforços de corrente pelo interruptor auxiliar  $S_2$ :*

Da Fig. 1.7.(a) são obtidas as seguintes expressões para os esforços em  $S_2$ :

Corrente de pico:

$$I_{S2\ pk} = I_{m\ pk} \quad (1.92)$$

Substituindo (1.87) em (1.92):

$$I_{S2pk} = \frac{V_e \cdot D}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \quad (1.93)$$

Corrente média:

A corrente média é dependente apenas da ondulação de corrente provocada pela indutância magnetizante:

$$I_{S2md} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{D' \cdot T_s}{2}} \left( \frac{V_e \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \right) dt \quad (1.94)$$

Resolvendo a expressão (1.94):

$$I_{S2md} = \frac{V_e \cdot D \cdot D'}{8 \cdot L_m \cdot f_s} \quad (1.95)$$

Corrente eficaz:

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{D' \cdot T_s}{2}} \left( \frac{V_e \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \right)^2 dt} \quad (1.96)$$

Resolvendo a expressão (1.96):

$$I_{S2ef} = \frac{V_e \cdot D}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D'}{6}} \quad (1.97)$$

*Esforços de corrente pelos diodos  $D_1$  e  $D_2$ :*

Como a princípio não se está considerando a presença do indutor ressonante, pode-se concluir que não haverá circulação de corrente pelo diodo  $D_1$ . No entanto sua presença no circuito é necessária devido à existência da indutância de dispersão do transformador.

Para o diodo  $D_2$ , os esforços de corrente serão os mesmos que determinados para o interruptor  $S_2$  conforme a Fig. 1.7.(a).

*Esforços de tensão e corrente nos diodos retificadores  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ :*

A tensão refletida aos enrolamentos secundários assume valores diferentes em  $D.T_s$  e  $D'.T_s$ , devido aos diferentes níveis de tensão de magnetização e desmagnetização aplicadas sobre o primário do transformador. Portanto os esforços de tensão sobre  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  diferem entre si conforme as expressões (1.98) e (1.99):

$$V_{Dr1_{pk}} = 2 \cdot \frac{V_e \cdot D}{n \cdot D'} \quad (1.98)$$

$$V_{Dr2_{pk}} = 2 \cdot \frac{V_e}{n} \quad (1.99)$$

Considerando a corrente de saída constante e sem ondulações, são obtidas as expressões dos esforços de corrente para  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ :

Corrente média por  $D_{r1}$  (1.100) e  $D_{r2}$  (1.101):

$$I_{Dr1_{md}} = I_o \cdot D \quad (1.100)$$

$$I_{Dr2_{md}} = I_o \cdot D' \quad (1.101)$$

Corrente eficaz por  $D_{r1}$  (1.102) e  $D_{r2}$  (1.103):

$$I_{Dr1_{ef}} = I_o \cdot \sqrt{D} \quad (1.102)$$

$$I_{Dr2_{ef}} = I_o \cdot \sqrt{D'} \quad (1.103)$$

### **B) Esforços considerando a presença de $L_r$ :**

Adicionando o indutor  $L_r$  para permitir a comutação ZVS, adicionam-se também os intervalos de sua magnetização e desmagnetização, definindo as derivadas de corrente que serão conduzidas pelos interruptores da planta. Logicamente tais derivadas podem ser de curta duração, permitindo que os esforços sejam calculados pela maneira simplificada (onde  $L_r=0$ ). Porém para realizar o bloqueio não-dissipativo do interruptor  $S_2$  será necessário uma maior indutância  $L_r$ , podendo esta ser de efeito considerável nos esforços.

Conforme verificado no item 1.2.1, existirá pela indutância magnetizante uma corrente de valor médio. Esta corrente será de valor  $I_o'$  se o indutor ressonante for desconsiderado.

Adicionando  $L_r$ , haverá uma queda no valor desta corrente média e conseqüente mudança nos níveis de corrente conduzidos pelos interruptores.

Para determinar o valor da corrente média pela indutância magnetizante ( $I_{mmd}$ ) em função do indutor  $L_r$ , faz-se a análise a partir das formas de onda expostas na Fig. 1.7.(b), condizentes com as etapas de operação do conversor descritas no item 1.2.2.

*Corrente média pela indutância magnetizante no intervalo  $D' \cdot T_s$  ( $I_{mmd}(D')$ ):*

Durante o intervalo  $D' \cdot T_s$ , há a circulação de corrente pelos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , provenientes da ondulação de corrente pela indutância magnetizante. Em regime permanente (sem transitórios), tem-se que a corrente média por  $L_r$  (soma das correntes por  $C_1$  e  $C_2$ ) é nula no período  $D' \cdot T_s$ . Verifica-se então que a corrente média por  $L_m$  no intervalo  $D' \cdot T_s$  é igual à corrente média pelo enrolamento primário ( $I_{pmd}$ ).

Pela Fig. 1.7.(b), tem-se que a corrente média pelo enrolamento primário é nula para o intervalo  $\Delta t_2$ . Portanto,  $I_{pmd}$  será menor que  $I_o'$ , conforme equação (1.104):

$$I_{mmd}(D') = -I_{pmd}(D') = -\left( -\frac{(D' \cdot T_s - \Delta t_2)}{D' \cdot T_s} \cdot I_o' \right) \quad (1.104)$$

Substituindo (1.69) em (1.104):

$$I_{mmd}(D') = I_o' \left( 1 - \frac{2 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot D} \right) \quad (1.105)$$

Salienta-se que a corrente que circula pela fonte de entrada durante o intervalo  $D' \cdot T_s$  é a mesma que circula pelo capacitor  $C_2$ , sendo portanto de valor médio nulo.

*Corrente média pela indutância magnetizante no intervalo  $D \cdot T_s$  ( $I_{mmd}(D)$ ):*

Como a corrente média pela fonte de entrada durante o intervalo  $D' \cdot T_s$  é nula (não há transferência de energia), tem-se que durante o intervalo  $D \cdot T_s$  a corrente média pelo indutor ressonante ( $I_{Lrmd}(D)$ ) pode ser obtida pela relação entre as potências de entrada e saída do conversor, sendo considerado também o rendimento da planta ( $\eta$ ):

$$I_{Lrmd}(D) = \frac{P_o}{V_e \cdot \eta \cdot D} \quad (1.106)$$



Pela Fig. 1.7.(b), tem-se que a corrente média pelo enrolamento primário é nula para o intervalo  $\Delta t_1$ , resultando no valor determinado na equação (1.106) para o intervalo  $D \cdot T_s$ :

$$I_{pmd}(D) = \frac{(D \cdot T_s - \Delta t_1)}{D \cdot T_s} \cdot I_o' \quad (1.107)$$

Substituindo (1.67) em (1.107):

$$I_{pmd}(D) = I_o' \cdot \left( 1 - \frac{2 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot D} \right) \quad (1.108)$$

Por Kirchoff, determina-se a corrente média por  $L_m$  no intervalo  $D \cdot T_s$ :

$$I_{mmd}(D) = I_{Lrmd}(D) - I_{pmd}(D) = \frac{P_o}{V_e \cdot \eta \cdot D} - I_o' \cdot \left( 1 - \frac{2 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot D} \right) \quad (1.109)$$

*Corrente média pela ind. magnetizante em um período de comutação ( $I_{mmd}$ ):*

A corrente média pela indutância magnetizante em um período de comutação é então definida somando as parcelas expressas em (1.105) e (1.109):

$$I_{mmd} = I_{mmd}(D') \cdot D' + I_{mmd}(D) \cdot D \quad (1.110)$$

$$I_{mmd} = \frac{P_o}{V_e \cdot \eta} + I_o' \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot \left( 1 - \frac{2 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot D} \right) \quad (1.111)$$

Substituindo  $P_o$  por  $V_o' \cdot I_o'$  na equação (1.111):

$$I_{mmd} = I_o' \cdot \left[ \frac{V_o'}{V_e \cdot \eta} + (1 - 2 \cdot D) \cdot \left( 1 - \frac{2 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot D} \right) \right] \quad (1.112)$$

Onde  $V_o'$  é substituído em (1.112) pelo valor obtido da expressão do ganho estático (1.77) que considera as perdas decorrentes da presença do indutor ressonante:

$$I_{mmd} = I_o' \cdot \left( 2 \cdot D - \frac{4 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e} \right) \cdot \left( \frac{\gamma}{\eta} + \frac{1}{2 \cdot D} - 1 \right) \quad (1.113)$$

Verifica-se a dependência desta corrente com o valor da indutância ressonante. Igualando  $L_r$  à zero e considerando um rendimento unitário, tem-se que  $I_{mmd} = I_o'$ .

*Ondulação de corrente pela indutância magnetizante:*

A ondulação de corrente pela indutância magnetizante pode ser determinada pela tensão aplicada aos terminais do primário durante o intervalo  $D \cdot T_s$ . Porém, conforme Fig. 1.7.(b), o intervalo de tempo em que há tensão sendo aplicada sobre  $L_m$  ( $V_e \cdot \gamma$ ) diminui com o aumento de  $L_r$ . A ondulação de corrente por  $L_m$  é portanto dependente do indutor ressonante:

$$\Delta I_m = \frac{V_e \cdot \gamma}{L_m} \cdot (D \cdot T_s - \Delta t_1) \quad (1.114)$$

Substituindo (1.67) em (1.114):

$$\Delta I_m = \frac{V_e \cdot \gamma}{L_m} \cdot \left( \frac{D}{f_s} - \frac{2 \cdot I_o' \cdot L_r}{V_e} \right) \quad (1.115)$$

Tendo a corrente média e a ondulação de corrente por  $L_m$ , pode-se determinar o valor de pico e mínimo de corrente pela indutância magnetizante.

Para facilitar o equacionamento faz-se  $\Delta t_1 = \Delta t_2$ .

$$I_{m\ pk} = I_{m\ md} + \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.116)$$

$$I_{m\ min} = I_{m\ md} - \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.117)$$

O novo valor da corrente média pela indutância magnetizante e a ondulação em torno desta, irá provocar os comportamentos de corrente pelos interruptores conforme demonstra a Fig. 1.7.(b). É visível a quantidade de variáveis que passarão a existir no equacionamento dos esforços, sendo inviável a obtenção das equações finais, já que com o uso de métodos computacionais como planilhas de cálculo, os resultados podem ser obtidos com as expressões iniciais que serão demonstradas na seqüência.

*Esforços de corrente pelo interruptor principal  $S_1$ :*

Corrente de pico:

$$I_{S1\ pk} = I_{m\ md} + \frac{\Delta I_m}{2} + I_o' \quad (1.118)$$

Corrente média:

São inicialmente determinados os intervalos  $\Delta t_{S1a}$  e  $\Delta t_{S1b}$  indicados na Fig. 1.7.(b):

$$\Delta t_{S1a} = I_{S1a} \cdot \frac{L_r}{V_e} \quad (1.119)$$

$$\Delta t_{S1b} = \frac{D}{f_s} - \Delta t_1 \quad (1.120)$$

Sendo  $I_{S1a}$  a corrente por  $S_1$  após o intervalo  $\Delta t_{S1a}$ :

$$I_{S1a} = I_o' + I_{mmin} \quad (1.121)$$

A corrente média por  $S_1$  é portanto definida:

$$I_{S1md} = \left( \frac{I_{S1a} \cdot \Delta t_{S1a}}{2} + I_{S1a} \cdot \Delta t_{S1b} + \frac{(I_{S1pk} - I_{S1a}) \cdot \Delta t_{S1b}}{2} \right) \cdot \frac{1}{T_s} \quad (1.122)$$

Corrente eficaz:

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_{S1a}} \left( \frac{V_e}{L_r} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{S1b}} \left( I_{S1a} + \frac{V_e \cdot \gamma}{L_m} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (1.123)$$

*Esforços de corrente pelo interruptor auxiliar  $S_2$ :*

Corrente de pico:

$$I_{S2pk} = I_o' - \left( I_{mmd} - \frac{\Delta I_m}{2} \right) \quad (1.124)$$

Corrente média:

Define-se inicialmente o tempo total de condução de  $S_2$ :

$$\Delta t_{S2} = I_{S2pk} \cdot \frac{L_m \cdot D'}{V_e \cdot \gamma \cdot D} \quad (1.125)$$

A corrente média por  $S_2$  é portanto definida:

$$I_{S2md} = \frac{I_{S2pk} \cdot \Delta t_{S2} \cdot f_s}{2} \quad (1.126)$$

Corrente eficaz:

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_{S2}} \left( \frac{V_e \cdot \gamma \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \right)^2 dt} \quad (1.127)$$

*Esforços de corrente pelo diodo D<sub>1</sub>:*

Corrente de pico:

$$I_{D1pk} = I_o' - \left( I_{mnd} - \frac{\Delta I_m}{2} \right) \quad (1.128)$$

Corrente média:

Define-se inicialmente o tempo total de condução de D<sub>1</sub>:

$$\Delta t_{D1} = I_{D1pk} \cdot \frac{L_r}{V_e} \quad (1.129)$$

A corrente média por D<sub>1</sub> é portanto definida:

$$I_{D1md} = \frac{I_{D1pk} \cdot \Delta t_{D1} \cdot f_s}{2} \quad (1.130)$$

Corrente eficaz:

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_{D1}} \left( \frac{V_e}{L_r} \cdot t \right)^2 dt} \quad (1.131)$$

*Esforços de corrente pelo diodo D<sub>2</sub>:*

Corrente de pico:

$$I_{D2pk} = I_{mnd} + \frac{\Delta I_m}{2} + I_o' \quad (1.132)$$

Corrente média:

É inicialmente determinado o intervalo  $\Delta t_{D2a}$  indicado na Fig. 1.7.(b):

$$\Delta t_{D2a} = I_{D2a} \cdot \frac{L_m \cdot D'}{V_e \cdot \gamma \cdot D} \quad (1.133)$$

Sendo  $I_{D2a}$  a corrente por  $D_2$  após o intervalo  $\Delta t_{D2a}$ :

$$I_{D2a} = I_{mmd} + \frac{\Delta I_m}{2} - I_o' \quad (1.134)$$

A corrente média por  $D_2$  é portanto definida:

$$I_{D2md} = \left[ I_o' \cdot \Delta t_2 + I_{D2a} \cdot \left( \Delta t_2 + \frac{\Delta t_{D2a}}{2} \right) \right] \cdot f_s \quad (1.135)$$

Corrente eficaz:

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_2} \left( I_{D2pk} - \frac{V_e \cdot D}{L_r \cdot D'} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{D2a}} \left( I_{D2a} - \frac{V_e \cdot \gamma \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (1.136)$$

### 1.2.6 Ondulação de tensão nos capacitores de grampeamento $C_1$ e $C_2$

O critério principal para o dimensionamento dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , conforme será estudado no capítulo seguinte, leva em conta a dinâmica do conversor frente à perturbações de carga ou tensão de entrada. Porém, será apresentado aqui, o equacionamento da ondulação de tensão sobre estes capacitores a fim de prover um requisito inicial para a escolha destes.

Na Fig. 1.7.(b) pode-se observar a corrente circulante pelo diodo  $D_2$  e pelo interruptor  $S_2$ , que será a mesma conduzida pela capacitância equivalente  $C_1+C_2$ . Tomando apenas a corrente por  $S_2$ , é possível a determinação da ondulação  $\Delta V_{C1}$ :

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \cdot \int_0^{\Delta t_{S2}} \left( \frac{V_e \cdot \gamma \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \right) dt = \frac{V_e \cdot \gamma \cdot D}{2 \cdot C_1 \cdot L_m \cdot D'} \cdot \frac{\Delta t_{S2}^2}{2} \quad (1.137)$$

Isolando  $C_1$  em (1.137):

$$C_1 = C_2 = \frac{V_e \cdot \gamma \cdot D \cdot \Delta t_{S2}^2}{4 \cdot \Delta V_{C1} \cdot L_m \cdot D'} \quad (1.138)$$

### 1.2.7 Ondulação de corrente pelo indutor $L_o$

Inicialmente, é verificado o comportamento da queda de tensão entre os terminais de  $L_o$  durante os intervalos  $D \cdot T_s$  e  $D' \cdot T_s$ . Para o caso do conversor FGA com derivação

central, a queda de tensão sobre  $L_o$  para uma tensão de saída constante irá alternar entre os diferentes valores de tensão de cada secundário.

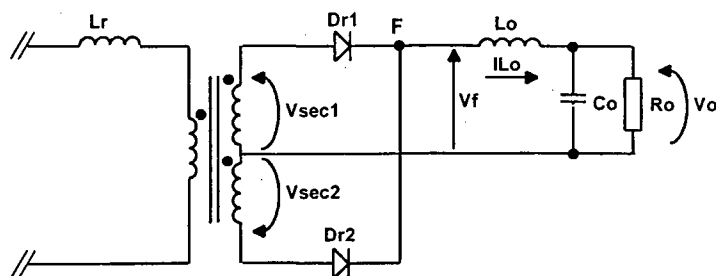


Fig. 1.9 – Circuito retificador com filtro de saída

A tensão sobre o filtro de saída ( $V_f$ ) indicada na Fig. 1.9 terá o seguinte comportamento em relação à razão cíclica:

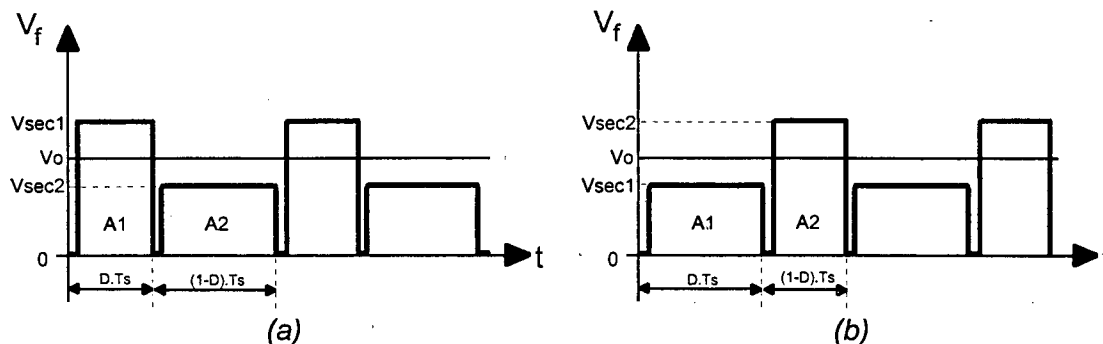


Fig. 1.10 – Tensão sobre o filtro de saída para (a)  $D < 50\%$  e para (b)  $D > 50\%$

Independente da razão cíclica, pode-se afirmar que o nível de tensão nos terminais do secundário 1 será dependente somente da tensão de entrada. Este nível de tensão será sempre maior que a tensão média de saída para  $D < 50\%$  e menor para  $D > 50\%$ .

O nível de tensão nos terminais do secundário 2 será dependente da razão cíclica. Considerando uma operação com razão cíclica  $\leq 50\%$ , pode-se afirmar que haverá crescimento da corrente pelo indutor  $L_o$  durante o intervalo  $D.T_s$ . Tal corrente decresce no intervalo  $(1-D).T_s$  com derivada dependente da queda de tensão entre os terminais de  $L_o$ , isto é, dependente do nível de tensão do secundário 2 e conseqüentemente da razão cíclica. A Fig. 1.11 demonstra o comportamento de corrente por  $L_o$  para  $D \leq 50\%$ , sendo esta a situação para o equacionamento de  $\Delta I_{L_o}$ . Para obter um melhor resultado, serão consideradas as quedas de tensão sobre o indutor ressonante ( $V_{Lr}$ ) e sobre o diodo retificador de saída ( $V_{Dr1}$ ) durante o intervalo  $D.T_s$ .

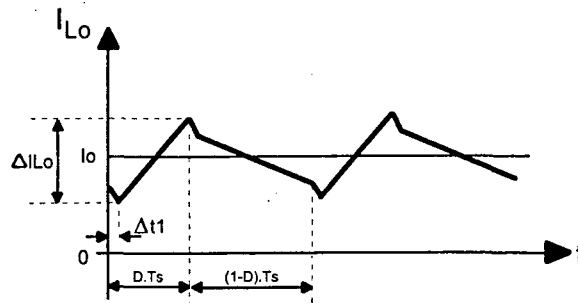


Fig. 1.11 - Corrente pelo indutor  $L_o$  para  $D < 50\%$

Pela Fig. 1.9, obtém-se a tensão sobre  $L_o$ :

$$V_{L_o} = V_{sec1} - V_{Dr1(on)} - V_o \quad (1.139)$$

Sendo a tensão no secundário 1 dada por (1.140):

$$V_{sec1} = \frac{V_e}{n} \cdot \gamma \quad (1.140)$$

Considerando que a tensão  $V_{L_o}$  é aplicada durante o intervalo de  $D \cdot T_s - \Delta t_1$ :

$$\Delta I_{L_o} = \frac{V_{L_o} \cdot (D \cdot T_s - \Delta t_1)}{L_o} \quad (1.141)$$

Substituindo (1.67), (1.139) e (1.140) em (1.141):

$$\Delta I_{L_o} = \frac{1}{L_o} \cdot \left( \frac{V_e}{n} \cdot \gamma - V_{Dr1(on)} - V_o \right) \cdot \left( \frac{D}{f_s} - \frac{2 \cdot I_o \cdot L_r}{n \cdot V_e} \right) \quad (1.142)$$

### 1.2.8 Ondulação de tensão sobre o capacitor $C_o$

Para equacionar a ondulação de tensão sobre o capacitor do filtro, é feita uma análise a partir da corrente que circula por este. Esta corrente é composta da parcela alternada referente à ondulação de corrente pelo indutor  $L_o$ . A Fig. 1.12 ilustra o comportamento da tensão entre os terminais de  $C_o$  diante de várias situações de corrente por este conduzida.

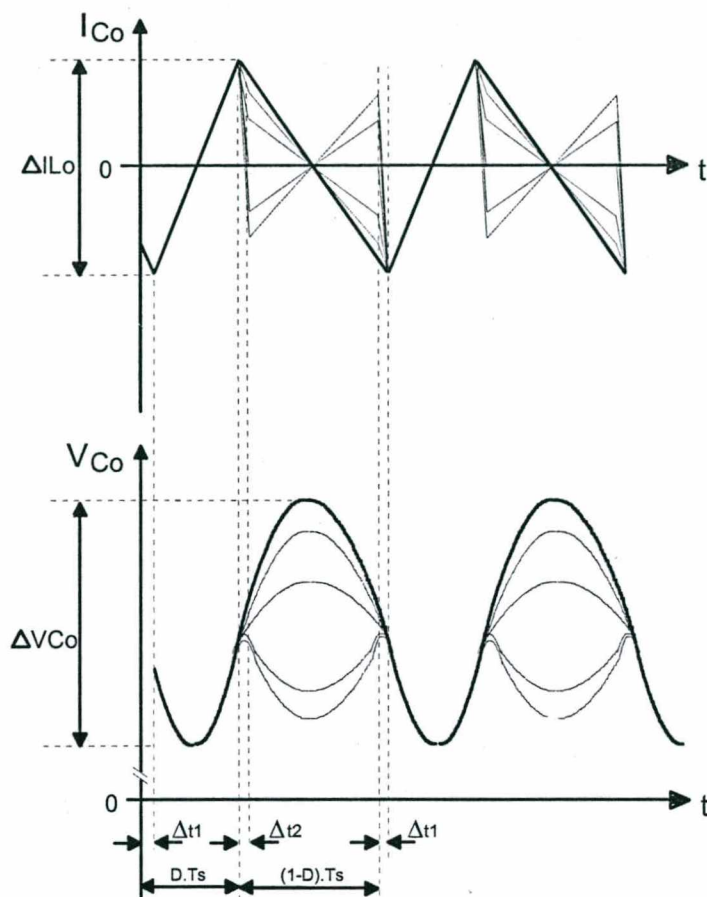


Fig. 1.12 – Corrente e tensão pelo capacitor  $C_o$

Verifica-se que a corrente pelo capacitor e conseqüentemente a ondulação de tensão entre seus terminais possui um comportamento único durante o intervalo  $D.T_s - \Delta t_1$  e um comportamento variável durante  $(1-D).T_s + \Delta t_1$ . Isto ocorre porque durante o intervalo  $D.T_s - \Delta t_1$ , a tensão sobre o indutor de filtro é a diferença entre a tensão de entrada refletida ao secundário e a tensão de saída, sendo sempre positiva, proporcionando a derivada positiva da corrente (para  $D \leq 50\%$ ).

Durante o intervalo  $(1-D).T_s + \Delta t_1$ , a tensão sobre o indutor de filtro poderá ser tanto positiva quanto negativa, dependendo da razão cíclica e da tensão de saída. Desta forma, a corrente pelo capacitor poderá apresentar uma derivada positiva ou negativa, resultando em um acréscimo ou decréscimo da tensão entre seus terminais.



Considerando o seguinte caso de corrente pelo capacitor  $C_o$ :

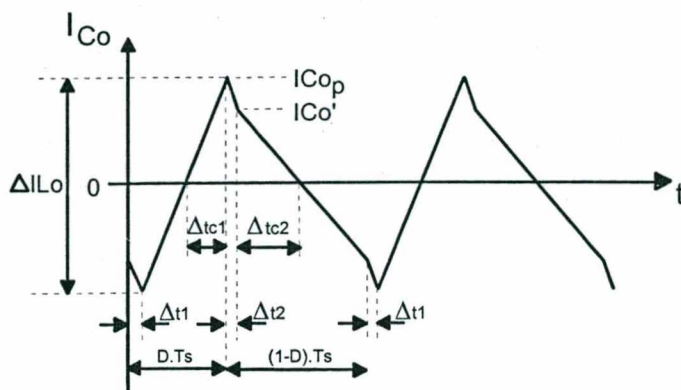


Fig. 1.13 – Situação de corrente pelo capacitor  $C_o$

Os intervalos  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$  referem-se aos intervalos de tensão nula no primário do transformador devido à presença do indutor ressonante, sendo quantificados pelas equações (1.67) e (1.69) respectivamente.

Os intervalos  $\Delta t_{c1}$  e  $\Delta t_{c2}$  são obtidos na Fig. 1.13 substituindo  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$ :

$$\Delta t_{c1} = \frac{D \cdot T_s - \Delta t_1}{2} = \frac{D}{2 \cdot f_s} - \frac{I_o \cdot L_r}{n \cdot V_e} \quad (1.143)$$

$$\Delta t_{c2} = \frac{D' \cdot T_s - \Delta t_2}{2} = \frac{D'}{2 \cdot f_s} - \frac{I_o \cdot L_r \cdot D'}{n \cdot V_e \cdot D} \quad (1.144)$$

O comportamento da corrente pelo capacitor no intervalo  $D \cdot T_s - \Delta t_1$  é função da tensão aplicada ao filtro de saída, conforme equacionado em (1.145):

$$I_{C_{oD}}(t) = \frac{V_{sec1} - V_{Dr1(on)} - V_o}{L_o} \cdot t = \left( \frac{V_e}{n} \cdot \gamma - V_{Dr1(on)} - V_o \right) \cdot \frac{1}{L_o} \cdot t \quad (1.145)$$

O mesmo é feito para determinar a corrente por  $C_o$  no intervalo  $D' \cdot T_s - \Delta t_2$ :

$$I_{C_{o(1-D)}}(t) = \frac{V_{sec2} - V_{Dr2(on)} - V_o}{L_o} \cdot t = \left( \frac{V_e \cdot D}{n \cdot D'} \cdot \gamma - V_{Dr2(on)} - V_o \right) \cdot \frac{1}{L_o} \cdot t \quad (1.146)$$

O valor de  $I_{C_o}'$  indicado na Fig. 1.13 pode ser encontrado em função das equações (1.144) e (1.146):

$$I_{C_o}' = I_{C_{o(1-D)}}(\Delta t_{c2}) = - \left( \frac{V_e \cdot D}{n \cdot D'} \cdot \gamma - V_{Dr} - V_o \right) \cdot \frac{1}{L_o} \cdot \Delta t_{c2} \quad (1.147)$$

Com as expressões de (1.143) a (1.147), pode-se definir a equação da ondulação de tensão sobre o capacitor  $C_o$ :

$$\Delta V_{C_o} = \frac{1}{C_o} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_1} I_{C_o D}(t) dt + \int_0^{\Delta t_2} (I_{C_o}' + I_{C_o(1-D)}(t)) dt \right] \quad (1.148)$$

É importante salientar que nesta expressão não é considerada a corrente pelo capacitor para os intervalos  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$ . Diante disto a expressão pode se tornar imprecisa para situações onde estes intervalos sejam longos em relação à  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$ . Porém a expressão obtida de  $\Delta V_{C_o}$  é conservadora, pois o pior caso de ondulação de tensão ocorre, como mostra a Fig. 1.13, quando o valor  $I_{C_o}'$  tende a igualar-se ao valor  $I_{C_{op}}$ . E esta situação irá ocorrer quando os intervalos  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$  tendem ao valor nulo.

A corrente eficaz pelo capacitor de filtro será importante na escolha do componente e no cálculo das perdas na sua resistência série equivalente. Tal corrente eficaz pode ser encontrada considerando as equações (1.143) à (1.147):

$$I_{C_{oef}} = \sqrt{2 \cdot f_s \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_1} I_{C_o D}(t)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} (I_{C_o}' + I_{C_o(1-D)}(t))^2 dt \right]} \quad (1.149)$$

### 1.2.9 Verificação por simulação

O conversor FGA com derivação central será simulado através do software Microsim PSpice [5] para verificação e validação da análise teórica feita até então. Para tanto, será dimensionado um exemplo simples do conversor, sendo as grandezas do circuito secundário refletidas ao lado primário.

Em uma primeira etapa serão apresentadas as formas de onda obtidas por simulação, alguns valores que comprovem a comutação suave de  $S_1$  e  $S_2$  e o ganho estático da estrutura. Em seguida, o mesmo conversor será simulado para diferentes valores da indutância ressonante  $L_r$ , sendo os resultados comparados, em forma de gráficos, com os obtidos pelos equacionamentos.

São dados do conversor a ser simulado:

Tensão de entrada:	$V_e = 420V$
Potência de saída:	$P_o = 400W$
Tensão de saída:	$V_o = 50V$
Frequência de comutação:	$f_s = 40kHz$
Indutância magnetizante do transformador:	$L_m = 1,5mH$
Relação de transformação:	$n = 4$
Capacitores paralelos aos interruptores $S_1$ e $S_2$ :	$C_{p1} = C_{p2} = 200pF$

Sem considerar as perdas no ganho por  $L_r$ , faz-se uma estimativa da razão cíclica:

$$D_o = \frac{V_o \cdot n}{2 \cdot V_e} = \frac{50 \cdot 4}{2 \cdot 420} = 0,238 \quad (1.150)$$

Com este valor inicial de razão cíclica, determina-se a indutância ressonante necessária para a comutação ZVS no bloqueio de  $S_2$ , conforme equação (1.80):

$$L_r = 4 \cdot \left( \frac{L_m \cdot f_s}{D_o} \right)^2 \cdot 2 \cdot C_{p1}$$

$$L_r = 4 \cdot \left( \frac{1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3}{0,238} \right)^2 \cdot 2 \cdot 200 \cdot 10^{-12} = 101,7 \mu H \approx 100 \mu H \quad (1.151)$$

Será utilizado um tempo morto determinado a partir da equação (1.83):

$$t_m = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r \cdot 2 \cdot C_{p1}} = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{100 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 200 \cdot 10^{-12}} = 315 ns \quad (1.152)$$

A tensão e corrente de saída são obtidas:

$$V_o' = V_o \cdot n = 50 \cdot 4 = 200V \quad (1.153)$$

$$I_o' = \frac{P_o}{V_o \cdot n} = \frac{400}{50 \cdot 4} = 2A \quad (1.154)$$

Através da equação (1.77) pode-se determinar a tensão média de saída refletida ao primário, considerando a perda no ganho devido ao indutor  $L_r$ :

$$V_{o'(-)} = V_e \cdot \left( 2 \cdot D_o - \frac{4 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e} \right) \cdot \gamma$$

$$V_{o'(-)} = 420 \cdot \left( 2 \cdot 0,238 - \frac{4 \cdot 2 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{420} \right) \cdot \left( 1 - \frac{100 \cdot 10^{-6}}{1,5 \cdot 10^{-3}} \right) = 156,7V \quad (1.155)$$

O circuito simulado é demonstrado na Fig. 1.14, sendo seguido do arquivo de simulação gerado a partir do programa Microsim Schematics [5]:

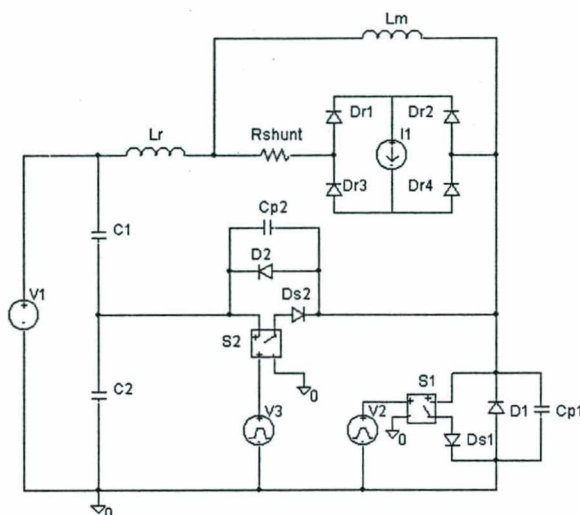


Fig. 1.14 – Esquemático do conversor simulado

\* Schematics Netlist \*

```

D_Dr3    $N_0001 $N_0002 Dbreak-X
D_Dr1    $N_0002 $N_0003 Dbreak-X
S_S2     $N_0005 $N_0006 $N_0004 0 S2
RS_S2    $N_0004 0 IG
        .MODEL S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.1 Voff=0.0 Von=1.0
S_S1     $N_0008 $N_0009 $N_0007 0 S1
RS_S1    $N_0007 0 IG
        .MODEL S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.1 Voff=0.0 Von=1.0
D_Dr4    $N_0001 $N_0008 Dbreak-X
D_Dr2    $N_0008 $N_0003 Dbreak-X
D_Ds1    $N_0009 0 Dbreak-X
I_I1     $N_0003 $N_0001 DC 2 AC 0 0
C_Cp1    $N_0008 0 200pF
C_Cp2    $N_0005 $N_0008 200pF
V_V1     $N_0010 0 DC 420 AC 0 0
C_C1     $N_0010 $N_0005 500n IC=-130
C_C2     $N_0005 0 500n IC=550
V_V2     $N_0007 0 DC 0 AC 0
+PULSE 0 15 20n 5n 5n 5.95u 25u
V_V3     $N_0004 0 DC 0 AC 0
+PULSE 0 15 6.265u 5n 5n 18.41u 25u
D_D1     0 $N_0008 Dbreak-X
D_D2     $N_0008 $N_0005 Dbreak
R_Rshunt $N_0011 $N_0002 1u
D_Ds2    $N_0006 $N_0008 Dbreak
L_Lr     $N_0010 $N_0011 100uH
L_Lm     $N_0011 $N_0008 1.5mH IC=1.7

```

Serão expostos na seqüência, algumas formas de onda obtidas para análise:



A Fig. 1.15 demonstra a corrente pelos interruptores do circuito primário:

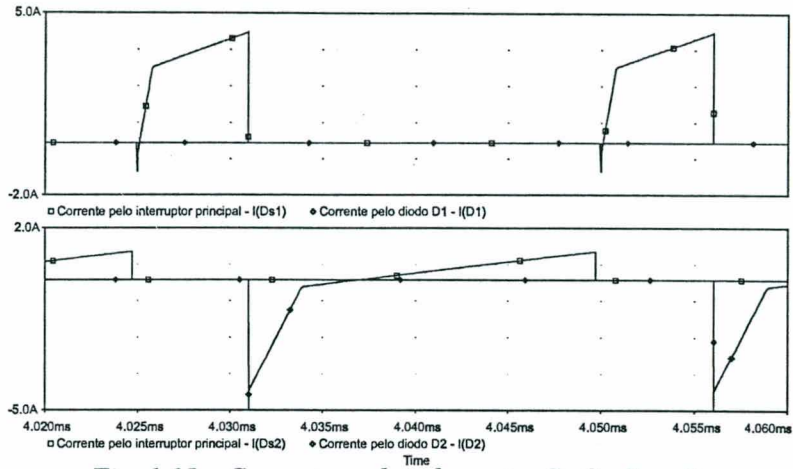


Fig. 1.15 – Correntes pelos elementos  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $D_1$  e  $D_2$

A corrente pela ind. magnetizante e seu valor médio são expostos na Fig. 1.16:

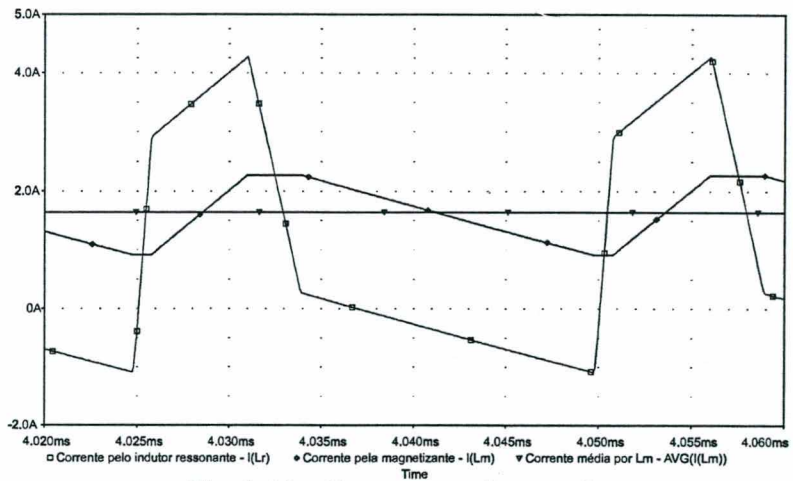


Fig. 1.16 – Corrente por  $L_r$  e por  $L_m$

A Fig. 1.17 demonstra o bloqueio não-dissipativo de  $S_1$ :

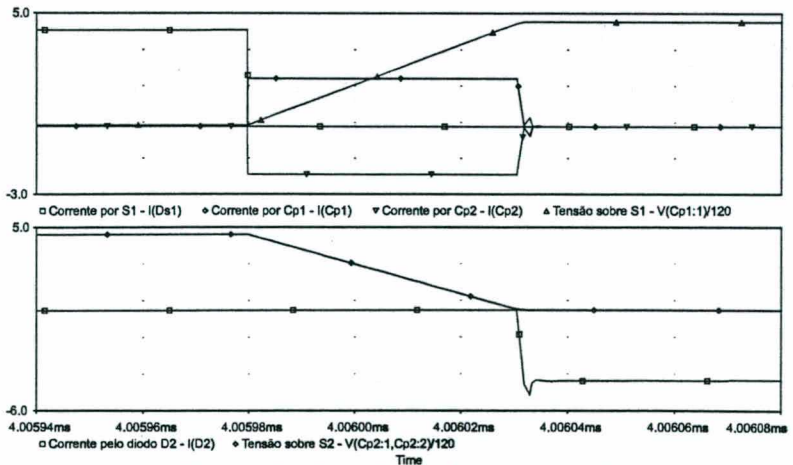


Fig. 1.17 – Detalhe do bloqueio de  $S_1$

A Fig. 1.18 demonstra o bloqueio crítico do interruptor  $S_2$ :

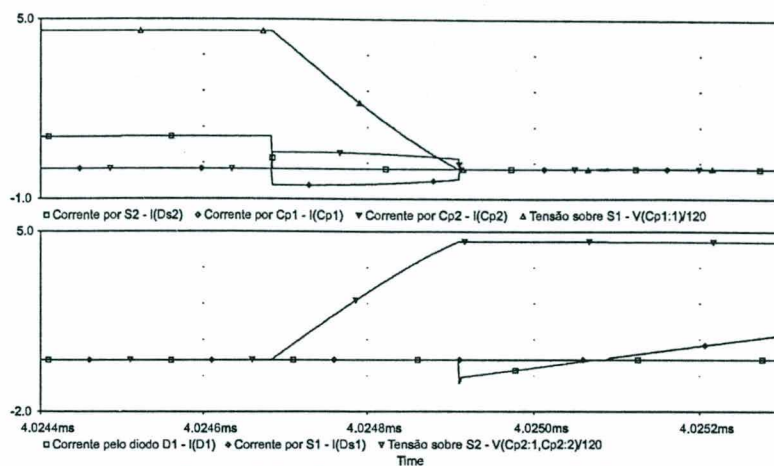


Fig. 1.18 – Detalhe do bloqueio de  $S_2$

A Fig. 1.19 mostra os intervalos de tensão nula sobre o primário causados por  $L_r$ :

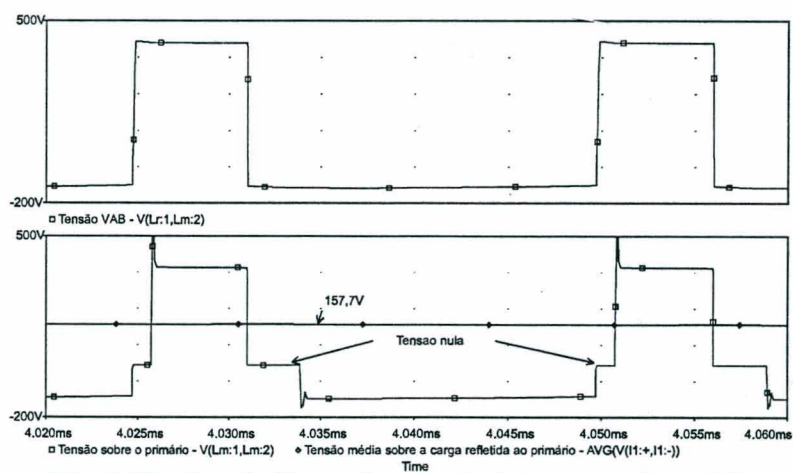


Fig. 1.19 – Tensão  $V_{AB}$ , sobre o primário e seu valor médio

Na Fig. 1.20 são expostos os esforços de tensão sobre  $S_1$  e  $S_2$ :

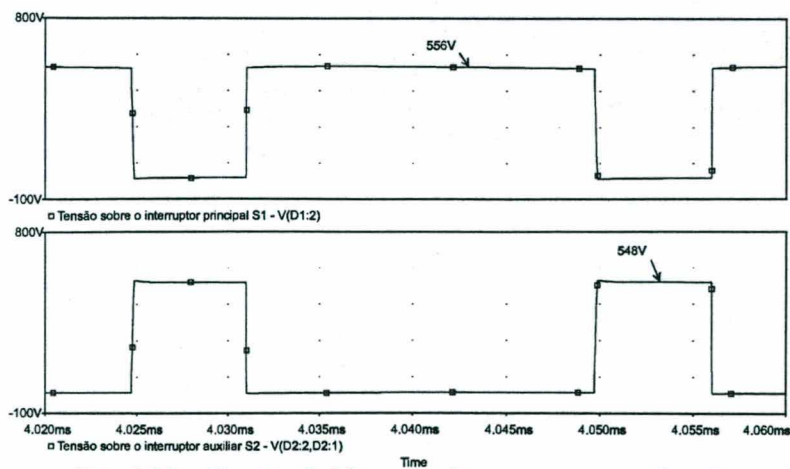


Fig. 1.20 – Tensão de bloqueio dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$

As correntes pelo circuito retificador de saída são demonstradas na Fig. 1.21:

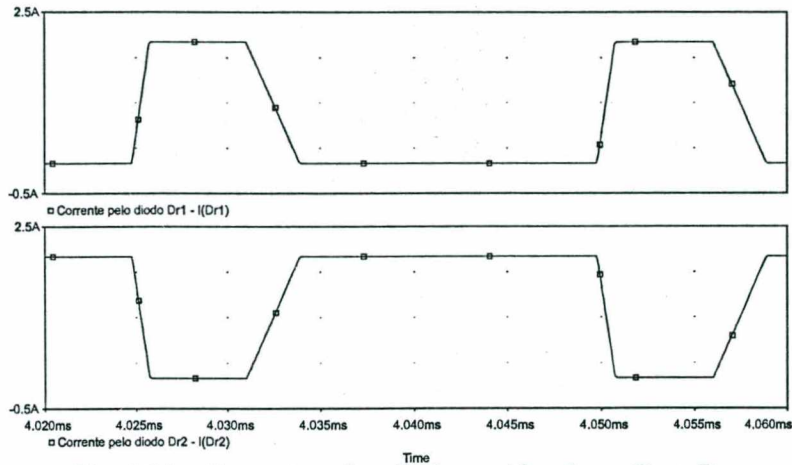


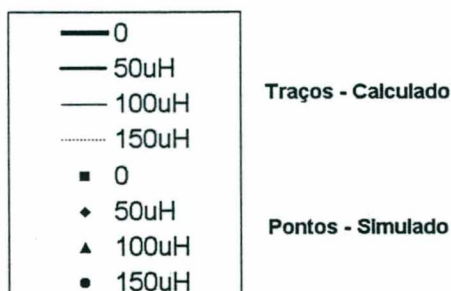
Fig. 1.21 – Corrente pelos diodos retificadores  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$

As formas de onda apresentadas validam as etapas de operação determinadas para este conversor. A comutação suave foi obtida para o bloqueio dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  com a adição do indutor  $L_r$ . Verificou-se também os efeitos produzidos pela indutância  $L_r$  nas grandezas de tensão e corrente. Na Fig. 1.19 observa-se a existência dos intervalos de tempo em que a tensão aplicada sobre o primário é nula. A perda no ganho do conversor foi confirmada com o valor calculado em (1.155).

Para verificar o equacionamento dos esforços em função do indutor ressonante utilizado, são feitas novas simulações com o mesmo conversor dimensionado. Porém as simulações são feitas para diferentes valores de  $L_r$ .

Nos gráficos seguintes serão demonstrados os valores teóricos segundo as equações do item 1.2.5 (B) (valores representados pelas curvas) juntamente com os obtidos nas simulações (valores representados pelos pontos). Serão feitas simulações para 4 valores de  $L_r$  e 3 valores de razão cíclica de comando (25, 35 e 45%), mantendo-se a corrente de saída constante.

Valores de  $L_r$ :



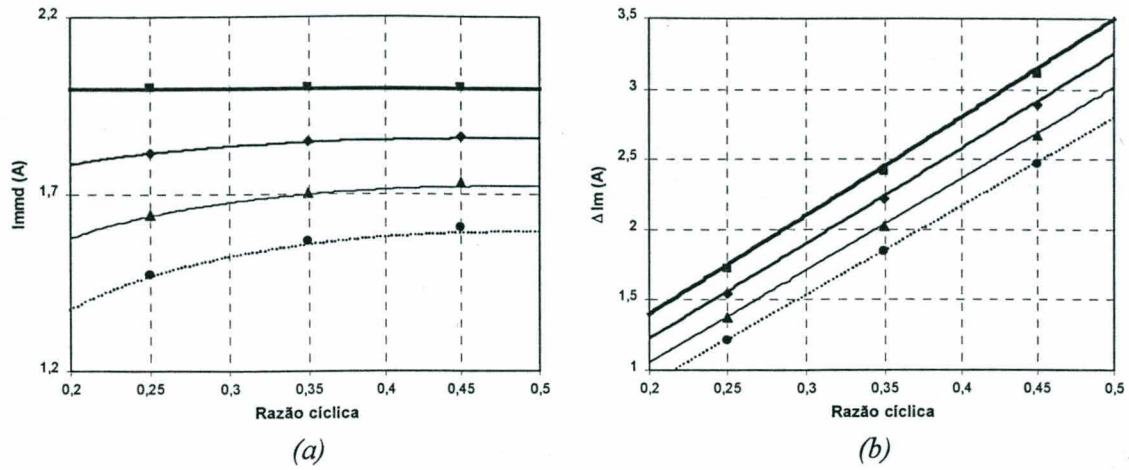


Fig. 1.22 – Corrente pela magnetizante; (a) valor médio, (b) ondulação de corrente

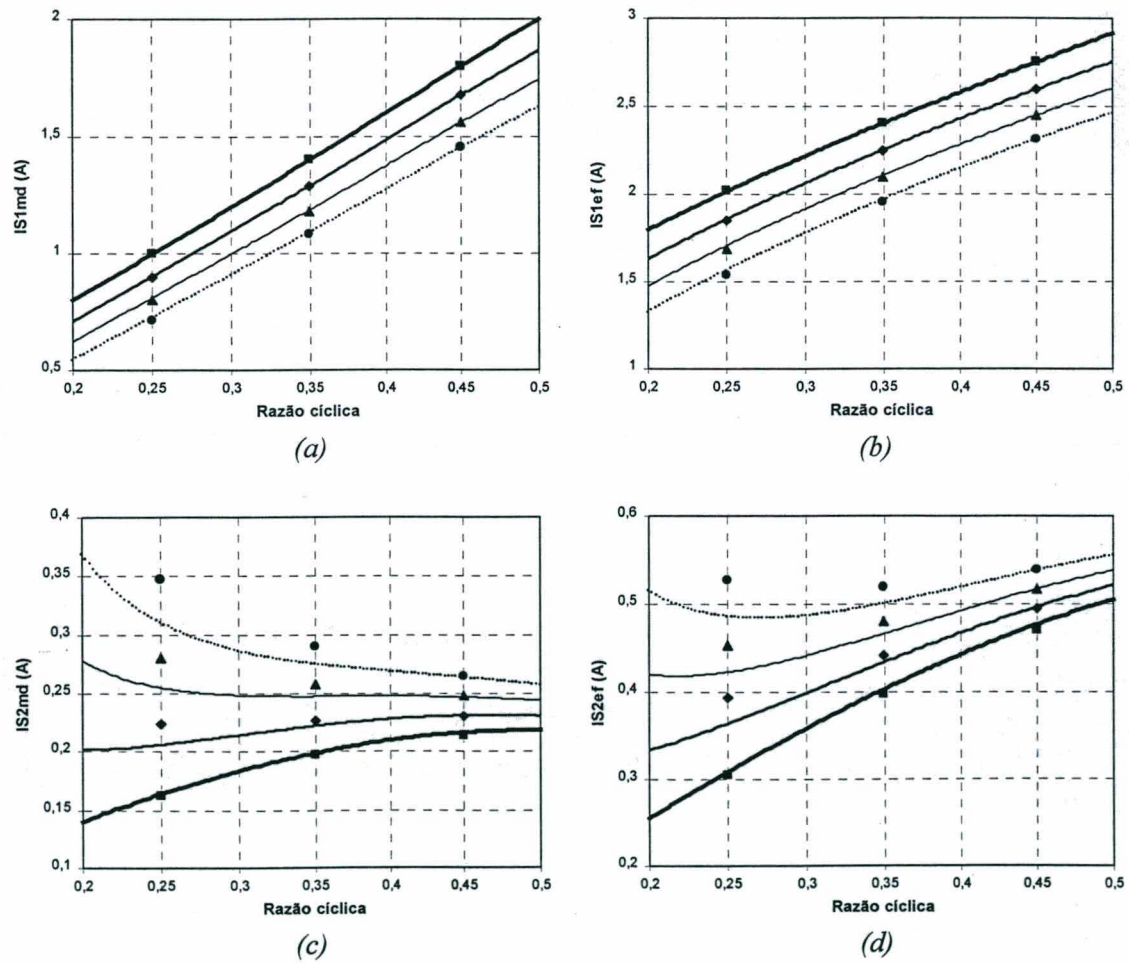
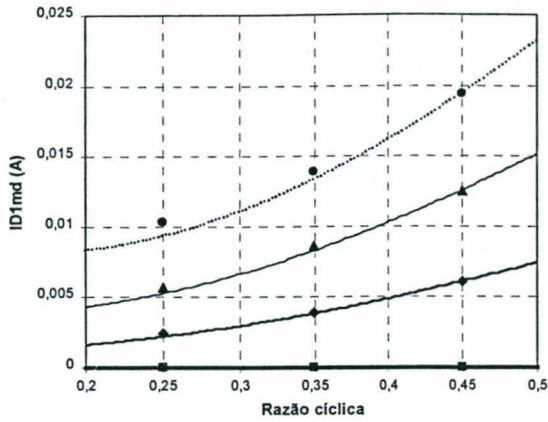


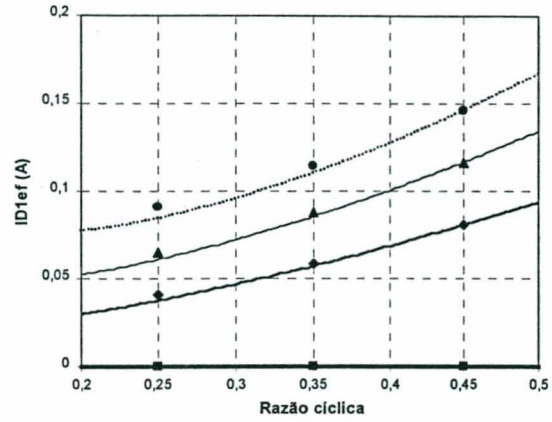
Fig. 1.23 – Esforços de corrente:

- (a) Valor médio por  $S_1$ ,  
 (b) Valor eficaz por  $S_1$ ,  
 (c) Valor médio por  $S_2$ ,  
 (d) Valor eficaz por  $S_2$ .

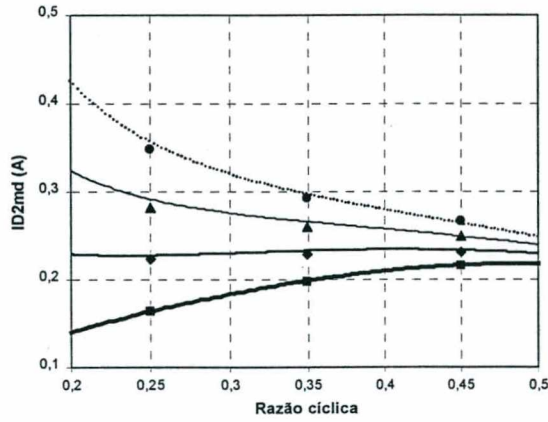




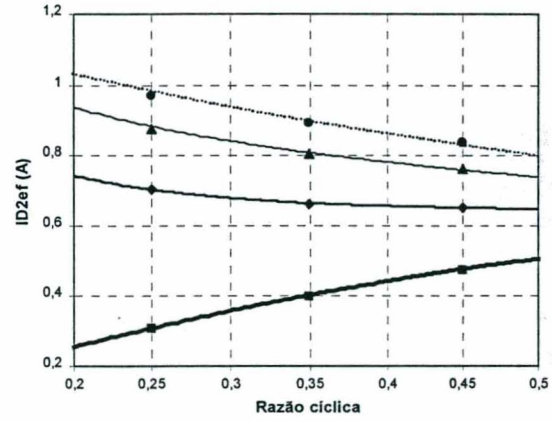
(e)



(f)



(g)



(h)

Fig. 1.23 – Esforços de corrente:

- (e) Valor médio por  $D_1$ ,
- (f) Valor eficaz por  $D_1$ ,
- (g) Valor médio por  $D_2$ ,
- (h) Valor eficaz por  $D_2$ .

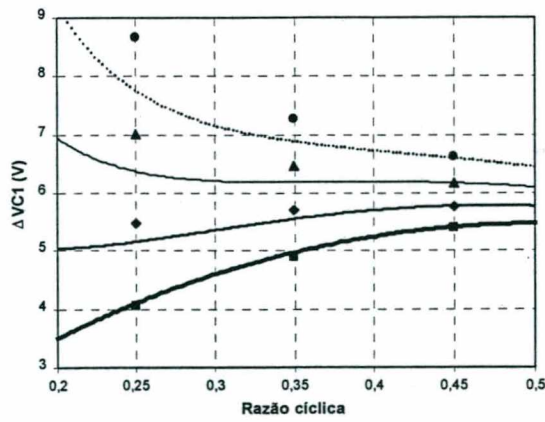


Fig. 1.24 – Ondulação de tensão sobre o capacitor de grameamento  $C_1$

Os resultados de simulação demonstrados nas figuras de 1.22 a 1.24 comprovam o efeito da indutância ressonante sobre a corrente média pela indutância magnetizante do transformador. Observa-se que os resultados para valores menores de razão cíclica apresentam uma maior diferença quanto aos obtidos pelo equacionamento. Isto se deve à simplificação feita, em que os intervalos  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$  são tidos como iguais para a obtenção das expressões de  $I_{mpk}$  (1.116) e  $I_{mmin}$  (1.117).

### 1.3 Análise qualitativa e quantitativa do conversor FGA com diodo de roda livre no retificador de saída

#### 1.3.1 Considerações iniciais

Devem ser consideradas as seguintes simplificações:

- Todos os interruptores são ideais, comutando instantaneamente, apresentando tensão nula em condução;
- A tensão de saída  $V_o$  é constante, sendo que a presença do filtro indutivo de saída concede à carga uma característica de fonte de corrente durante um período de comutação;
- Será considerada a presença da indutância de magnetização, sendo que por esta haverá a circulação de uma ondulação de corrente  $\Delta I_m$  sobreposta a um valor médio  $I_{mmd}$ .
- As tensões sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  não possuem oscilações;
- As capacitâncias em paralelo aos interruptores controláveis (compostas pelas capacitâncias intrínsecas e externas)  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  possuem valores iguais e independentes ao valor da tensão de bloqueio;
- O retificador e o filtro de saída serão refletidos ao lado primário;
- A queda de tensão sobre o indutor  $L_r$  devido à ondulação da corrente  $\Delta I_m$  será desprezada.

O segundo conversor a ser analisado possui características similares ao anterior. Poderá ser percebido que as etapas de operação são idênticas, havendo como diferencial o comportamento da corrente pelo circuito secundário, que irá ter efeito sobre a corrente média circulante pela indutância magnetizante do transformador. Desta forma, sempre que as características obtidas para esta estrutura forem as mesmas que aquelas da anterior, não serão estas, detalhadas novamente.

Inicialmente serão determinados, assim como foi feito para o conversor FGA1, os valores médios de tensões e correntes para o conversor FGA2. Coloca-se que as condições para a análise inicial são de que o conversor se encontra operando em regime permanente (sem transitórios de tensão de entrada ou carga) e no modo de condução contínua, isto é, onde a corrente pelo indutor do filtro de saída não atinge o valor nulo.

A Fig. 1.25 ilustra a modificação feita para facilitar a compreensão das etapas de operação, onde o circuito de saída é refletido ao lado primário. Este meio de se analisar a topologia não traz diferenças relevantes quanto às etapas de funcionamento do conversor isolado.

No circuito com secundário referido ao primário, são indicados os sentidos de tensão e corrente que serão adotados nos estudos posteriores. Verifica-se que o retificador com diodo de roda livre do enrolamento secundário é representado juntamente com uma fonte de corrente referente à característica predominante do filtro de saída.

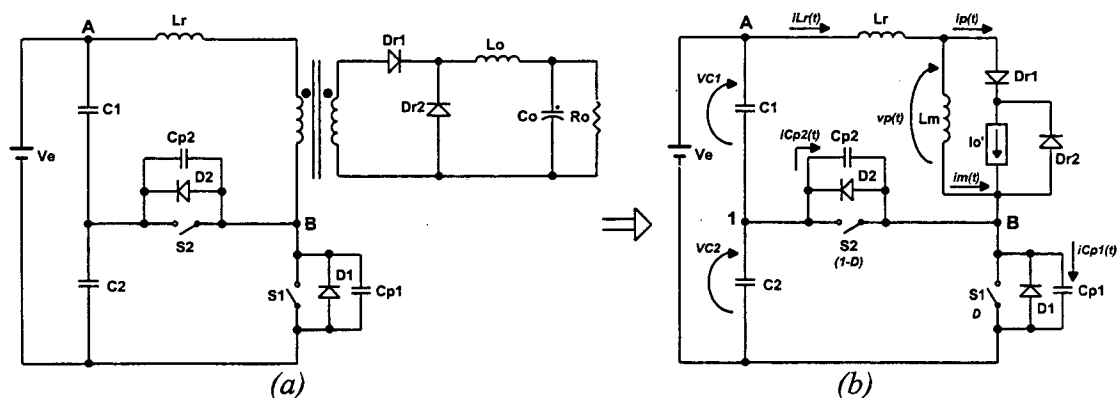


Fig. 1.25 – Circuito do conversor FGA2 – (a) isolado, (b) com o secundário referido ao primário

Sendo o interruptor principal  $S_1$  acionado no intervalo  $D \cdot T_s$  e o interruptor de grameamento  $S_2$  no intervalo  $(1-D) \cdot T_s$  (ou  $D' \cdot T_s$ ), pode-se afirmar que:

- será aplicado ao primário do transformador, durante o intervalo  $D \cdot T_s$ , a tensão de entrada  $V_e$ . Como a tensão média sobre o primário, para um período de comutação deve ser nula; tem-se que para o intervalo  $(1-D) \cdot T_s$ :

$$V_p(D) \cdot D \cdot T_s = V_p(D') \cdot D' \cdot T_s \quad (1.156)$$

$$V_e \cdot D \cdot T_s = V_p(D') \cdot D' \cdot T_s \quad (1.157)$$

$$V_p(D') = V_e \cdot \frac{D}{D'} \quad (1.158)$$

Verifica-se que, assim como determinado para o primeiro conversor (FGA1), o valor da tensão sobre o enrolamento primário durante o intervalo  $(1-D) \cdot T_s$  será o mesmo existente sobre  $C_1$ . Tem-se então a tensão média sobre este capacitor (1.159):

$$V_{C1} = -V_e \cdot \frac{D}{D'} \quad (1.159)$$

Consequentemente a tensão média sobre o capacitor  $C_2$  será:

$$V_{C2} = V_e - V_{C1} = \frac{V_e}{D'} \quad (1.160)$$

A corrente média pela indutância magnetizante será nula, aplicando a Lei das Correntes de Kirchoff ao ponto 1 (Fig. 1.25) e considerando que a corrente média pelos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  é nula para um período de comutação:

$$I_{C1md} + I_{C2md} + (1-D) \cdot (I_{pmd} + I_{mmd}) = 0 \quad (1.161)$$

Sendo  $I_{C1md} = I_{C2md} = 0$ , e  $I_{pmd} = 0$  devido à condução do diodo de roda livre:

$$(1-D) \cdot (0 + I_{mmd}) = 0 \quad (1.162)$$

O que resulta em:

$$I_{mmd} = 0 \quad (1.163)$$

Porém haverá uma ondulação de corrente por  $L_m$  dada por (1.164):

$$\Delta I_m = \frac{V_e \cdot D}{L_m \cdot f_s} \quad (1.164)$$

Nesta análise preliminar verificou-se que sempre haverá uma tensão negativa sobre o capacitor  $C_1$ , a ser aplicada na desmagnetização do transformador. Sendo que haverá sobre o capacitor  $C_2$ , uma tensão sempre maior ou igual à tensão de entrada.

Para facilitar o equacionamento das etapas de operação, adianta-se que:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot L_r \cdot C_{p1}}} \quad (1.165)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{2 \cdot C_{p1}}} \quad (1.166)$$

### 1.3.2 Etapas de operação

São descritas a seguir, as etapas de operação do conversor FGA2 para um período de comutação:

**1ª etapa (t0-t1) – transferência de energia à saída (Fig. 1.26.a):**

Na primeira etapa ocorre a transferência de energia à saída. O interruptor  $S_1$  conduz a corrente de carga referida ao primário juntamente com a ondulação de corrente pela indutância magnetizante. A tensão de entrada é aplicada ao primário, uma vez que não está sendo considerada a queda de tensão sobre  $L_r$  devido a  $\Delta I_m$ . Esta etapa termina com o comando de bloqueio de  $S_1$ .

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = 0 \quad (1.167)$$

$$v_{S2}(t) = \frac{V_e}{D'} \quad (1.168)$$

$$v_{AB}(t) = V_e \quad (1.169)$$

$$i_m(t) = -\frac{\Delta I_m}{2} + \frac{V_e}{L_m} \cdot t \quad (1.170)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{S1}(t) = I_o' + i_m(t) \quad (1.171)$$

**2ª etapa (t1-t2) – bloqueio do interruptor principal  $S_1$  (Fig. 1.26.b):**

A segunda etapa tem início com o bloqueio de  $S_1$ . A corrente por  $L_r$  (considerada constante devido a pequena duração desta etapa) divide-se igualmente entre  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  ( $C_{p1}=C_{p2}$ ) provocando a conseqüente carga/descarga destes. Sendo a tensão  $V_{AB}$  positiva, o

diodo  $D_{r1}$  mantém a condução de  $I_o'$ , estando  $D_{r2}$  bloqueado. A etapa tem fim quando a tensão no capacitor  $C_{p1}$  se igualar ao valor de  $V_e$ , anulando a tensão  $V_{AB}$ .

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = \frac{\left(I_o' + \frac{\Delta I_m}{2}\right)}{2 \cdot C_{p1}} \cdot t \quad (1.172)$$

$$v_{S2}(t) = \frac{V_e}{D'} - v_{S1}(t) \quad (1.173)$$

$$v_{AB}(t) = V_e - v_{S1}(t) \quad (1.174)$$

$$i_m(t) = \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.175)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Cp1}(t) + i_{Cp2}(t) = I_o' + \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.176)$$

**3ª etapa (t2-t3) – ressonância entre  $L_r$  e os capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  (Fig. 1.26.c):**

Quando a tensão  $V_{AB}$ , correspondente a tensão no primário ( $V_p$ ) da etapa anterior, se igualar à zero, o diodo  $D_{r2}$  estará apto a conduzir. A corrente que vinha circulando por  $D_{r1}$  não é bruscamente bloqueada, uma vez que a indutância  $L_r$  está magnetizada preliminarmente com a corrente  $I_{Lr}(t2)$ . Esta energia é transferida aos capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  de forma ressonante até a tensão sobre  $C_{p2}$  atingir zero, terminando esta etapa.

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = V_e + \left(I_o' + \frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.177)$$

$$v_{S2}(t) = V_e \cdot \left(\frac{D}{D'}\right) - \left(I_o' + \frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.178)$$

$$v_{AB}(t) = -\left(I_o' + \frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.179)$$

$$i_m(t) = \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.180)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Cp1}(t) + i_{Cp2}(t) = \left(I_o' + \frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot \cos(\omega t) \quad (1.181)$$

**4ª etapa (t3-t4) – desmagnetização do indutor ressonante (Fig. 1.26.d):**

Sendo a tensão sobre  $C_{p2}$  nula, tem-se a entrada em condução do diodo  $D_2$ . A desmagnetização do indutor  $L_r$  tem continuidade de forma linear, já que a tensão do capacitor  $C_1$  é aplicada entre seus terminais. Deve-se comandar  $S_2$  para entrada em condução nesta etapa, uma vez que a tensão entre seus terminais é nula. O fim da etapa ocorre quando a corrente por  $D_{r1}$  atingir zero, estando  $L_r$  totalmente desmagnetizado.

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = \frac{V_e}{D'} \quad (1.182)$$

$$v_{S2}(t) = 0 \quad (1.183)$$

$$v_{AB}(t) = -V_e \cdot D/D' \quad (1.184)$$

$$i_m(t) = \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.185)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{D2}(t) = i_{Lr}(t3) - \frac{V_e \cdot D}{L_r \cdot D'} \cdot t \quad (1.186)$$

**5ª etapa (t4-t5) – desmagnetização da ind. magnetizante por  $D_2$  (Fig. 1.26.e):**

Quando a corrente por  $L_r$  se igualar a corrente pela magnetizante, o diodo  $D_{r1}$  é bloqueado. A tensão  $V_{AB}$  é aplicada ao primário provocando o decréscimo da corrente por  $L_r$  com derivada definida por  $L_m$ . A etapa termina quando a corrente por  $D_2$  atingir zero.

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = \frac{V_e}{D'} \quad (1.187)$$

$$v_{S2}(t) = 0 \quad (1.188)$$

$$v_{AB}(t) = -V_e \cdot D/D' \quad (1.189)$$

$$i_m(t) = \frac{\Delta I_m}{2} - \frac{V_e \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \quad (1.190)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{D2}(t) = \frac{\Delta I_m}{2} - \frac{V_e \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \quad (1.191)$$

**6ª etapa (t5-t6) – desmagnetização da ind. magnetizante por  $S_2$  (Fig. 1.26.f):**

Com a inversão de corrente por  $L_r$ , o interruptor  $S_2$  passa a conduzir a corrente magnetizante. A tensão  $V_{AB}$  continua sendo aplicada ao primário, determinando a derivada desta corrente. A etapa tem fim com o bloqueio de  $S_2$ .

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = \frac{V_e}{D'} \quad (1.192)$$

$$v_{S2}(t) = 0 \quad (1.193)$$

$$v_{AB}(t) = -V_e \cdot D/D' \quad (1.194)$$

$$i_m(t) = -\frac{V_e \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \quad (1.195)$$

$$i_{Lr}(t) = -i_{S2}(t) = -\frac{V_e \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \quad (1.196)$$

**7ª etapa (t6-t7) – bloqueio do interruptor de grampeamento  $S_2$  (Fig. 1.26.g):**

Com o bloqueio de  $S_2$ , a corrente que vinha circulando por  $L_r$  irá realizar a carga/descarga de  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ . Como esta etapa é rápida pode-se afirmar que a corrente por  $L_r$  é constante. A tensão sobre  $C_{p1}$  irá decrescer até atingir o valor de  $V_e$ , fazendo com que a tensão  $V_{AB}$  seja zero, terminando a etapa.

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = \frac{V_e}{D'} - \frac{\Delta I_m/4}{C_{p1}} \cdot t \quad (1.197)$$

$$v_{S2}(t) = \frac{\Delta I_m/4}{C_{p2}} \cdot t \quad (1.198)$$

$$v_{AB}(t) = -V_e \cdot \frac{D}{D'} + \frac{\Delta I_m/4}{C_{p1}} \cdot t \quad (1.199)$$



$$i_m(t) = -\frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.200)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Cp1}(t) + i_{Cp2}(t) = -\frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.201)$$

**8ª etapa (t7-t8) – ressonância entre  $L_r$  e os capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  (Fig. 1.26.h):**

Quando a tensão  $V_{AB}$ , correspondente à tensão no primário da etapa anterior se igualar à zero, o diodo  $D_{r1}$  estará apto a conduzir, caracterizando um curto-circuito entre os terminais do primário. Desta forma, a carga/descarga de  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  se faz de forma ressonante até que a tensão sobre o capacitor  $C_{p1}$  se iguale a zero, terminando a etapa.

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = V_e - \left(\frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.202)$$

$$v_{S2}(t) = V_e \cdot \left(\frac{D}{D'}\right) + \left(\frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.203)$$

$$v_{AB}(t) = \left(\frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot Z \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.204)$$

$$i_m(t) = -\frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.205)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Cp1}(t) + i_{Cp2}(t) = -\left(\frac{\Delta I_m}{2}\right) \cdot \cos(\omega t) \quad (1.206)$$

**9ª etapa (t8-t9) – magnetização do indutor ressonante (Fig. 1.26.i):**

Estando a tensão sobre  $C_{p1}$  nula, o diodo  $D_1$  passa a conduzir a corrente por  $L_r$ , fazendo com que este indutor se magnetize de forma linear. Nesta etapa a tensão sobre  $S_1$  é nula, sendo este o momento de acioná-lo. A etapa finaliza com o bloqueio de  $D_1$ .

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S1}(t) = 0 \quad (1.207)$$

$$v_{S2}(t) = \frac{V_e}{D'} \quad (1.208)$$

$$v_{AB}(t) = V_e \quad (1.209)$$

$$i_m(t) = -\frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.210)$$

$$i_{L_r}(t) = -i_{D_1}(t) = i_{L_r}(t_8) + \frac{V_e}{L_r} \cdot t \quad (1.211)$$

**10ª etapa (t9-t10) – magnetização completa do indutor ressonante (Fig. 1.26.j):**

No momento em que a corrente no diodo  $D_1$  se anula, inicia-se a condução do interruptor  $S_1$ . O indutor ressonante continua a sua magnetização até que a corrente por este seja limitada no valor  $I_o' - \Delta I_m/2$ , isto é, quando a corrente por  $D_{r2}$  se anular.

Os principais comportamentos de tensão e corrente no circuito são equacionados:

$$v_{S_1}(t) = 0 \quad (1.212)$$

$$v_{S_2}(t) = \frac{V_e}{D'} \quad (1.213)$$

$$v_{AB}(t) = V_e \quad (1.214)$$

$$i_m(t) = -\frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.215)$$

$$i_{L_r}(t) = i_{S_1}(t) = \frac{V_e}{L_r} \cdot t \quad (1.216)$$

Cada etapa do conversor é demonstrada pela Fig. 1.26, onde as linhas destacadas evidenciam os caminhos de circulação de corrente.

As figuras 1.27 e 1.28 demonstram as principais formas de onda do conversor FGA2. As etapas mais longas, colocadas na Fig. 1.27, são aquelas onde não existe a troca de energia entre os capacitores  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$  e o indutor  $L_r$ . Após cada comutação, haverá a magnetização ou desmagnetização da indutância ressonante, o que introduz no circuito uma energia reativa que além de ter efeito sobre os esforços de corrente pelo circuito primário, também terá consequência sobre o ganho estático do conversor.

A Fig. 1.28 mostra um detalhamento das comutações de  $S_1$  e  $S_2$  no instante do bloqueio, onde percebe-se a carga e descarga dos capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  realizando a comutação suave do tipo ZVS.

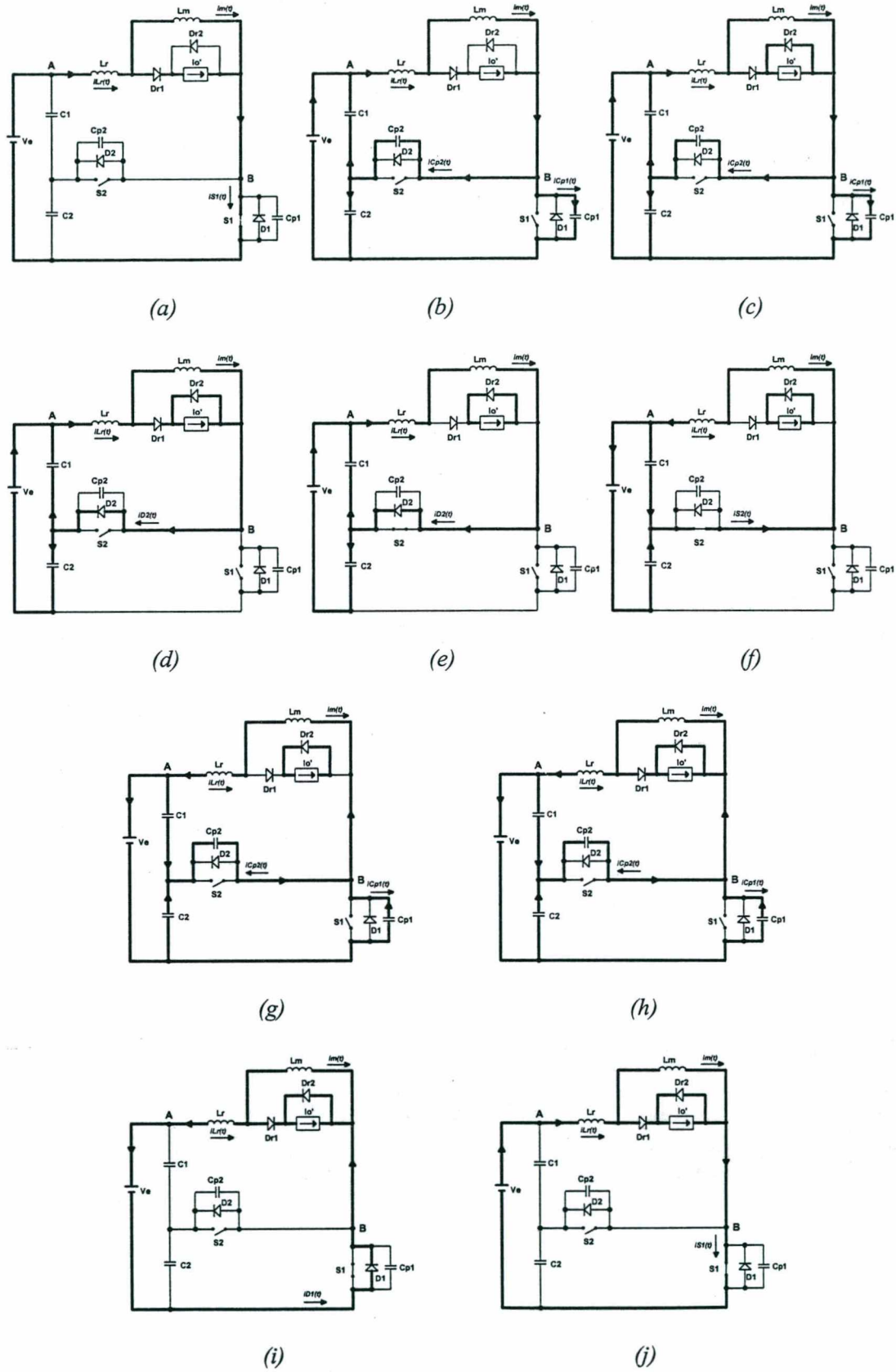


Fig. 1.26 – Estados topológicos para as etapas de operação

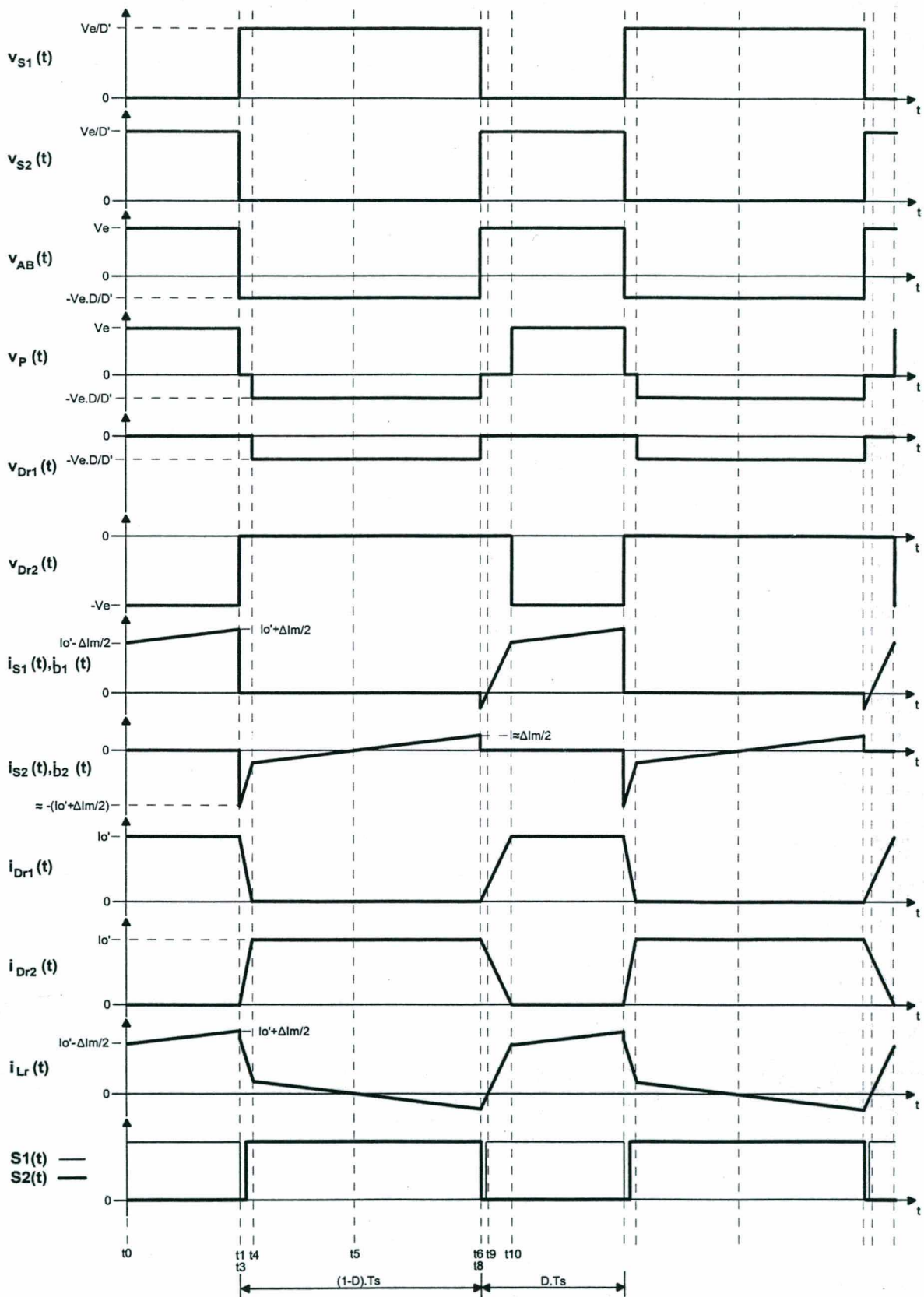


Fig. 1.27 – Principais formas de onda do conversor FGA2 (etapas principais)

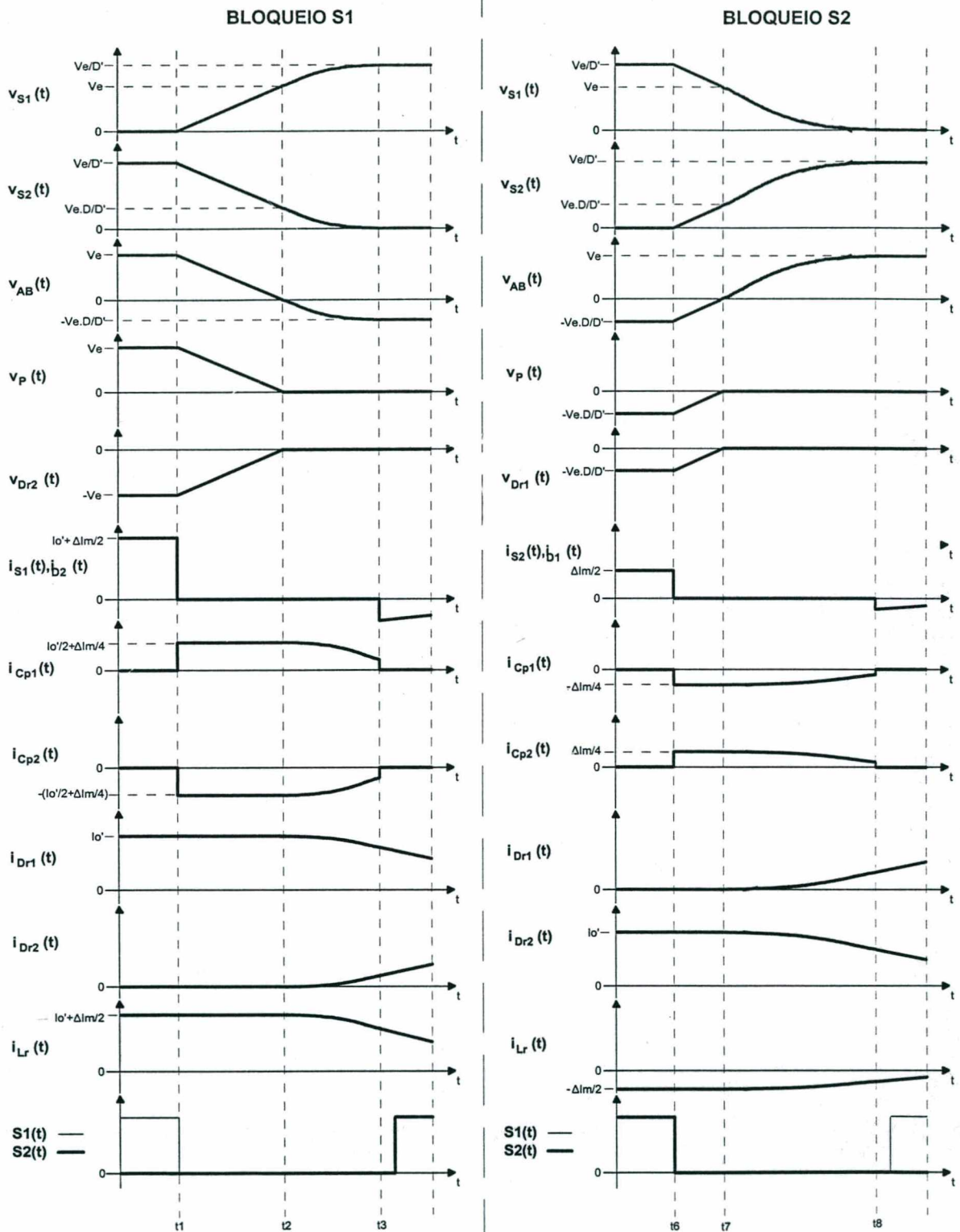


Fig. 1.28 – Formas de onda do conversor FGA2 (etapas da comutação ZVS)

### 1.3.3 Característica de saída do conversor FGA2

Será feita uma primeira análise desprezando o efeito da indutância ressonante, possibilitando um entendimento superficial da característica de saída do conversor em questão. Após isto, será considerada a presença do indutor  $L_r$ , procurando verificar o efeito deste sobre o ganho estático do conversor.

#### Característica de saída desprezando o efeito de $L_r$ :

Se  $L_r$  estiver ausente no circuito (Fig. 1.25) pode-se afirmar que a tensão presente nos terminais da fonte  $I_o'$  que representa a carga e sua característica de fonte de corrente dada pelo indutor  $L_o$ , vale:

$$V_o' = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} V_e \cdot dt \quad (1.217)$$

$$V_o' = D \cdot V_e \quad (1.218)$$

Definindo como  $q$  o ganho estático do conversor:

$$q = \frac{V_o'}{V_e} = D \quad (1.219)$$

Pela equação do ganho estático observa-se que o conversor se comporta como fonte de tensão para a carga (fonte de corrente  $I_o'$ ), atuando como abaixador. A Fig. 1.29 mostra a variação de  $q$  em função da razão cíclica:

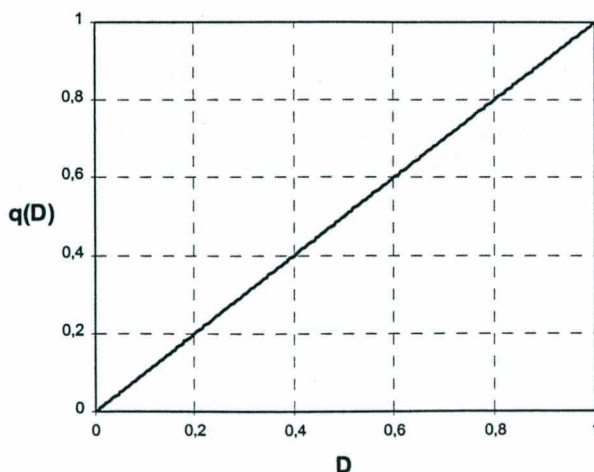


Fig. 1.29 – Ganho estático em função da razão cíclica

### Característica de saída considerando o efeito de $L_r$ :

A derivada de corrente pelo indutor ressonante durante a sua magnetização fornece o intervalo  $t_{10}-t_6$ , onde a tensão aplicada sobre o primário é nula, provocando uma perda no ganho estático do conversor. Para simplificar o equacionamento, considera-se que o intervalo  $t_8-t_6$ , onde ocorre a carga/descarga dos capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ , é muito menor que  $t_{10}-t_6$ :

$$I_o' = \frac{V_e}{L_r} \cdot (t_{10} - t_6) \quad (1.220)$$

$$(t_{10} - t_6) = \Delta t_l = \frac{I_o' \cdot L_r}{V_e} \quad (1.221)$$

Reescrevendo a expressão (1.217) considerando o intervalo de tempo  $\Delta t_l$  definido por (1.221), tem-se um novo comportamento do ganho estático definido por (1.224):

$$V_o' = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{\Delta t_l}^{D \cdot T_s} V_e \cdot dt \quad (1.222)$$

$$\frac{V_o'}{V_e} = \frac{1}{T_s} \cdot \left( D \cdot T_s - \frac{I_o' \cdot L_r}{V_e} \right) \quad (1.223)$$

$$q' = D - \frac{I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e} \quad (1.224)$$

A expressão (1.224) demonstra que existe uma perda no ganho estático diretamente proporcional ao valor de  $L_r$  e ao valor da carga. Isto significa que ao se aumentar demasiadamente o valor de  $L_r$  para garantir a comutação suave em uma maior faixa de carga, haverá uma maior diferença entre a razão cíclica imposta pelo comando, e a que realmente transfere energia à carga, definindo uma razão cíclica efetiva. Com a grandeza de corrente de saída normalizada ( $I_o' n$ ), pode-se traçar a característica de saída do conversor considerando a presença de  $L_r$ :

$$I_o' n = \frac{I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e} \quad \therefore \quad q' = D - I_o' n \quad (1.225)$$

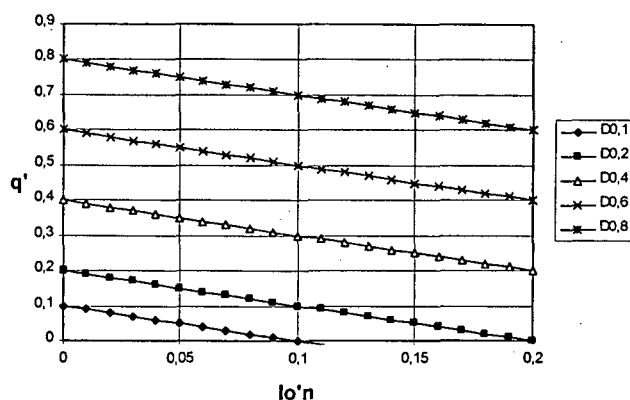


Fig. 1.30 – Característica de saída considerando o efeito de  $L_r$

Se a ondulação da corrente magnetizante for considerada, poderia-se incluir na equação (1.224), uma terceira parcela que iria descontar da tensão  $V_o'$ , a queda de tensão sobre o indutor ressonante:

Para o período  $D \cdot T_s$ :

$$V_{Lr} = \frac{\Delta I_m \cdot L_r}{D \cdot T_s} \quad (1.226)$$

Assim:

$$V_o' = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{\Delta t_1}^{D \cdot T_s} \left( V_e - \frac{\Delta I_m \cdot L_r}{D \cdot T_s} \right) \cdot dt \quad (1.227)$$

Resolvendo a equação (1.227) com o valor de  $\Delta t_1$  dado por (1.221) e substituindo o termo  $\Delta I_m$  pela expressão (1.164), tem-se:

$$q'' = \frac{V_o'}{V_e} = \left( D - \frac{I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e} \right) \cdot \gamma \quad (1.228)$$

Onde o termo  $\gamma$  representa a relação entre o valor de  $L_r$  e  $L_m$  dada por (1.78).

### 1.3.4 Determinação do indutor ressonante

Para prover a comutação suave dos dois interruptores,  $S_1$  e  $S_2$ , dimensiona-se  $L_r$  a partir das mesmas considerações feitas para o conversor FGA1, isto é, através da menor corrente inicial de carga dos capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  e da maior transição de tensão sobre estes após a tensão sobre o primário ter se anulado.



Sendo  $C_{peq} = C_{p1} + C_{p2}$  tem-se que:

Após o instante $t_2$ :	Corrente de carga	$\Rightarrow$	$I_{Lr} \approx I_o'$
	Transição de tensão	$\Rightarrow$	$\Delta V_{C_{peq}} = V_e \cdot D/D'$
Após o instante $t_7$ :	Corrente de carga	$\Rightarrow$	$I_{Lr} = \Delta I_m / 2$
	Transição de tensão	$\Rightarrow$	$\Delta V_{C_{peq}} = V_e$

O pior caso quanto à transição de tensão, é dependente da razão cíclica. Porém quanto à corrente de carga e descarga dos capacitores fica visível que o bloqueio de  $S_2$  será o mais crítico. Como a corrente no instante do bloqueio de  $S_2$  e a transição de tensão sobre este é a mesma do caso anterior, afirma-se que para este conversor,  $L_r$  também pode ser definido pela equação (1.80), novamente demonstrada em (1.229):

$$L_r = 4 \cdot \left( \frac{L_m \cdot f_s}{D} \right)^2 \cdot C_{peq} \quad (1.229)$$

Calculando  $L_r$  apenas em função do bloqueio de  $S_1$ , tem-se:

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot (I_o')^2 = \frac{1}{2} \cdot C_{peq} \cdot \left( V_e \cdot \frac{D}{D'} \right)^2 \quad (1.230)$$

$$L_r = \left( \frac{V_e \cdot D}{I_o' \cdot D} \right)^2 \cdot C_{peq} \quad (1.231)$$

A expressão (1.231) forneceria uma indutância menor que aquela calculada em função do bloqueio de  $S_2$ . Portanto, tendo como objetivo a comutação suave de ambos os interruptores, deve-se utilizar a equação (1.229) para determinar a indutância  $L_r$ .

O tempo morto a ser utilizado entre o bloqueio e o comando de entrada em condução do interruptor seguinte também pode ser obtido pela expressão (1.83).

### 1.3.5 Esforços de tensão e corrente nos semicondutores

Serão apresentados os equacionamentos dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores baseados na análise feita das etapas de operação. Da mesma forma utilizada para o conversor FGA1, os esforços serão primeiramente estudados de maneira simplificada onde o indutor ressonante não está presente no circuito. Uma segunda análise será feita considerando a existência de  $L_r$ .

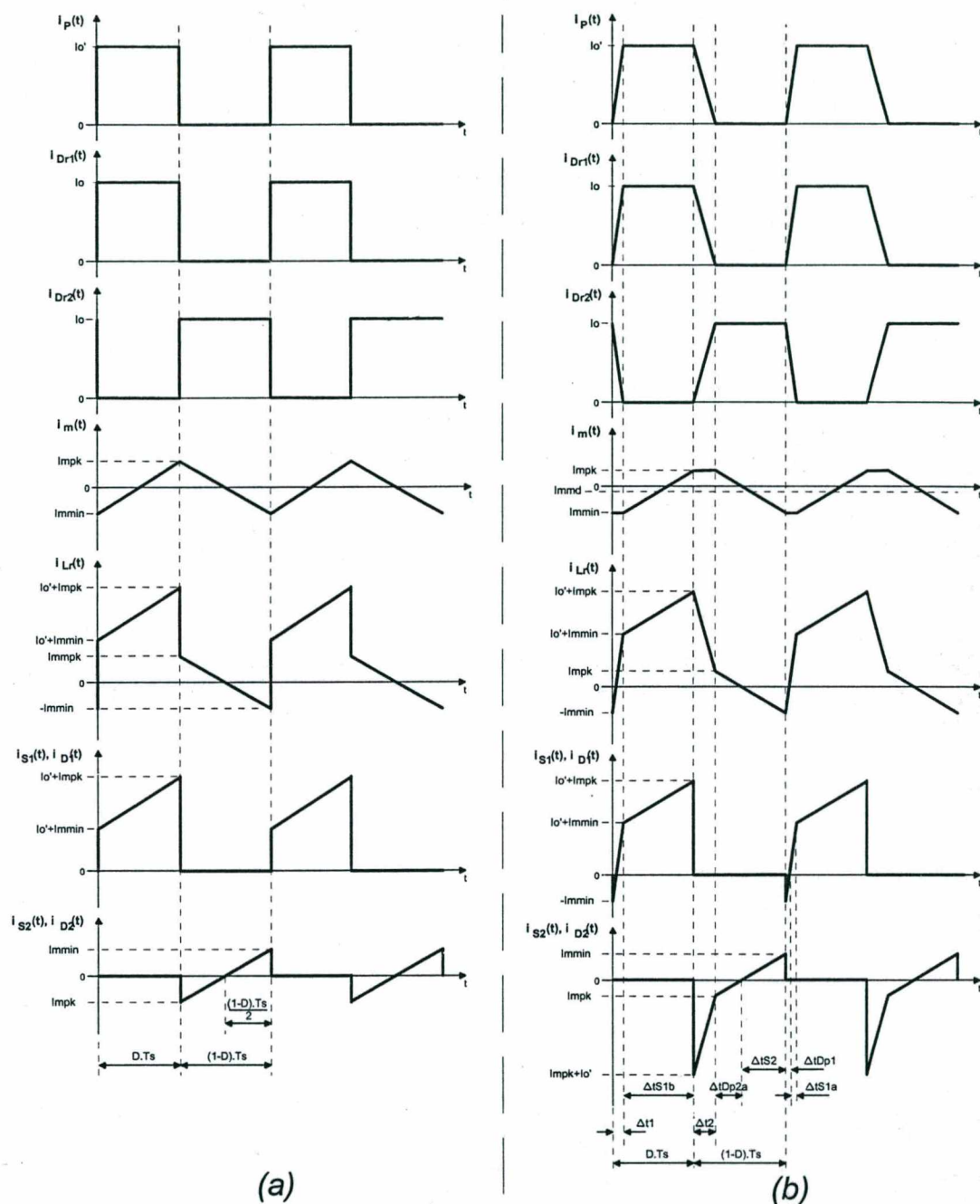


Fig. 1.31 – Formato das correntes circulantes pelo conversor; (a) sem  $L_r$ , e (b) com  $L_r$

### A) Esforços desconsiderando a presença de $L_r$ :

*Esforços de tensão sobre os semicondutores do lado primário:*

A tensão de bloqueio dos interruptores controláveis  $S_1$  e  $S_2$ , e dos diodos em anti-paralelo a estes se comporta da mesma forma em relação ao conversor FGA1, onde seu valor é fixado pela tensão do capacitor de grameamento  $C_2$ .

$$V_{S1pk} = V_{S2pk} = \frac{V_e}{1-D} \quad (1.232)$$

A dependência da tensão máxima sobre os interruptores com a razão cíclica de operação pode ser critério importante para fixar o valor máximo de  $D$ , evitando o uso de interruptores de elevada tensão de bloqueio.

*Esforços de corrente pelo interruptor principal  $S_1$ :*

Da Fig. 1.31.(a) são obtidas as expressões para os esforços de corrente por  $S_1$ :

Corrente de pico:

$$I_{S1pk} = I_o' + I_{mpk} \quad (1.233)$$

Onde o termo  $I_{mpk}$  representa a corrente de pico pela indutância magnetizante, que no caso deste conversor, é função apenas da ondulação de corrente  $\Delta I_m$ :

$$I_{mpk} = \frac{V_e \cdot D}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \quad (1.234)$$

Substituindo (1.234) em (1.233):

$$I_{S1pk} = I_o' + \frac{V_e \cdot D}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \quad (1.235)$$

Corrente média:

$$I_{S1md} = I_o' \cdot D \quad (1.236)$$

Corrente eficaz:

O valor da corrente eficaz, além de ser proporcional à corrente de saída, também é função da energia reativa circulante no lado primário devido à presença da ondulação de corrente pela magnetizante ( $\Delta I_m$ ) conforme a segunda parcela da equação (1.238).

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (I_o')^2 dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left( \frac{V_e}{L_m} \cdot t \right)^2 dt} \quad (1.237)$$

Resolvendo a expressão (1.237):

$$I_{S1ef} = I_o' \cdot \sqrt{D} + \frac{V_e \cdot D}{2 \cdot L_m \cdot f_s} \cdot \left( \sqrt{\frac{4 \cdot D}{3}} - \sqrt{D} \right) \quad (1.238)$$

*Esforços de corrente pelo interruptor auxiliar  $S_2$ :*

Na Fig. 1.31 (a) verifica-se que pelo interruptor auxiliar irá circular apenas a corrente proveniente de  $\Delta I_m$ . O mesmo ocorre para o conversor FGA1, podendo o equacionamento dos esforços em  $S_2$  ser descrito pelas expressões de (1.93) a (1.97).

*Esforços de corrente pelos diodos  $D_1$  e  $D_2$ :*

As mesmas observações feitas para o primeiro conversor são válidas para este. Quanto ao diodo  $D_1$  pode-se colocar que não haverá circulação de corrente por este devido ao valor nulo do indutor ressonante. O comportamento da corrente pelo diodo  $D_2$  será o mesmo, podendo também ser quantificado pelas expressões de (1.93) a (1.97).

*Esforços de tensão e corrente nos diodos retificadores  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ :*

A tensão refletida ao enrolamento secundário assume valores diferentes em  $D.T_s$  e  $D'.T_s$ , devido aos diferentes níveis de tensão de magnetização e desmagnetização aplicadas sobre o primário do transformador. Com a configuração do circuito secundário do conversor FGA2 isolado, tem-se que:

$$V_{Dr1pk} = \frac{V_e \cdot D}{n \cdot D'} \quad (1.239)$$

$$V_{Dr2pk} = \frac{V_e}{n} \quad (1.240)$$

Considerando a corrente de saída constante e sem ondulações, pode-se afirmar que os esforços de corrente são obtidos com as mesmas expressões referentes ao primeiro conversor, de (1.100) a (1.103).

### **B) Esforços considerando a presença de $L_r$ :**

Conforme verificado no item 1.3.1, existirá pela indutância magnetizante uma corrente de valor médio nulo caso o indutor ressonante seja desconsiderado.

Adicionando  $L_r$ , haverá uma queda no valor desta corrente média e conseqüente mudança nos níveis de corrente conduzidos pelos interruptores.

Para determinar o valor da corrente média pela indutância magnetizante ( $I_{mmd}$ ) em função do indutor  $L_r$ , faz-se a mesma análise aplicada ao primeiro conversor, agora analisando as formas de onda expostas na Fig. 1.31.(b), condizentes com as etapas de operação do conversor descritas no item 1.3.2.

*Corrente média pela indutância magnetizante no intervalo  $D' \cdot T_s$  ( $I_{mmd}(D')$ ):*

No intervalo  $D' \cdot T_s$ , em regime permanente (sem transitórios), a corrente média por  $L_r$  (soma das correntes por  $C_1$  e  $C_2$ ) é nula. Porém, analisando a Fig. 1.31(b), nota-se que a corrente média pelo primário ( $I_{pmd}$ ) terá um valor maior que zero devido à transição de corrente durante o intervalo  $\Delta t_2$ . Portanto a corrente média pela indutância magnetizante também não será nula.

$$I_{mmd}(D') = -I_{pmd}(D') = -\frac{I_o'}{2} \cdot \frac{\Delta t_2}{D' \cdot T_s} \quad (1.241)$$

Onde  $\Delta t_2$  representa o intervalo de desmagnetização do indutor ressonante ( $t_4 - t_1$ ):

$$\Delta t_2 = \frac{I_o' \cdot L_r \cdot D'}{V_e \cdot D} \quad (1.242)$$

Substituindo (1.242) em (1.241):

$$I_{mmd}(D') = \frac{I_o'^2 \cdot L_r \cdot f_s}{2 \cdot V_e \cdot D} \quad (1.243)$$

Salienta-se que a corrente que circula pela fonte de entrada durante o intervalo  $D' \cdot T_s$  é a mesma que circula pelo capacitor  $C_2$ , sendo portanto de valor médio nulo.

*Corrente média pela indutância magnetizante no intervalo  $D \cdot T_s$  ( $I_{mmd}(D)$ ):*

Como a corrente média pela fonte de entrada durante o intervalo  $D' \cdot T_s$  é nula (não há transferência de energia), tem-se que durante o intervalo  $D \cdot T_s$  a corrente média pelo indutor ressonante ( $I_{Lrmd}(D)$ ) pode ser obtida pela relação entre as potências de entrada e saída do conversor, sendo considerado também o rendimento da planta ( $\eta$ ):

$$I_{Lrmd}(D) = \frac{P_o}{V_e \cdot \eta \cdot D} \quad (1.244)$$

Da Fig. 1.31(b), tem-se a corrente média pelo enrolamento primário no intervalo  $D \cdot T_s$ :

$$I_{pmd}(D) = \frac{I_o' \cdot \Delta t_1}{2 \cdot D \cdot T_s} + \frac{(D \cdot T_s - \Delta t_1)}{D \cdot T_s} \cdot I_o' \quad (1.245)$$

Substituindo (1.221) em (1.245):

$$I_{pmd}(D) = I_o' \cdot \left( 1 - \frac{I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{2 \cdot V_e \cdot D} \right) \quad (1.246)$$

Por Kirchoff, determina-se a corrente média pela magnetizante no intervalo  $D \cdot T_s$ :

$$I_{mmd}(D) = I_{Lrmd}(D) - I_{pmd}(D) = \frac{P_o}{V_e \cdot \eta \cdot D} - I_o' \cdot \left( 1 - \frac{I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{2 \cdot V_e \cdot D} \right) \quad (1.247)$$

*Corrente média pela ind. magnetizante em um período de comutação ( $I_{mmd}$ ):*

A corrente média pela indutância magnetizante em um período de comutação é então definida somando as parcelas expressas em (1.243) e (1.246):

$$I_{mmd} = I_{mmd}(D') \cdot D' + I_{mmd}(D) \cdot D \quad (1.248)$$

$$I_{mmd} = \frac{P_o}{V_e \cdot \eta} + I_o' \cdot \left[ \frac{I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{2 \cdot V_e \cdot D} \cdot (2 \cdot D - 1) - D \right] \quad (1.249)$$

Substituindo  $P_o$  por  $V_o' \cdot I_o'$  na equação (1.249):

$$I_{mmd} = I_o' \cdot \left[ \frac{V_o'}{V_e \cdot \eta} + (1 - 2 \cdot D) \cdot \left( 1 - \frac{2 \cdot I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot D} \right) \right] \quad (1.250)$$

Onde  $V_o'$  é substituído em (1.250) pelo valor obtido da expressão do ganho estático (1.228) que considera as perdas decorrentes da presença do indutor ressonante:

$$I_{mmd} = I_o' \cdot \left[ \frac{I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e} \cdot \left( 1 - \frac{1}{2 \cdot D} - \frac{\gamma}{\eta} \right) - D \cdot \left( 1 - \frac{\gamma}{\eta} \right) \right] \quad (1.251)$$

Verifica-se a dependência desta corrente com o valor da indutância ressonante. Igualando  $L_r$  à zero e considerando um rendimento unitário, tem-se que  $I_{mmd}=0$ .

*Ondulação de corrente pela indutância magnetizante:*

Conforme Fig. 1.31(b), o intervalo de tempo em que há tensão sendo aplicada sobre  $L_m$  é função do valor da indutância  $L_r$  devido às transições de corrente por este. Portanto a ondulação de corrente pela indutância magnetizante é assim definida:

$$\Delta I_m = \frac{V_e \cdot \gamma}{L_m} \cdot (D \cdot T_s - \Delta t_1) \quad (1.252)$$

Substituindo (1.221) em (1.252):

$$\Delta I_m = \frac{V_e \cdot \gamma}{L_m} \cdot \left( \frac{D}{f_s} - \frac{I_o' \cdot L_r}{V_e} \right) \quad (1.253)$$

Tendo a corrente média e a ondulação de corrente por  $L_m$ , pode-se determinar o valor de pico e mínimo de corrente pela indutância magnetizante.

Para facilitar o equacionamento faz-se  $\Delta t_1 = \Delta t_2$ .

$$I_{m\ pk} = I_{m\ md} + \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.254)$$

$$I_{m\ min} = I_{m\ md} - \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.255)$$

Este novo valor da corrente média pela indutância magnetizante e a ondulação em torno deste, irá provocar os comportamentos de corrente pelos interruptores conforme demonstra a Fig. 1.31(b). O equacionamento dos esforços será similar ao feito para o conversor FGA1, salientando que os níveis de corrente pela indutância magnetizante são expressos pelas equações de (1.251) a (1.255).

*Esforços de corrente pelo interruptor principal  $S_1$ :*

Corrente de pico:

$$I_{S1\ pk} = I_{m\ md} + \frac{\Delta I_m}{2} + I_o' \quad (1.256)$$

Corrente média:

São inicialmente determinados os intervalos  $\Delta t_{S1a}$  e  $\Delta t_{S1b}$  indicados na Fig. 1.31(b):

$$\Delta t_{S1a} = I_{S1a} \cdot \frac{L_r}{V_e} \quad (1.257)$$

$$\Delta t_{S1b} = \frac{D}{f_s} - \Delta t_1 \quad (1.258)$$

Sendo  $I_{S1a}$  a corrente por  $S_1$  após o intervalo  $\Delta t_{S1a}$ :

$$I_{S1a} = I_o' + I_{m \min} \quad (1.259)$$

A corrente média por  $S_1$  é portanto definida:

$$I_{S1md} = \left( \frac{I_{S1a} \cdot \Delta t_{S1a}}{2} + I_{S1a} \cdot \Delta t_{S1b} + \frac{(I_{S1pk} - I_{S1a}) \cdot \Delta t_{S1b}}{2} \right) \cdot \frac{1}{T_s} \quad (1.260)$$

Corrente eficaz:

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_{S1a}} \left( \frac{V_e}{L_r} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{S1b}} \left( I_{S1a} + \frac{V_e \cdot \gamma}{L_m} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (1.261)$$

*Esforços de corrente pelo interruptor auxiliar  $S_2$ :*

Corrente de pico:

$$I_{S2pk} = \frac{\Delta I_m}{2} - I_{mmd} \quad (1.262)$$

Corrente média:

Define-se inicialmente o tempo total de condução de  $S_2$ :

$$\Delta t_{S2} = I_{S2pk} \cdot \frac{L_m \cdot D'}{V_e \cdot \gamma \cdot D} \quad (1.263)$$

A corrente média por  $S_2$  é portanto definida:

$$I_{S2md} = \frac{I_{S2pk} \cdot \Delta t_{S2} \cdot f_s}{2} \quad (1.264)$$

Corrente eficaz:

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_{S2}} \left( \frac{V_e \cdot \gamma \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \right)^2 dt} \quad (1.265)$$



*Esforços de corrente pelo diodo  $D_1$ :*

Corrente de pico:

$$I_{D1pk} = \frac{\Delta I_m}{2} - I_{mmd} \quad (1.266)$$

Corrente média:

Define-se inicialmente o tempo total de condução de  $D_1$ :

$$\Delta t_{D1} = I_{D1pk} \cdot \frac{L_r}{V_e} \quad (1.267)$$

A corrente média por  $D_1$  é portanto definida:

$$I_{D1md} = \frac{I_{D1pk} \cdot \Delta t_{D1} \cdot f_s}{2} \quad (1.268)$$

Corrente eficaz:

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_{D1}} \left( \frac{V_e}{L_r} \cdot t \right)^2 dt} \quad (1.269)$$

*Esforços de corrente pelo diodo  $D_2$ :*

Corrente de pico:

$$I_{D2pk} = I_{mmd} + \frac{\Delta I_m}{2} + I_o' \quad (1.270)$$

Corrente média:

É inicialmente determinado o intervalo  $\Delta t_{D2a}$  indicado na Fig. 1.31(b):

$$\Delta t_{D2a} = I_{D2a} \cdot \frac{L_m \cdot D'}{V_e \cdot \gamma \cdot D} \quad (1.271)$$

Sendo  $I_{D2a}$  a corrente por  $D_2$  após o intervalo  $\Delta t_{D2a}$ :

$$I_{D2a} = I_{mmd} + \frac{\Delta I_m}{2} \quad (1.272)$$

A corrente média por  $D_2$  é portanto definida:

$$I_{D2md} = \left[ \frac{I_o' \cdot \Delta t_2}{2} + I_{D2a} \cdot \left( \Delta t_2 + \frac{\Delta t_{D2a}}{2} \right) \right] \cdot f_s \quad (1.273)$$

Corrente eficaz:

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_2} \left( I_{D2pk} - \frac{V_e \cdot D}{L_r \cdot D'} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{D2a}} \left( I_{D2a} - \frac{V_e \cdot \gamma \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (1.274)$$

### 1.3.6 Ondulação de tensão nos capacitores de grampeamento $C_1$ e $C_2$

Considerando que  $C_1$  e  $C_2$  sejam do mesmo valor, a corrente  $i_{S2}(t)$  irá se dividir igualmente entre estes no intervalo  $\Delta t_{S2}$ . A partir desta corrente, chega-se ao valor da ondulação de tensão  $\Delta V_{C1}$ . Este equacionamento pode ser utilizado para a escolha inicial dos capacitores de grampeamento, uma vez que tais capacitâncias terão forte influência sobre a dinâmica do conversor conforme será visto em etapas posteriores.

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \cdot \int_0^{\Delta t_{S2}} \left( \frac{V_e \cdot \gamma \cdot D}{L_m \cdot D'} \cdot t \right) dt = \frac{V_e \cdot \gamma \cdot D}{2 \cdot C_1 \cdot L_m \cdot D'} \cdot \frac{\Delta t_{S2}^2}{2} \quad (1.275)$$

Isolando  $C_1$  em (1.275):

$$C_1 = C_2 = \frac{V_e \cdot \gamma \cdot D \cdot \Delta t_{S2}^2}{4 \cdot \Delta V_{C1} \cdot L_m \cdot D'} \quad (1.276)$$

### 1.3.7 Ondulação de corrente pelo indutor $L_o$ e de tensão sobre o capacitor $C_o$

O equacionamento das ondulações de corrente e tensão pelo filtro de saída são idênticos aos de um conversor *Buck*. A configuração do retificador de saída faz com que a tensão aplicada sobre o indutor  $L_o$  durante o intervalo  $D' \cdot T_s$  seja igual à tensão de saída, o que simplifica a análise.

Portanto pode-se determinar a ondulação de corrente por  $L_o$  apenas em função da diferença de tensão sobre este para o intervalo  $D' \cdot T_s - \Delta t_1$ :

$$\Delta I_{L_o} = \frac{V_{L_o} \cdot (D \cdot T_s - \Delta t_1)}{L_o} \quad (1.277)$$

Substituindo (1.221) em (1.277):

$$\Delta I_{L_o} = \frac{1}{L_o} \cdot \left( \frac{V_e}{n} \cdot \gamma - V_{Dr1(on)} - V_o \right) \cdot \left( \frac{D}{f_s} - \frac{I_o \cdot L_r}{n \cdot V_e} \right) \quad (1.278)$$

A ondulação de tensão sobre o capacitor de saída pode ser facilmente definida pela expressão (1.279) obtida de [6] caso os intervalos  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$  sejam desprezados, tornando o cálculo conservador:

$$\Delta V_{C_o} = \frac{\Delta I_{L_o}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_o} \quad (1.279)$$

### 1.3.8 Verificação por simulação

O conversor FGA com diodo de roda livre será simulado através do software PSpice para verificação e validação da análise teórica feita até então. Será dimensionado um exemplo simples do conversor com o equacionamento apresentado nos itens 1.3.3 e 1.3.4, sendo o circuito secundário refletido ao primário.

Serão apresentadas as formas de onda obtidas por simulação, alguns valores que comprovem a comutação suave de  $S_1$  e  $S_2$  e o ganho estático da estrutura. Em seguida, o mesmo conversor será simulado para diferentes valores da indutância ressonante  $L_r$ , com o intuito de verificar sua influência no valor da corrente média pela indutância magnetizante.

São dados do conversor a ser simulado:

Tensão de entrada:	$V_e = 420V$
Potência de saída:	$P_o = 400W$
Tensão de saída:	$V_o = 50V$
Frequência de comutação:	$f_s = 40kHz$
Indutância magnetizante do transformador:	$L_m = 1,5mH$
Relação de transformação:	$n = 2,5$
Capacitores paralelos aos interruptores $S_1$ e $S_2$ :	$C_{p1} = C_{p2} = 200pF$

Sem considerar as perdas no ganho por  $L_r$ , faz-se uma estimativa da razão cíclica:

$$D_o = \frac{V_o \cdot n}{V_e} = \frac{50 \cdot 2,5}{420} = 0,298 \quad (1.280)$$

Com este valor inicial de razão cíclica, determina-se a indutância ressonante necessária para a comutação ZVS no bloqueio de  $S_2$ , conforme equação (1.229):

$$L_r = 4 \cdot \left( \frac{L_m \cdot f_s}{D} \right)^2 \cdot 2 \cdot C_{p1}$$

$$L_r = 4 \cdot \left( \frac{1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3}{0,298} \right)^2 \cdot 2 \cdot 200 \cdot 10^{-12} = 64,8 \mu H \approx 65 \mu H \quad (1.281)$$

Será utilizado um tempo morto determinado a partir da equação (1.83):

$$t_m = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r \cdot 2 \cdot C_{p1}} = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{65 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 200 \cdot 10^{-12}} = 254 ns \approx 250 ns \quad (1.282)$$

A tensão e corrente de saída são obtidas:

$$V_o' = V_o \cdot n = 50 \cdot 2,5 = 125V \quad (1.283)$$

$$I_o' = \frac{P_o}{V_o \cdot n} = \frac{400}{50 \cdot 2,5} = 3,2A \quad (1.284)$$

Através da equação (1.228) pode-se determinar a tensão média de saída refletida ao primário, considerando a perda no ganho devido ao indutor  $L_r$ :

$$V_o' = V_e \cdot \left( D - \frac{I_o' \cdot L_r \cdot f_s}{V_e} \right) \cdot \gamma$$

$$V_o'_{(-)} = 420 \cdot \left( 0,298 - \frac{3,2 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{420} \right) \cdot \left( 1 - \frac{65 \cdot 10^{-6}}{1,5 \cdot 10^{-3}} \right) = 111,8V \quad (1.285)$$

O circuito simulado é demonstrado na Fig. 1.32, sendo seguido do arquivo de simulação gerado a partir do programa Microsim Schematics [5]:

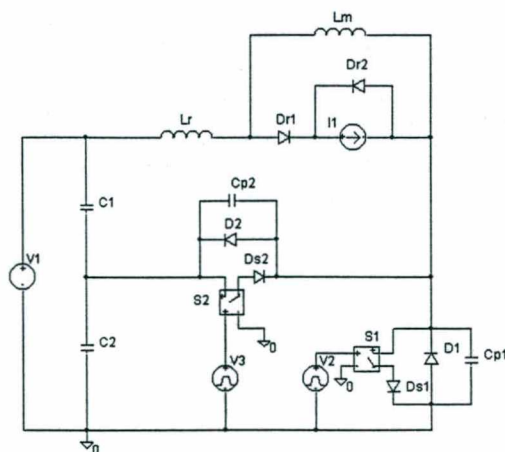


Fig. 1.32 – Esquemático do conversor simulado

\* Schematics Netlist \*

```

S_S2    $N_0002 $N_0003 $N_0001 0 S2
RS_S2   $N_0001 0 IG
.MODEL S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=1.0 Voff=0.0 Von=1.0
D_Ds2   $N_0003 $N_0004 Dbreak-X
S_S1    $N_0004 $N_0006 $N_0005 0 S1
RS_S1   $N_0005 0 IG
.MODEL S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=1.0 Voff=0.0 Von=1.0
D_Ds1   $N_0006 0 Dbreak-X
V_V1    $N_0007 0 DC 420 AC 0 0
D_D1    0 $N_0004 Dbreak-X
D_D2    $N_0004 $N_0002 Dbreak-X
D_Dr2   $N_0004 $N_0008 Dbreak-X
D_Dr1   $N_0009 $N_0008 Dbreak-X
I_I1    $N_0008 $N_0004 DC 3.2 AC 0 0
L_Lr    $N_0007 $N_0009 65uH
C_Cp2   $N_0002 $N_0004 200p
C_C2    $N_0002 0 500n IC=598
C_C1    $N_0007 $N_0002 500n IC=-178
L_Lm    $N_0009 $N_0004 1.5mH IC=-1
V_V2    $N_0005 0 DC 0 AC 0
+PULSE 0 15 0 5n 5n 7.45u 25u
C_Cp1   $N_0004 0 200p
V_V3    $N_0001 0 DC 0 AC 0
+PULSE 0 15 7.71u 5n 5n 17.02u 25u

```

Serão expostas na seqüência, algumas formas de onda obtidas para análise posterior:

A Fig. 1.33 mostra as correntes pelos interruptores do circuito primário:

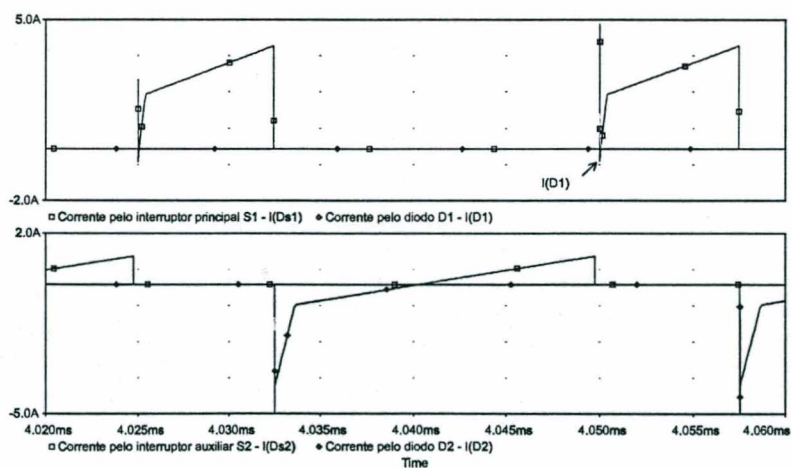
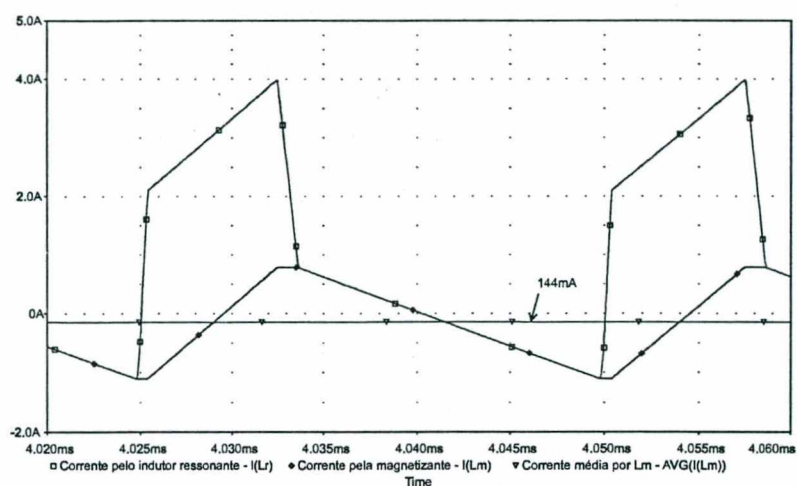
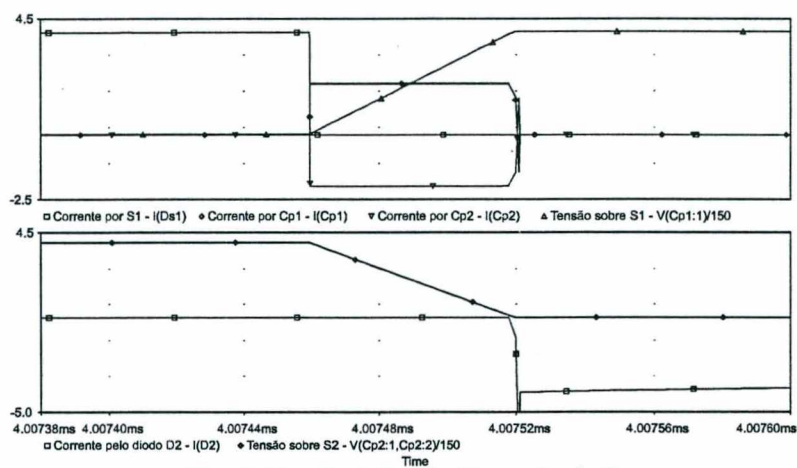


Fig. 1.33 – Correntes pelos elementos  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $D_1$  e  $D_2$

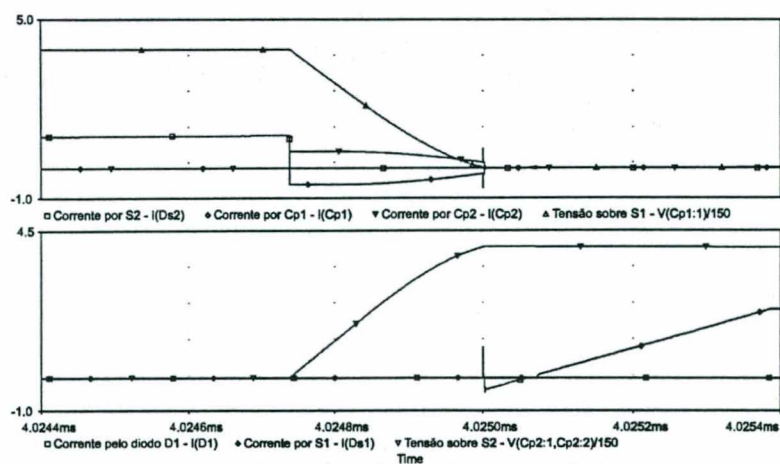
Na Fig. 1.34 é demonstrada a corrente pela ind. magnetizante e seu valor médio:



O bloqueio do interruptor principal é não-dissipativo conforme mostra a Fig. 1.35:



A Fig. 1.36 demonstra que o bloqueio do interruptor  $S_2$  também é não-dissipativo:



A Fig. 1.37 comprova os intervalos de tensão nula provocados por  $L_r$ :

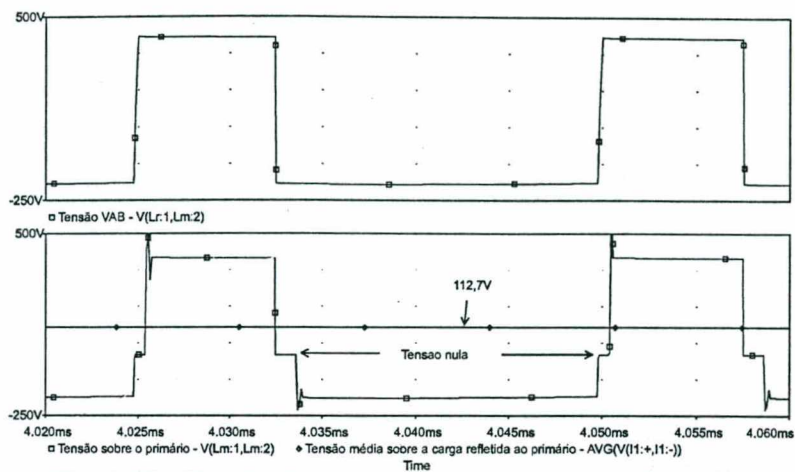


Fig. 1.37 – Tensão  $V_{AB}$ , sobre o primário e seu valor médio

Na Fig. 1.38 são demonstrados os esforços de tensão sobre  $S_1$  e  $S_2$ :

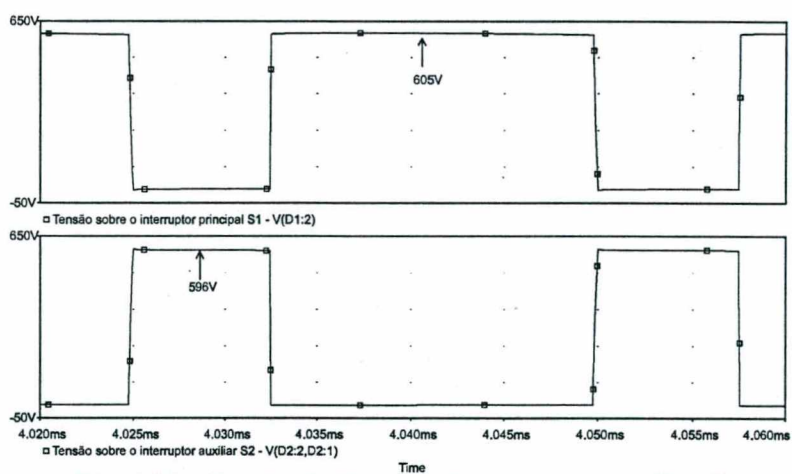


Fig. 1.38 – Tensão de bloqueio dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$

As correntes pelo circuito retificador de saída são demonstradas na Fig. 1.39:

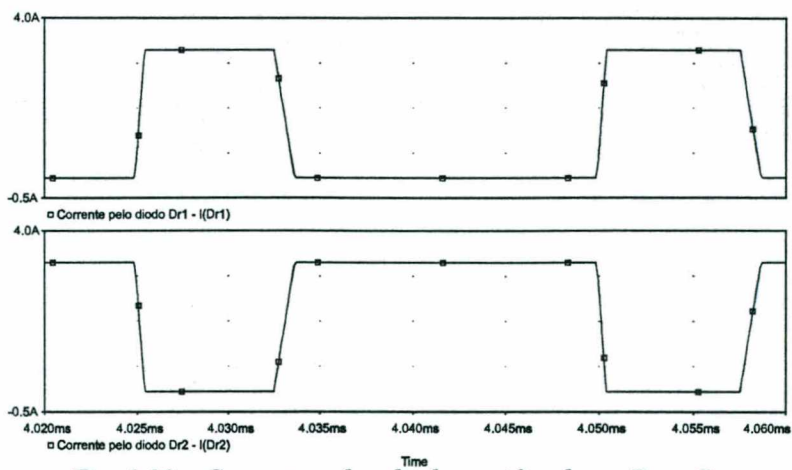


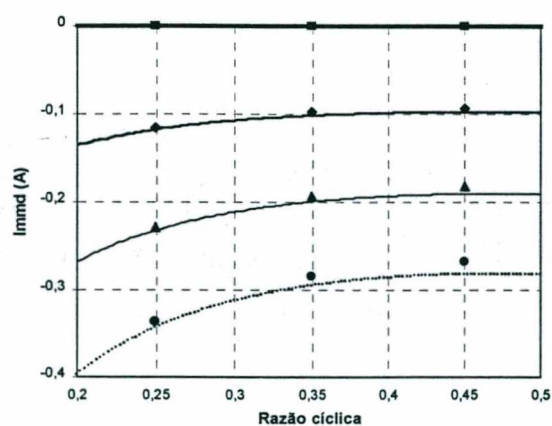
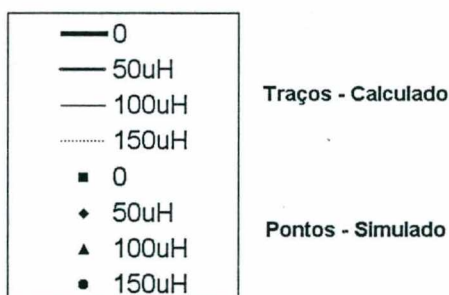
Fig. 1.39 – Corrente pelos diodos retificadores  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$



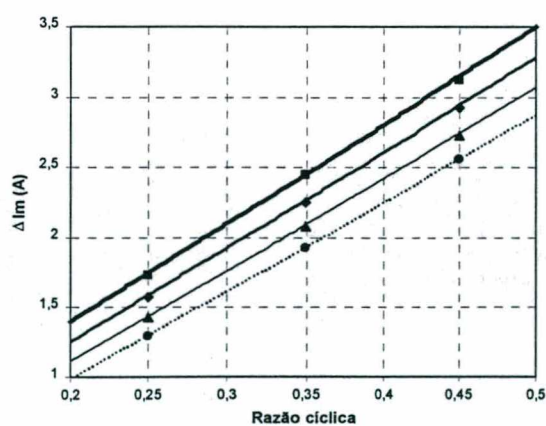
Os resultados da simulação confirmam a análise feita das etapas de operação. O bloqueio é não-dissipativo para ambos os interruptores; os intervalos de tensão nula sobre o primário devido à  $L_r$ , foram verificados. A perda no ganho do conversor foi confirmada, estando próximo ao calculado em (1.285).

Na seqüência são feitas novas simulações com o mesmo conversor, porém para diferentes valores de  $L_r$ . Desta forma, procura-se validar o equacionamento dos esforços, onde o valor de  $L_r$  irá alterar o valor da corrente média pela indutância magnetizante. Serão demonstrados os valores teóricos segundo as equações do item 1.3.5 (B) (valores representados pelas curvas) juntamente com os obtidos nas simulações (valores representados pelos pontos). Serão feitas simulações para 4 valores de  $L_r$  e 3 valores de razão cíclica de comando (25, 35 e 45%), mantendo-se a corrente de saída constante no valor determinado em (1.284).

Valores de  $L_r$ :



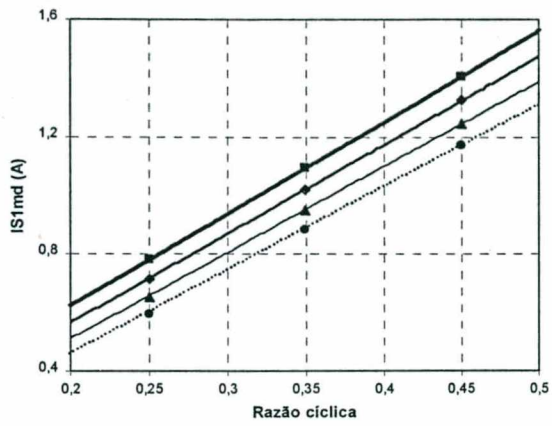
(a)



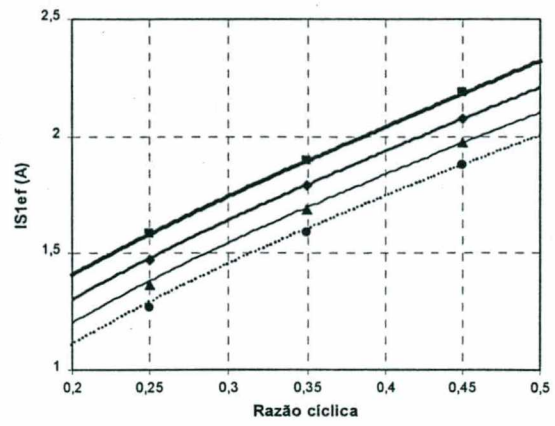
(b)

Fig. 1.40 – Corrente por  $L_m$ ; (a) valor médio, (b) ondulação de corrente

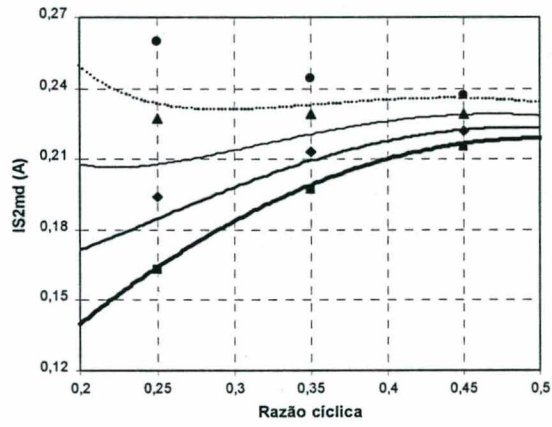




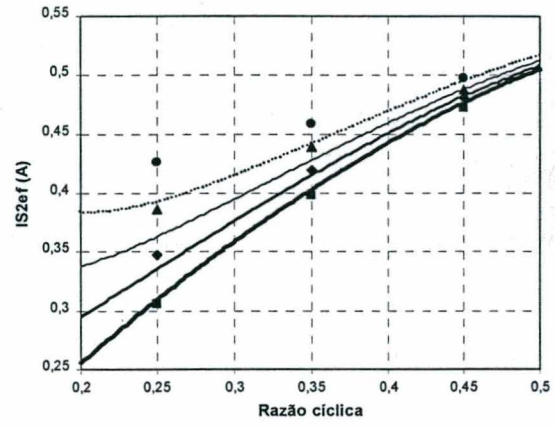
(a)



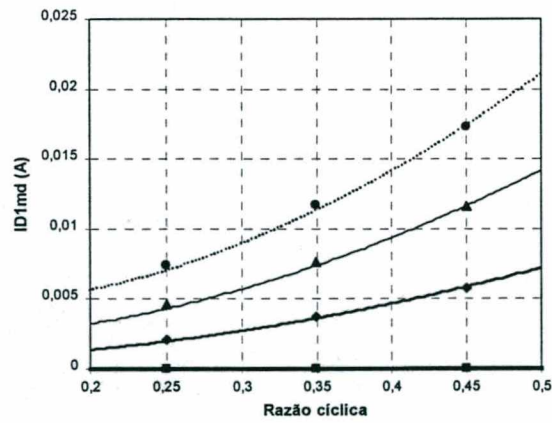
(b)



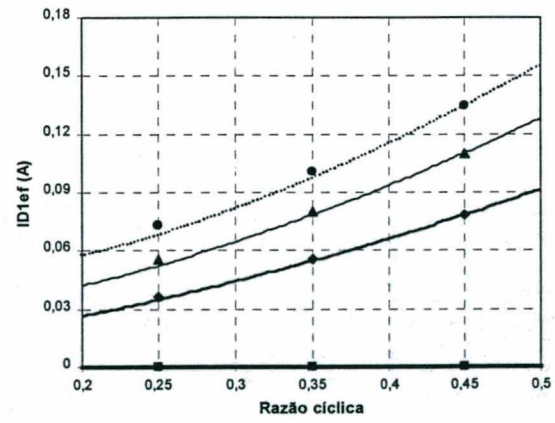
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig. 1.41 – Esforços de corrente:

- (a) Valor médio por  $S_1$ ,  
 (b) Valor eficaz por  $S_1$ ,  
 (c) Valor médio por  $S_2$ ,  
 (d) Valor eficaz por  $S_2$ ,  
 (e) Valor médio por  $D_1$ ,  
 (f) Valor eficaz por  $D_1$ .

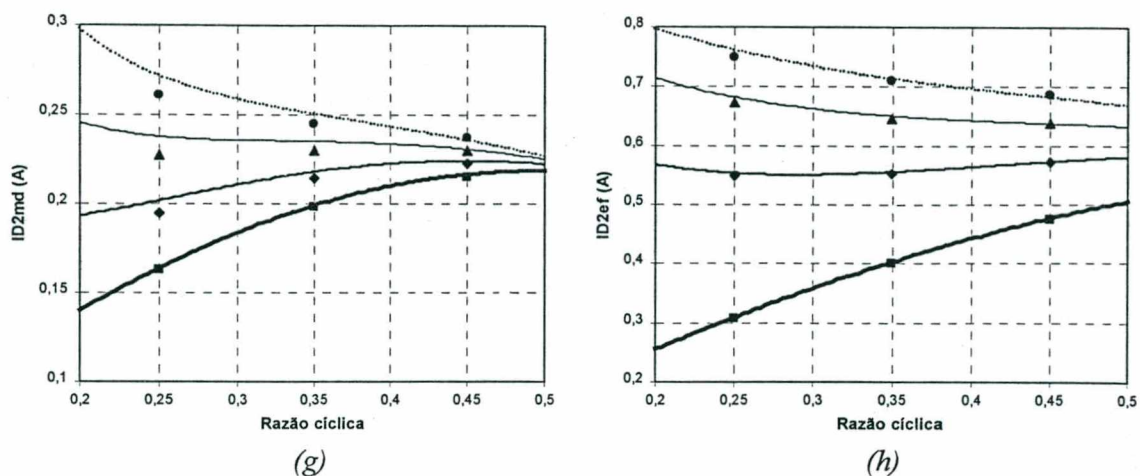


Fig. 1.41 – Esforços de corrente:

(g) Valor médio por  $D_2$ ,

(h) Valor eficaz por  $D_2$ .

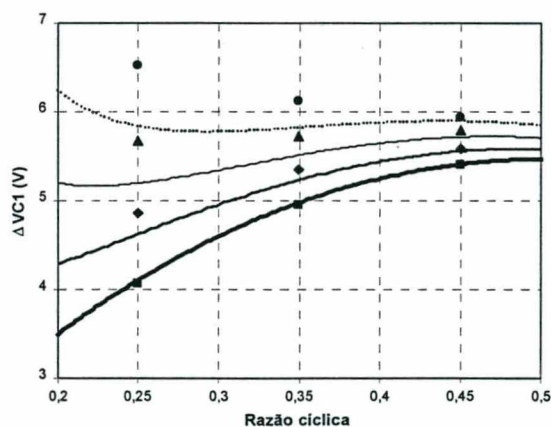


Fig. 1.42 – Ondulação de tensão sobre o capacitor de grampeamento  $C_1$

Os resultados de simulação demonstrados nas figuras de 1.40 a 1.42 comprovam o efeito da indutância ressonante sobre a corrente média pela indutância magnetizante do transformador. O erro encontrado para valores menores da razão cíclica é devido à simplificação feita no equacionamento, onde os intervalos  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$  são tidos como iguais para a obtenção das expressões de  $I_{mpk}$  (1.254) e  $I_{min}$  (1.255).

## 1.4 Conclusão

A análise teórica dos conversores Forward com Grampeamento Ativo com retificador de onda completa (com derivação central) e com retificador de meia-onda (com diodo de roda-livre), foi realizada neste capítulo.

Dos estudos realizados podem ser descritas as seguintes conclusões:

- A comutação suave do tipo ZVS é possível para o bloqueio de ambos os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , através da inclusão de uma indutância  $L_r$  que fará a carga e descarga dos capacitores paralelos à  $S_1$  e  $S_2$ . A situação crítica para a comutação suave está no bloqueio de interruptor de grampeamento, pois por este circula apenas a ondulação de corrente da indutância magnetizante do transformador. Esta conclusão é válida para os dois conversores analisados.

- A inclusão de  $L_r$  provoca perdas no ganho estático, sendo necessária uma compensação da razão cíclica de operação. Em ambos os conversores, esta perda se deve aos intervalos de tensão nula no primário do transformador e à queda de tensão sobre  $L_r$  quando ocorrem as etapas de transferência de energia à saída.

- Nos dois conversores, tem-se que a tensão de bloqueio sobre os interruptores sempre será igual ou maior que a tensão de entrada, o que limita a razão cíclica máxima de operação.

- Os esforços de corrente são dependentes do valor de  $L_r$  devido à alteração do valor da corrente média pela indutância magnetizante. O equacionamento feito foi confirmado para ambos os conversores através de simulações.

- A ondulação de tensão sobre o capacitor  $C_o$  e de corrente por  $L_o$  foram equacionadas. O comportamento destas grandezas é simplificado para o segundo conversor. Porém para o primeiro tem-se que a tensão aplicada sobre  $L_o$  no intervalo  $D'.T_s$  é dependente da razão cíclica, o que exige um equacionamento mais detalhado.



## 2. MODELAGEM DOS CONVERSORES FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO

### 2.1 Introdução

Este capítulo tem como objetivo a obtenção de modelos lineares para o equacionamento da função de transferência  $G_p(S)$  dos conversores Forward com Grampeamento Ativo em estudo, tendo-se a intenção de controlar a corrente de saída através da ação sobre a razão cíclica.

O método para a obtenção dos modelos será baseado no modelo da chave PWM de Vorpèrian [7], acrescido de elementos lineares originados do conhecimento prévio do comportamento dos conversores, obtido através de simulações numéricas [5].

Aplicando este método, e realizando a análise do circuito equivalente, encontra-se a função de transferência que irá descrever o comportamento da grandeza de saída com a aplicação de uma perturbação em uma das grandezas de entrada. Neste caso, tem-se como objetivo analisar o comportamento da corrente de saída do conversor operando em modo de condução contínua, com a aplicação de perturbações de pequena amplitude e frequência na razão cíclica de controle.

Através do método da chave PWM é possível incluir na função de transferência um maior detalhamento da resposta, considerando as não-idealidades do circuito. São grandezas como a resistência série de indutores e interruptores. Porém, como a análise a ser feita neste trabalho tem como objeto de estudo um conversor idealizado, tais grandezas, senão a resistência série do capacitor de filtro, não serão incluídas.

Cada comportamento indicado pelas funções de transferência obtidas, será por fim comparado com os resultados das simulações tidos como equivalentes ao caso real. O resultado final será analisado na conclusão do capítulo de uma forma genérica a fim de prover uma base segura para a compensação do conversor, apontando previamente as características relevantes da planta.

## 2.2 Modelagem do conversor FGA com derivação central

### 2.2.1 Determinação da Função de Transferência da planta - $G_p(S)$

O conversor FGA com derivação central do enrolamento secundário terá suas etapas de operação simplificadas em apenas duas de maior importância, o que facilitará a análise. Serão desconsideradas as etapas ressonantes e de magnetização e desmagnetização do indutor  $L_r$ . São as seguintes etapas principais, onde há a transferência de energia à saída:

*1ª etapa:* condução do interruptor  $S_1$  e do diodo retificador  $D_{r1}$ , sendo aplicado sobre o filtro de saída, a tensão de entrada refletida ao secundário;

*2ª etapa:* condução de  $S_2$  e do diodo retificador  $D_{r2}$ , sendo aplicado sobre o filtro de saída, a tensão de grampeamento existente sobre  $C_1$  refletida ao secundário.

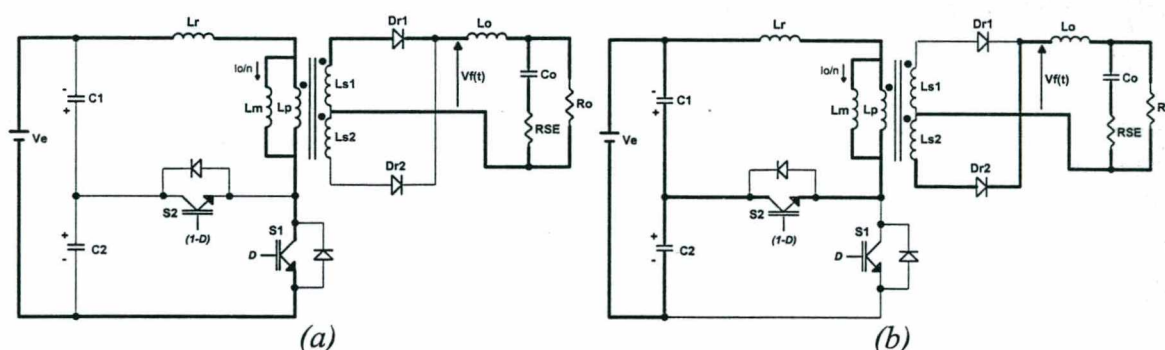


Fig. 2.1 – Estados topológicos considerados para a obtenção do modelo (a) 1ª etapa (b) 2ª etapa

Fazendo esta simplificação, a tensão  $V_f(t)$  sobre o filtro de saída pode ser representada por dois níveis de tensão conforme mostra a Fig. 2.2:

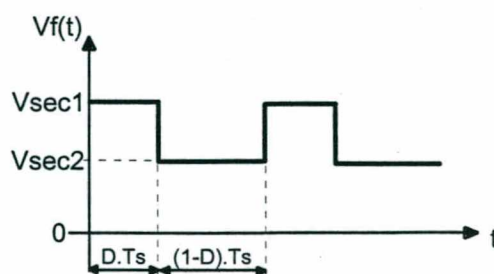


Fig. 2.2 – Tensão sobre o filtro de saída

Os níveis  $V_{sec1}$  e  $V_{sec2}$  são dados por (2.1) e (2.2):

$$V_{sec1} = \frac{V_e \cdot \gamma}{n} \quad (2.1)$$

$$V_{sec2} = \frac{V_e \cdot \gamma}{n} \cdot \frac{D}{D'} \quad (2.2)$$

Verifica-se que os dois níveis de tensão são independentes entre si, o que permite a análise do conversor como sendo composto de dois circuitos, conforme análise apresentada por [8]. Cada circuito é representado por um conversor abaixador sendo os comandos complementares, como mostra a Fig. 2.3.

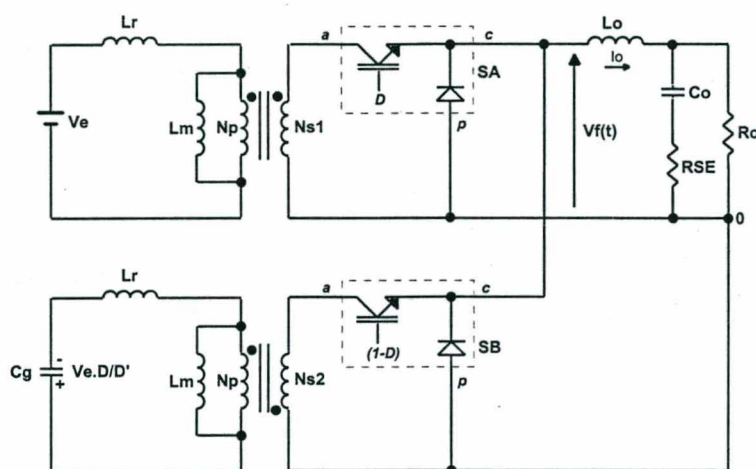


Fig. 2.3 – Circuito equivalente composto por dois conversores abaixadores

O ganho estático de cada conversor da Fig. 2.3 corresponde à metade do ganho estático do conversor completo, respeitando o próprio equilíbrio de fluxo magnético do transformador:

$$V_f(SA) = D \cdot \frac{V_e \cdot \gamma}{n} \quad (2.3)$$

$$V_f(SB) = D' \cdot \frac{V_e \cdot \gamma \cdot D}{n \cdot D'} \quad (2.4)$$

Aplicando o modelo da chave PWM ao circuito da Fig. 2.3, parte-se para a determinação da função de transferência. Considerando a tensão de entrada ausente de perturbações, esta é retirada do circuito linear obtido. No entanto, tal ação não pode ser tomada para o circuito que representa a segunda etapa, uma vez que a dinâmica do capacitor de grampeamento equivalente  $C_g$  é de interesse.



Se esta dinâmica fosse desconsiderada, a função de transferência resultante seria idêntica, a não ser pelo ganho estático, a de um conversor abaixador onde a resposta em frequência seria influenciada basicamente pelo filtro de saída.

A Fig. 2.4 mostra o circuito linear com o modelo da chave PWM para modo de condução contínua. O indutor ressonante é refletido ao secundário, e a tensão sobre o capacitor de grameamento é representada por uma fonte dependente da frequência da perturbação.

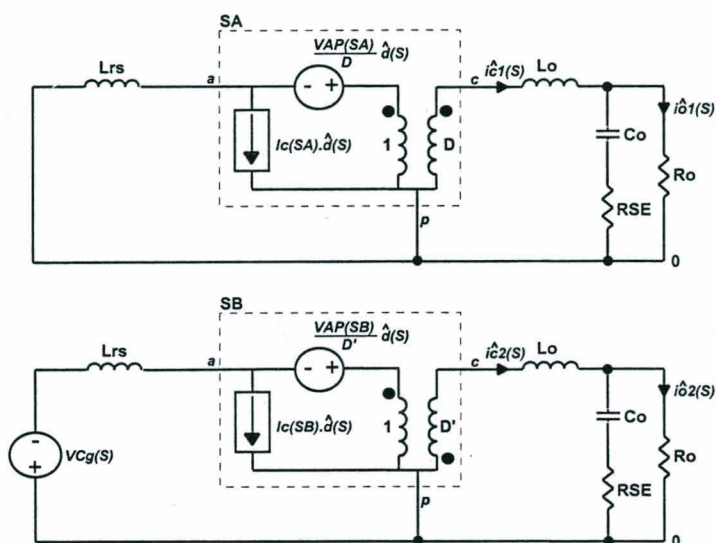


Fig. 2.4 – Substituição pelo modelo da chave PWM

Os termos de tensão e corrente do modelo para operação em regime permanente (sem transitórios) são obtidos analisando a Fig. 2.3:

$$V_{AP}(SA) = \frac{V_e \cdot \gamma}{n} \quad (2.5)$$

$$V_{AP}(SB) = \frac{V_e \cdot \gamma}{n} \cdot \frac{D}{D'} \quad (2.6)$$

$$I_c(SA) = I_o \quad (2.7)$$

$$I_c(SB) = I_o \quad (2.8)$$

Como cada conversor abaixador está conectado na mesma carga, faz-se uma análise por superposição, onde cada um irá ter um comportamento distinto frente à perturbação na razão cíclica. A resposta em frequência total do conversor FGA com

derivação central será portanto, a soma destes dois comportamentos, conforme expressão (2.9):

$$G_p(S) = \frac{i\hat{o}(S)}{\hat{d}(S)} = \frac{i\hat{o}1(S)}{\hat{d}(S)} + \frac{i\hat{o}2(S)}{\hat{d}(S)} \quad (2.9)$$

O comportamento da tensão sobre o capacitor de grampeamento foi obtido através de simulações do conversor. Através destas simulações, verificou-se que a tensão sobre o capacitor acompanha as perturbações na razão cíclica até uma certa frequência, ocorrendo a partir de então, a atenuação acentuada da oscilação. Acima desta frequência, a tensão sobre o capacitor de grampeamento não acompanha mais as perturbações de razão cíclica, levando à conclusão de que a perturbação na tensão de saída passa a ser inexistente.

Para demonstrar o comportamento colocado, são apresentados na seqüência, resultados de simulação para um conversor FGA com as seguintes características:

Tensão de entrada:	$V_e = 415V$
Corrente de saída:	$I_o = 12,6A$
Razão cíclica:	$D = 0,3812$
Frequência de comutação:	$f_s = 40kHz$
Perturbação sobre a razão cíclica:	$\Delta D = 5\%$ de $D = 0,01906$

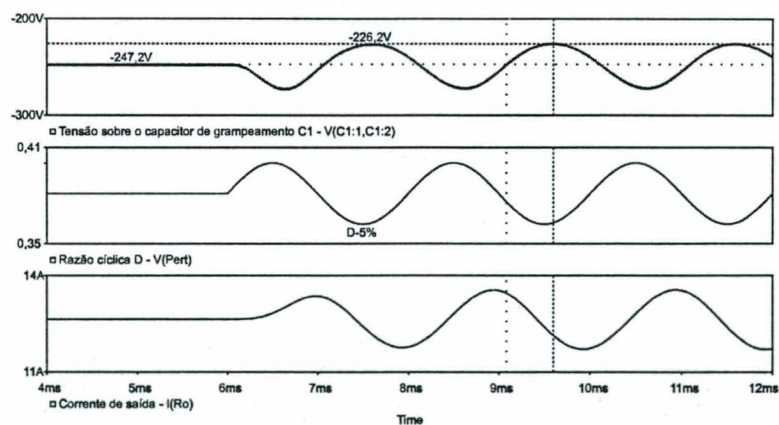


Fig. 2.5 – Oscilação da tensão de grampeamento para uma perturbação de 500Hz

Aplicando uma perturbação em baixa frequência (500Hz), observa-se pela Fig. 2.5, que a tensão de grampeamento acompanha a variação da razão cíclica de acordo com a expressão (1.4). Conclui-se que este capacitor se comporta como uma fonte de tensão variável de maneira proporcional à razão cíclica.



Aplicando a expressão (1.4) para este caso, tem-se:

$$V_{C1} = V_e \cdot \frac{D}{1-D} = 415 \cdot \frac{0,3812}{1-0,3812} = 255,6V \quad (2.10)$$

O valor teórico desta tensão considerando a perturbação em  $D$  vale:

$$V_{C1min} = V_e \cdot \frac{D - \Delta D}{1 - (D - \Delta D)} = 415 \cdot \frac{0,3812 - 0,01906}{1 - (0,3812 - 0,01906)} = 235,6V \quad (2.11)$$

Portanto a variação da tensão de grampeamento é de:

$$\Delta V_{C1} = V_{C1} - V_{C1min} = 255,6 - 235,6 = 20V \quad (2.12)$$

Valor que é confirmado pelos resultados apresentados na Fig. 2.5:

$$\Delta V_{C1simulado} = 247,2 - 226,2 = 21V \quad (2.13)$$

Simulando o mesmo conversor, porém aplicando uma perturbação de razão cíclica numa frequência mais elevada ( $5kHz$ ), procura-se demonstrar o efeito do capacitor de grampeamento sobre a dinâmica do conversor. O resultados são expostos na Fig. 2.6:

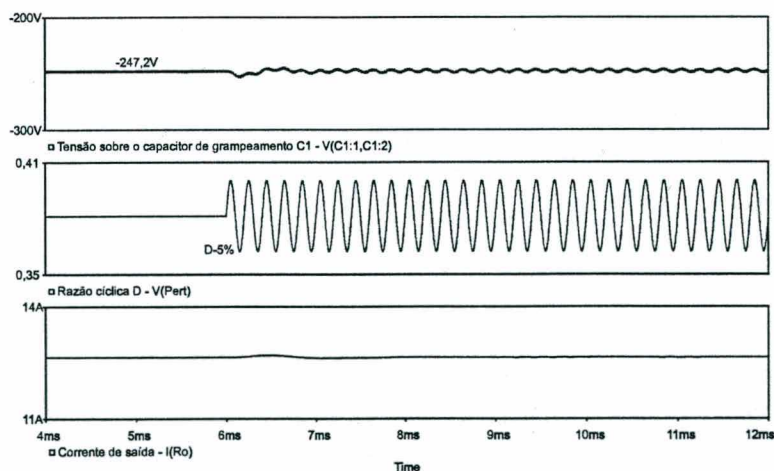


Fig. 2.6 - Oscilação da tensão de grampeamento para uma perturbação de  $5kHz$

Da Fig. 2.6 pode-se concluir que acima de determinada frequência, a tensão sobre o capacitor de grampeamento não sofre as mesmas variações da razão cíclica. Desta forma, a perturbação na saída passa a ser atenuada.

O comportamento dinâmico do conversor para perturbações de razão cíclica foi determinado através destas simulações. Variando a frequência da perturbação, foram traçados os diagramas de Bode para ganho e fase, o que levou à determinação de um

modelo linear que representasse a dinâmica da tensão de grampeamento. Na Fig. 2.7, a fonte de tensão  $V_{Cg}(S)$  é substituída pelo circuito que descreve a dinâmica determinada pelas simulações. Os elementos  $C_{gs}$  e  $L_{ms}$  representam a capacitância de grampeamento e a indutância magnetizante refletidas ao lado secundário.

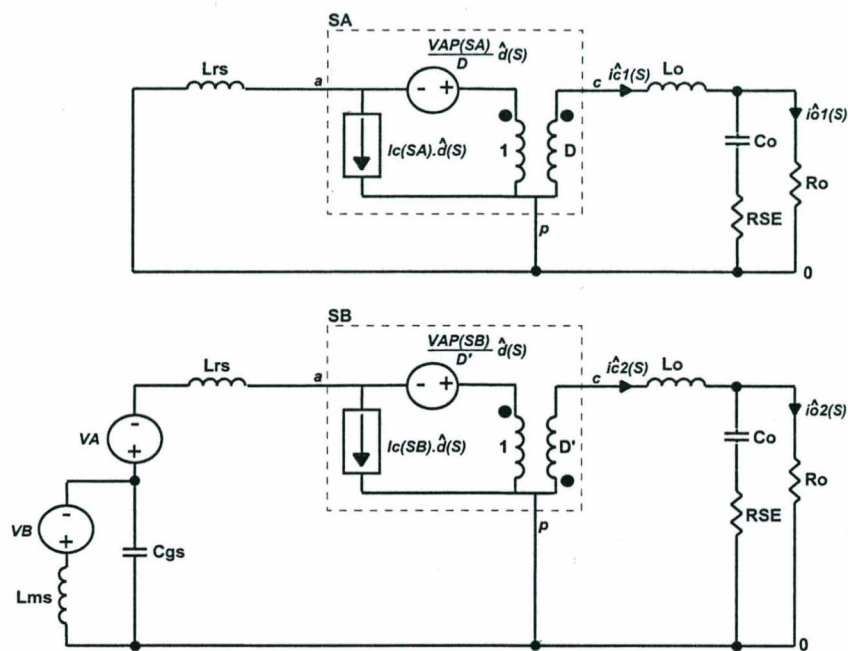


Fig. 2.7 – Circuito linear para obtenção da função de transferência

$$L_{rs} = \frac{L_r}{n^2} \quad (2.14)$$

$$L_{ms} = \frac{L_m}{n^2} \quad (2.15)$$

$$C_{gs} = C_g \cdot n^2 \quad (2.16)$$

Percebe-se que o comportamento da tensão de grampeamento frente à perturbações de razão cíclica está relacionado ao valor da capacitância  $C_g$  e à indutância magnetizante  $L_m$ . As fontes de tensão  $V_A$  e  $V_B$  são dadas pelas seguintes expressões:

$$V_A = \frac{V_e \cdot \gamma}{n} \cdot \frac{D}{D'^2} \cdot \hat{d}(S) \quad (2.17)$$

$$V_B = \frac{V_e \cdot \gamma}{n} \cdot \frac{1}{D'} \cdot \hat{d}(S) \quad (2.18)$$

Com estes valores de  $V_A$  e  $V_B$ , tem-se que para perturbações em baixa frequência, o conversor abaixador correspondente à segunda etapa tem um ganho equivalente à metade do ganho estático do conversor completo. Com a elevação da frequência, o ganho deste passa a ser nulo.

Equacionando o circuito linear da Fig. 2.7, são determinadas as funções de transferência de cada conversor:

$$\frac{i\hat{o}1(S)}{\hat{d}(S)} = K_1 \cdot \frac{(A_i \cdot S^2 + B_i \cdot S + 1)}{(C_i \cdot S^2 + D_i \cdot S + 1)} \quad (2.19)$$

$$\frac{i\hat{o}2(S)}{\hat{d}(S)} = K_2 \cdot \frac{(E_i \cdot S^6 + F_i \cdot S^5 + G_i \cdot S^4 + H_i \cdot S^3 + I_i \cdot S^2 + J_i \cdot S + 1)}{(L_i \cdot S^6 + M_i \cdot S^5 + N_i \cdot S^4 + O_i \cdot S^3 + P_i \cdot S^2 + Q_i \cdot S + 1)} \quad (2.20)$$

Onde os termos  $K_1$  e  $K_2$  representam o ganho estático de cada um:

$$K_1 = K_2 = \frac{V_e \cdot \gamma \cdot \delta_1}{R_o \cdot n} \quad (2.21)$$

Sendo  $\delta_1$  uma compensação referente às perdas no ganho estático provocadas pelos intervalos de tensão nula sobre o primário ( $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$ ):

$$\delta_1 = 1 - \frac{2 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n \cdot D} \quad (2.22)$$

Os termos de  $A_i$  à  $Q_i$  são dados pelas seguintes expressões:

$$A_i = \frac{-I_o \cdot n \cdot RSE \cdot C_o \cdot L_{rs}}{V_e \cdot \gamma} \quad (2.23)$$

$$B_i = RSE \cdot C_o - \frac{I_o \cdot n \cdot D \cdot L_{rs}}{V_e \cdot \gamma} \quad (2.24)$$

$$C_i = \left(1 + \frac{RSE}{R_o}\right) \cdot C_o \cdot (L_o + D^2 \cdot L_{rs}) \quad (2.25)$$

$$D_i = RSE \cdot C_o + \frac{(L_o + D^2 \cdot L_{rs})}{R_o} \quad (2.26)$$

$$E_i = \frac{I_o \cdot n \cdot D' \cdot RSE \cdot C_o \cdot L_{rs} \cdot (L_{ms} \cdot C_{gs})^2}{V_e \cdot \gamma} \quad (2.27)$$

$$F_i = \frac{I_o \cdot n \cdot D' \cdot L_{rs} \cdot (L_{ms} \cdot C_{gs})^2}{V_e \cdot \gamma} \quad (2.28)$$

$$G_i = \frac{I_o \cdot n \cdot D' \cdot RSE \cdot C_o \cdot L_{ms} \cdot C_{gs} \cdot (2 \cdot L_{rs} - L_{ms})}{V_e \cdot \gamma} \quad (2.29)$$

$$H_i = L_{ms} \cdot C_{gs} \cdot \left[ RSE \cdot C_o + \frac{I_o \cdot n \cdot D' \cdot (2 \cdot L_{rs} - L_{ms})}{V_e \cdot \gamma} \right] \quad (2.30)$$

$$I_i = L_{ms} \cdot C_{gs} + \frac{I_o \cdot n \cdot D' \cdot RSE \cdot C_o \cdot (L_{rs} - L_{ms})}{V_e \cdot \gamma} \quad (2.31)$$

$$J_i = RSE \cdot C_o + \frac{I_o \cdot n \cdot D' \cdot (L_{rs} - L_{ms})}{V_e \cdot \gamma} \quad (2.32)$$

$$L_i = \frac{(R_o + RSE) \cdot C_o \cdot (L_{ms} \cdot C_{gs})^2 \cdot (L_o + D' \cdot L_{rs})}{R_o} \quad (2.33)$$

$$M_i = (L_{ms} \cdot C_{gs})^2 \cdot \left( RSE \cdot C_o + \frac{L_o + D' \cdot L_{rs}}{R_o} \right) \quad (2.34)$$

$$N_i = L_{ms} \cdot C_{gs} \cdot \left[ L_{ms} \cdot C_{gs} + \frac{(R_o + RSE) \cdot C_o \cdot (2 \cdot L_o + D' \cdot (2 \cdot L_{rs} - L_{ms}))}{R_o} \right] \quad (2.35)$$

$$O_i = L_{ms} \cdot C_{gs} \cdot \left[ 2 \cdot RSE \cdot C_o + \frac{2 \cdot L_o + D' \cdot (2 \cdot L_{rs} - L_{ms})}{R_o} \right] \quad (2.36)$$

$$P_i = 2 \cdot L_{ms} \cdot C_{gs} + \frac{(R_o + RSE) \cdot C_o \cdot (L_o + D' \cdot (L_{rs} - L_{ms}))}{R_o} \quad (2.37)$$

$$Q_i = RSE \cdot C_o + \frac{L_o + D' \cdot (L_{rs} - L_{ms})}{R_o} \quad (2.38)$$

Substituindo as expressões (2.19) e (2.20) em (2.9) tem-se a função de transferência final do conversor:

$$G_p(S) = \frac{i\hat{o}(S)}{\hat{d}(S)} = K_t \cdot \frac{(Z_8 \cdot S^8 + Z_7 \cdot S^7 + Z_6 \cdot S^6 + Z_5 \cdot S^5 + Z_4 \cdot S^4 + Z_3 \cdot S^3 + Z_2 \cdot S^2 + Z_1 \cdot S + 1)}{(P_8 \cdot S^8 + P_7 \cdot S^7 + P_6 \cdot S^6 + P_5 \cdot S^5 + P_4 \cdot S^4 + P_3 \cdot S^3 + P_2 \cdot S^2 + P_1 \cdot S + 1)} \quad (2.39)$$



O ganho estático do conversor ( $K_t$ ) será a soma dos ganhos de cada circuito ( $K_1$  e  $K_2$ ). Os polinômios de 8ª ordem identificam as frequências dos pólos e zeros do conversor. Os termos  $Z_n$  e  $P_n$  são descritos na seqüência:

$$K_t = K_1 + K_2 \quad (2.40)$$

$$Z_8 = (A_i \cdot L_i + E_i \cdot C_i)/2 \quad (2.41)$$

$$Z_7 = (A_i \cdot M_i + B_i \cdot L_i + E_i \cdot D_i + F_i \cdot C_i)/2 \quad (2.42)$$

$$Z_6 = (A_i \cdot N_i + B_i \cdot M_i + L_i + E_i + F_i \cdot D_i + G_i \cdot C_i)/2 \quad (2.43)$$

$$Z_5 = (A_i \cdot O_i + B_i \cdot N_i + M_i + F_i + G_i \cdot D_i + H_i \cdot C_i)/2 \quad (2.44)$$

$$Z_4 = (A_i \cdot P_i + B_i \cdot O_i + N_i + G_i + H_i \cdot D_i + I_i \cdot C_i)/2 \quad (2.45)$$

$$Z_3 = (A_i \cdot Q_i + B_i \cdot P_i + O_i + H_i + I_i \cdot D_i + J_i \cdot C_i)/2 \quad (2.46)$$

$$Z_2 = (A_i + B_i \cdot Q_i + P_i + I_i + J_i \cdot D_i + C_i)/2 \quad (2.47)$$

$$Z_1 = (B_i + Q_i + J_i + D_i)/2 \quad (2.48)$$

$$P_8 = C_i \cdot L_i \quad (2.49)$$

$$P_7 = C_i \cdot M_i + D_i \cdot L_i \quad (2.50)$$

$$P_6 = C_i \cdot N_i + D_i \cdot M_i + L_i \quad (2.51)$$

$$P_5 = C_i \cdot O_i + D_i \cdot N_i + M_i \quad (2.52)$$

$$P_4 = C_i \cdot P_i + D_i \cdot O_i + N_i \quad (2.53)$$

$$P_3 = C_i \cdot Q_i + D_i \cdot P_i + O_i \quad (2.54)$$

$$P_2 = C_i + D_i \cdot Q_i + P_i \quad (2.55)$$

$$P_1 = D_i + Q_i \quad (2.56)$$

## 2.2.2 Resultados teóricos da modelagem frente aos simulados

Os resultados das simulações para dois conversores, um idealizado e outro com grandezas adicionais, serão apresentados juntamente com os diagramas de Bode para ganho e fase determinados a partir da análise feita em 2.2.1. O diagrama do circuito simulado é apresentado na Fig. 2.8.

A perturbação de razão cíclica utilizada nas simulações é do tipo senoidal. Deve-se colocar que devido ao fato da função de transferência ter seus pólos e zeros dependentes de  $D$ , a amplitude das perturbações será limitada entre 1 e 5% da razão cíclica nominal. Os resultados de simulação são obtidos com a amplitude da perturbação da corrente de saída na frequência da perturbação, e sua fase em relação à senóide aplicada na razão cíclica.

No primeiro caso, é denominado conversor idealizado aquele em que as resistências dos interruptores são desprezíveis ( $1m\Omega$ ), os diodos são ideais e os elementos

para realizar a comutação suave estão ausentes ( $L_r$ ,  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ ). A resistência série do capacitor de filtro é mantida.

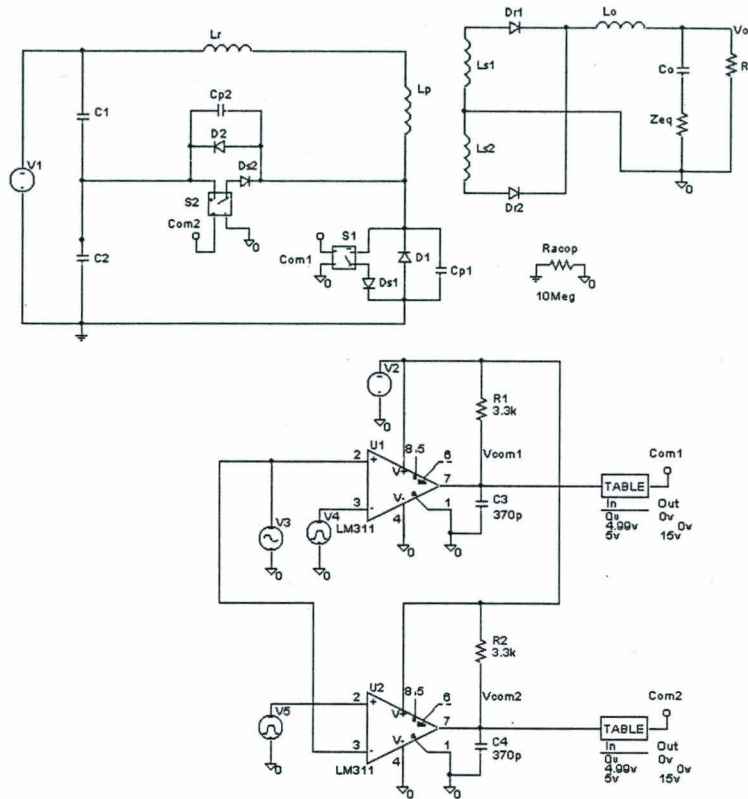


Fig. 2.8 – Circuito simulado para obtenção da dinâmica do conversor FGAI

No segundo caso, as simulações serão feitas com a presença dos capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ , e da indutância ressonante  $L_r$ . Serão utilizados modelos de diodos reais para  $D_1$  e  $D_2$  (MUR490) e a resistência de condução dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  será de  $1\Omega$ .

1º caso: Conversor idealizado.

São dados do conversor:

Tensão de entrada:	$V_e = 415V$
Corrente de saída:	$I_o = 13,1A$
Tensão de saída:	$V_o = 42V$
Frequência de comutação:	$f_s = 40kHz$
Indutância magnetizante do transformador:	$L_m = 1,4mH$
Relação de transformação:	$n = 5,67$
Capacitores de grampeamento:	$C_1 = C_2 = 2,2\mu F$
Indutor de filtro:	$L_o = 339\mu H$
Capacitor de filtro:	$C_o = 220\mu F$
Resistência série equivalente de $C_o$ :	$RSE = 60m\Omega$

A razão cíclica é determinada a partir da expressão (1.65), uma vez que não há perdas no ganho estático devido ao indutor ressonante:

$$D = \frac{V_o \cdot n}{2 \cdot V_e} = \frac{42 \cdot 5,67}{2 \cdot 415} = 0,287 \quad (2.57)$$

As figuras. 2.9 e 2.10 ilustram os resultados teóricos e simulados:

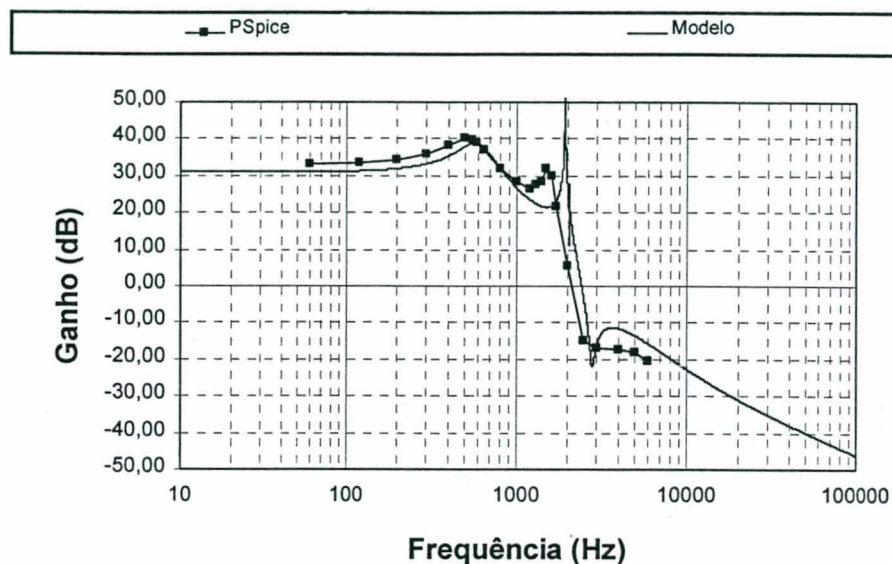


Fig. 2.9 – Diagrama de Bode para o ganho teórico e simulado

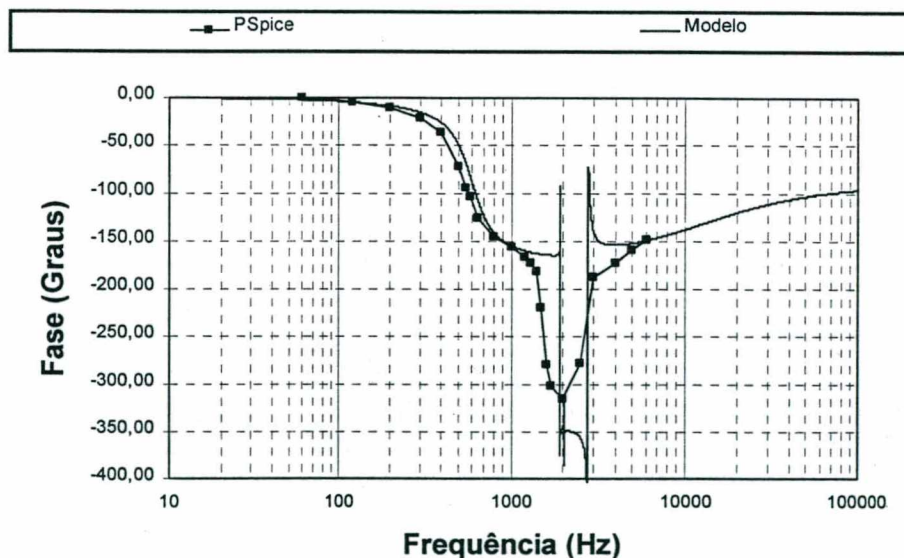


Fig. 2.10 – Diagrama de Bode para a fase teórica e simulada

Na tabela 2.1 estão expostas as frequências dos pólos e zeros do conversor segundo a função de transferência obtida:



Zeros (Hz)	Pólos (Hz)
$Z_a = \infty (L_r=0)$	$P_a = 609$
$Z_b = 12060$	$P_b = 609$
$Z_c = 592$	$P_c = 577$
$Z_d = 592$	$P_d = 577$
$Z_e = 2028$	$P_e = 2028$
$Z_f = 2028$	$P_f = 2028$
$Z_g = 2798$	$P_g = 1922$
$Z_h = 2798$	$P_h = 1922$

Tabela 2.1 – Frequências teóricas dos pólos e zeros da planta simulada

2º caso: Conversor real.

Os dados do conversor são os mesmos do primeiro caso, porém serão incluídas as capacitâncias  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ , e a indutância ressonante  $L_r$ :

$$\begin{aligned} \text{Capacitância paralela aos interruptores:} & C_{p1} = C_{p2} = 420 \text{ pF} \\ \text{Indutância ressonante:} & L_r = 109 \mu\text{H} \end{aligned}$$

A razão cíclica é obtida isolando-a na expressão (1.77), uma vez que há perdas devido ao indutor ressonante:

$$D = \frac{\frac{4 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s \cdot \gamma + V_o \cdot n}{V_e \cdot n} \cdot \gamma + \frac{V_o \cdot n}{V_e}}{2 \cdot \gamma} = \frac{\frac{4 \cdot 13,1 \cdot 109 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{415 \cdot 5,67} \cdot 0,922 + \frac{42 \cdot 5,67}{415}}{2 \cdot 0,922} = 0,36 \quad (2.58)$$

As figuras 2.11 e 2.12 ilustram os resultados teóricos e simulados:

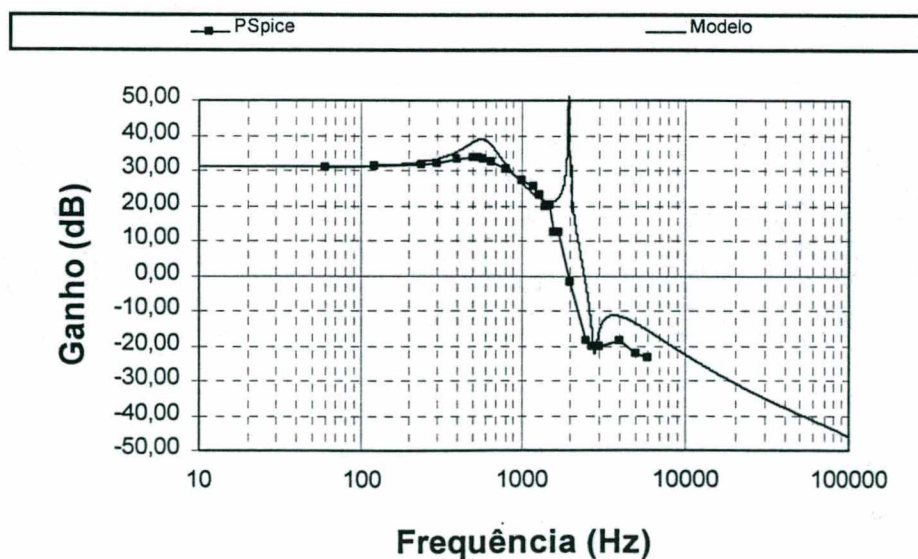


Fig. 2.11 – Diagrama de Bode para o ganho teórico e simulado



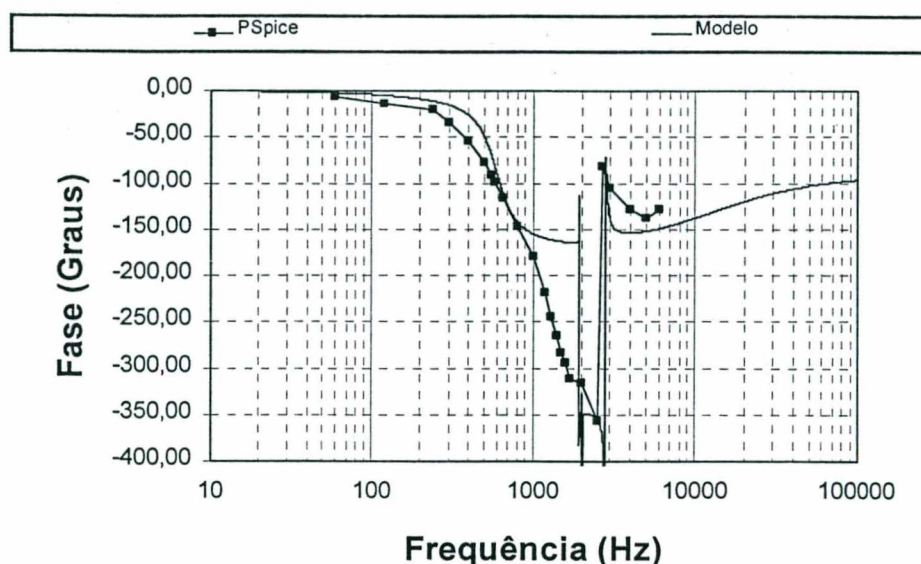


Fig. 2.12 – Diagrama de Bode para a fase teórica e simulada

Na tabela 2.2 estão expostas as frequências dos pólos e zeros do conversor segundo a função de transferência obtida:

Zeros (Hz)	Pólos (Hz)
$Z_a = 0,86M$	$P_a = 603$
$Z_b = 12060$	$P_b = 603$
$Z_c = 589$	$P_c = 577$
$Z_d = 589$	$P_d = 577$
$Z_e = 2028$	$P_e = 2028$
$Z_f = 2028$	$P_f = 2028$
$Z_g = 2801$	$P_g = 1934$
$Z_h = 2801$	$P_h = 1934$

Tabela 2.2 – Frequências teóricas dos pólos e zeros da planta simulada

## 2.3 Modelagem do conversor FGA com diodo de roda-livre

### 2.3.1 Determinação da Função de Transferência da planta – $G_p(S)$

A modelagem do conversor FGA com diodo de roda-livre será feita inicialmente de maneira similar ao conversor anterior. Também serão desconsideradas as etapas de ressonância e de magnetização e desmagnetização do indutor  $L_r$ . A obtenção da função de transferência que irá descrever o comportamento da corrente de saída frente às perturbações na razão cíclica se fará analisando a tensão aplicada sobre o filtro de saída ( $L_o, C_o$ ) para as etapas principais demonstradas na Fig. 2.13:

1ª etapa: condução do interruptor  $S_1$  e do diodo retificador  $D_{r1}$ , sendo aplicado sobre o filtro de saída, a tensão de entrada refletida ao secundário;

2ª etapa: condução de  $S_2$  e desmagnetização do transformador; a corrente de saída é conduzida pelo diodo de roda-livre  $D_{r2}$ , ficando nula a tensão sobre o filtro.

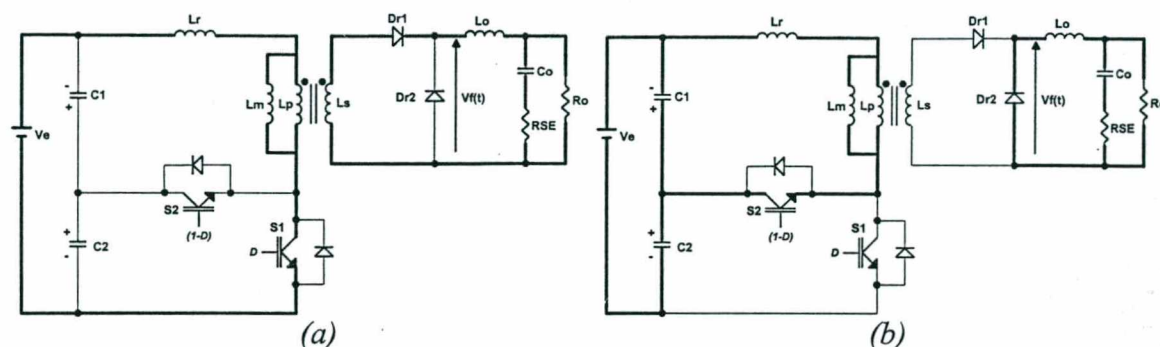


Fig. 2.13 – Estados topológicos considerados para a obtenção do modelo (a) 1ª etapa  
(b) 2ª etapa

Fazendo esta simplificação, a tensão  $V_f(t)$  sobre o filtro de saída, pode ser representada pela Fig. 2.14:

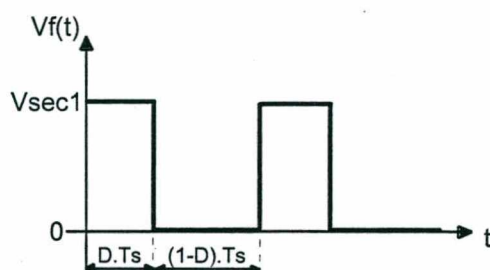


Fig. 2.14 – Tensão sobre o filtro de saída

Onde o nível de tensão  $V_{sec1}$  é dado por (2.59):

$$V_{sec1} = \frac{V_e \cdot \gamma}{n} \quad (2.59)$$

Este comportamento de tensão sobre o filtro de saída é reproduzido pelo circuito equivalente da Fig. 2.15. Neste caso, pode-se determinar facilmente a célula de comutação a ser substituída pelo modelo da chave PWM, conforme Fig. 2.16. Para a obtenção do modelo, retira-se do circuito a fonte de tensão de entrada, uma vez que esta é considerada ausente de perturbações. O indutor ressonante  $L_r$  é refletido ao secundário e o par de diodos retificadores  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  é substituído pelo modelo da chave PWM.

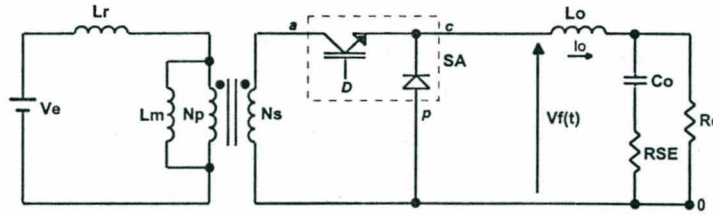


Fig. 2.15 – Circuito equivalente composto por um conversor abaixador

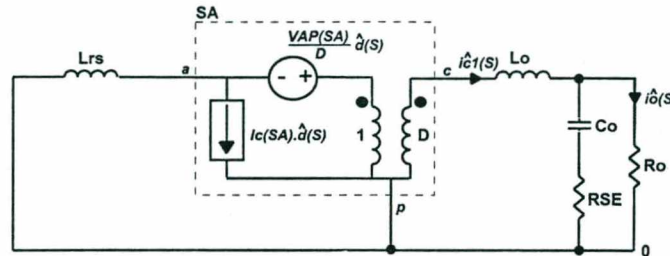


Fig. 2.16 – Substituição pelo modelo da chave PWM

Os termos de tensão e corrente do modelo para operação em regime permanente são obtidos analisando a Fig. 2.15:

$$V_{AP}(SA) = \frac{V_e \cdot \gamma}{n} \quad (2.60)$$

$$I_c(SA) = I_o \quad (2.61)$$

Equacionando o circuito linear da Fig. 2.16, é determinada a função de transferência do conversor:

$$G_p(S) = \frac{i\hat{o}(S)}{\hat{d}(S)} = \frac{V_e \cdot \gamma \cdot \delta_2}{R_o \cdot n} \cdot \left[ \frac{\left[ \frac{-D \cdot I_o \cdot L_{rs} \cdot RSE \cdot C_o \cdot n}{V_e \cdot \gamma} \right] \cdot S^2 + \left[ RSE \cdot C_o - \frac{D \cdot I_o \cdot L_{rs} \cdot n}{V_e \cdot \gamma} \right] \cdot S + 1}{\left[ (L_o + D^2 \cdot L_{rs}) \cdot C_o \cdot \left( 1 + \frac{RSE}{R_o} \right) \right] \cdot S^2 + \left[ \frac{(L_o + D^2 \cdot L_{rs})}{R_o} + RSE \cdot C_o \right] \cdot S + 1} \right] \quad (2.62)$$

Onde o termo  $\delta_2$  é uma compensação no ganho estático referente à perda provocada pelo intervalo de tensão nula sobre o primário ( $\Delta t_I$ ):

$$\delta_2 = 1 - \frac{I_o \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n \cdot D} \quad (2.63)$$

A função de transferência obtida em (2.62) demonstra um comportamento idêntico ao de um conversor abaixador com filtro indutivo e capacitivo. São identificados



um par de pólos complexos numa frequência definida pelos elementos  $L_o$  e  $C_o$ ; e dois zeros, um definido pela indutância ressonante  $L_r$  e outro pela resistência série equivalente do capacitor  $C_o$ .

Verificou-se a validade desta função de transferência através de simulações conforme resultados demonstrados na seqüência. No entanto, devido ao método utilizado para a determinação desta função de transferência (analisando a tensão sobre o filtro de saída), não está sendo considerada a influência do capacitor de grampeamento sobre a dinâmica do conversor.

Para incluir esta dinâmica é necessário conhecer o comportamento da tensão de grampeamento diante de perturbações na razão cíclica. Toma-se de início a Fig. 2.17 onde o estado topológico do circuito primário durante o intervalo de desmagnetização do transformador é evidenciado:

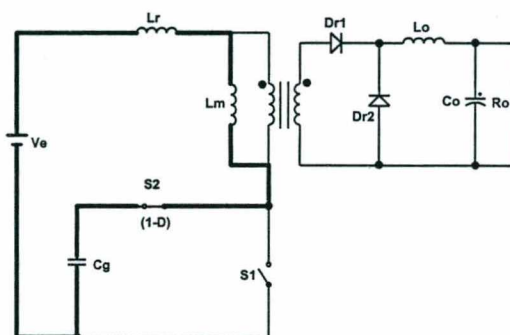


Fig. - 2.17 - Caminho para desmagnetização do transformador

Haverá troca de energia entre o capacitor  $C_g$  e os indutores  $L_r$  e  $L_m$  somente no intervalo de condução de  $S_2$  ( $D'T_s$ ), podendo esta ação ser representada pelo circuito equivalente da Fig. 2.18(a). A tensão de entrada, por ser ausente de perturbações, é curto-circuitada. Fazendo isto, pode-se evidenciar uma célula de comutação que é então substituída pelo modelo da chave PWM, conforme mostra a Fig. 2.18(b).

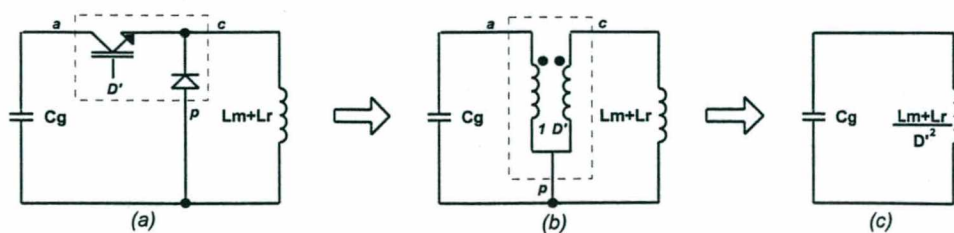


Fig. 2.18 - Circuito evidenciando a troca de energia entre  $C_g$  e as indutâncias  $L_m$  e  $L_r$   
 (a) Com a célula de comutação (b) Substituição pela chave PWM (c) Circuito equivalente

Da Fig. 2.18(c), obtém-se a frequência de ressonância  $f_n$  segundo a expressão (2.65):

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{\frac{(L_m + L_r)}{D'^2} \cdot C_g}} \quad (2.64)$$

$$f_n = \frac{D'}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_m + L_r) \cdot C_g}} \quad (2.65)$$

Para uma perturbação na frequência  $f_n$ , tem-se que o circuito de desmagnetização do transformador (evidenciado na Fig. 2.17) estará em ressonância, havendo um caminho de baixa impedância, impedindo que a perturbação seja refletida ao secundário. Considerando que a componente resistiva deste circuito é pequena, tem-se que o amortecimento também será. Acima da frequência  $f_n$ , a impedância deixa de ser baixa, o que faz com que a perturbação na corrente de saída continue seguindo o comportamento descrito pela função de transferência dada na expressão (2.62).

A tensão de grampeamento irá seguir as perturbações de razão cíclica até a frequência  $f_n$ , conforme mostra o diagrama de Bode da Fig. 2.19. Portanto, apesar da função de transferência determinada ser similar à de um conversor abaixador, deve-se evitar controlar o conversor numa dinâmica que impeça a desmagnetização do transformador.

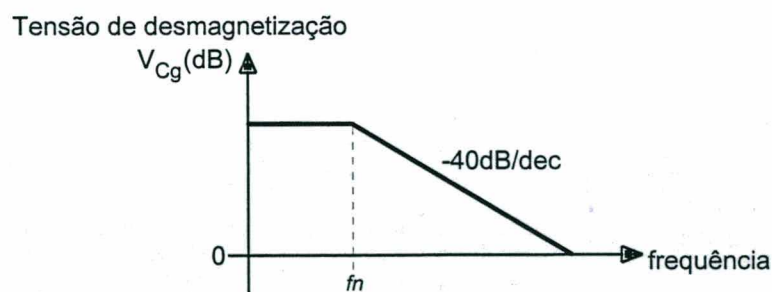


Fig. 2.19 – Comportamento da tensão de desmagnetização no domínio da frequência

### 2.3.2 Resultados teóricos da modelagem frente aos simulados

Os resultados das simulações para dois casos serão apresentados juntamente com os diagramas de Bode para ganho e fase determinados a partir da análise feita em 2.3.1. O diagrama do circuito simulado é apresentado na Fig. 2.20. Os amplificadores operacionais

são idealizados, mas foi verificado através destas simulações que o uso de modelos existentes (como foi feito para o conversor FGA1) não tem influência nos resultados.

No primeiro caso, o conversor é desprovido dos elementos ressonantes  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$  e  $L_r$ . Os diodos utilizados serão do modelo MUR490 para  $D_1$  e  $D_2$ , e ideais para  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ . Os interruptores controláveis  $S_1$  e  $S_2$  serão simulados com o modelo idealizado, porém com resistência de condução de  $1\Omega$ , o que permitirá visualizar o efeito da frequência de ressonância  $f_n$ , já que o amortecimento do circuito de desmagnetização não será nulo.

No segundo caso, as simulações serão feitas com a presença dos capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ , e da indutância ressonante  $L_r$ . Indutâncias e capacitâncias serão modificadas, a fim de verificar a mudança das singularidades do modelo. Os interruptores possuirão as mesmas características do primeiro caso.

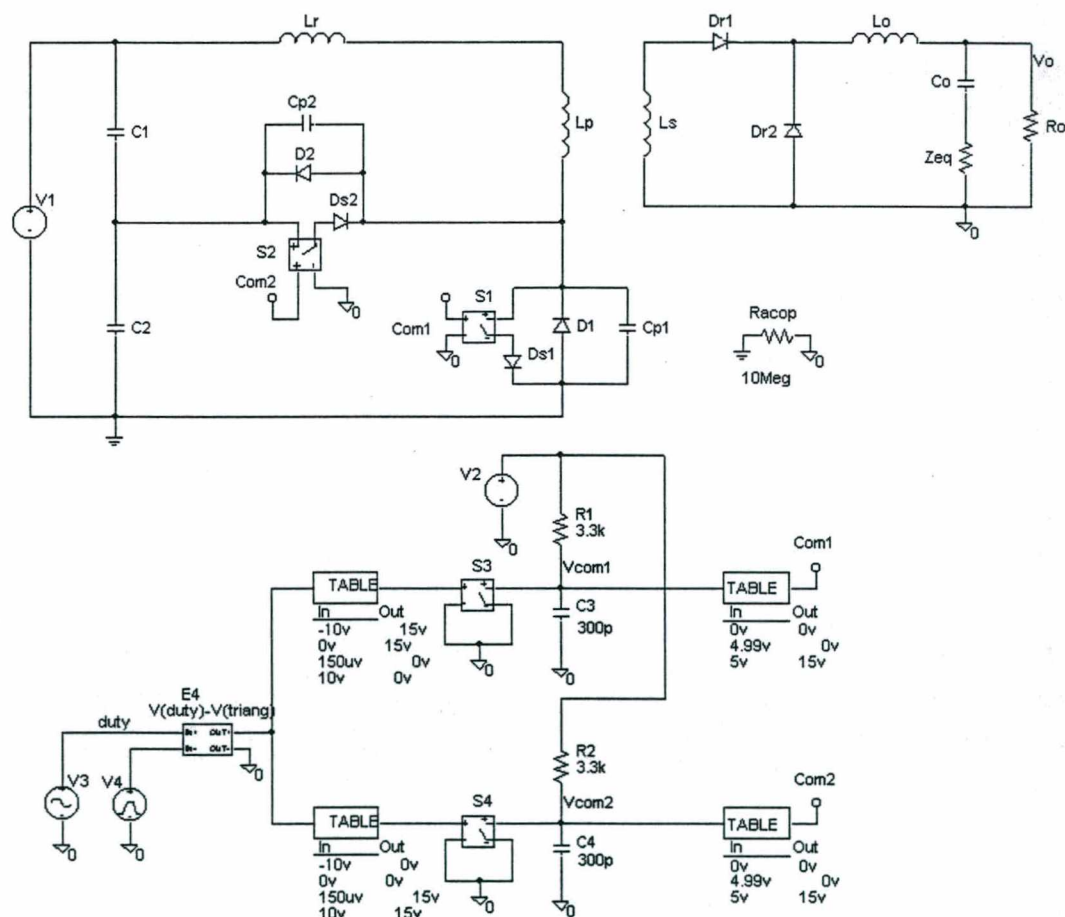


Fig. 2.20 – Circuito simulado para obtenção da dinâmica do conversor FGA2



1º caso:

São dados do conversor:

Tensão de entrada:	$V_e = 420V$
Corrente de saída:	$I_o = 10A$
Tensão de saída:	$V_o = 50V$
Frequência de comutação:	$f_s = 40kHz$
Indutância magnetizante do transformador:	$L_m = 2,5mH$
Relação de transformação:	$n = 3$
Capacitores de grampeamento:	$C_1 = C_2 = 2,2\mu F$
Indutor de filtro:	$L_o = 2mH$
Capacitor de filtro:	$C_o = 440\mu F$
Resistência série equivalente de $C_o$ :	$RSE = 100m\Omega$

A razão cíclica é determinada a partir da expressão (1.218), uma vez que não há perdas no ganho estático devido ao indutor ressonante:

$$D = \frac{V_o \cdot n}{V_e} = \frac{50 \cdot 3}{420} = 0,357 \quad (2.66)$$

A frequência  $f_n$  é obtida pela expressão (2.65):

$$f_n = \frac{D'}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_m + L_r) \cdot C_g}} = \frac{(1 - 0,357)}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(2,5 \cdot 10^{-3} + 0) \cdot 4,4 \cdot 10^{-6}}} = 975,7Hz \quad (2.67)$$

As figuras 2.21 e 2.22 ilustram os resultados teóricos segundo a expressão (2.62), juntamente com os resultados da simulação:

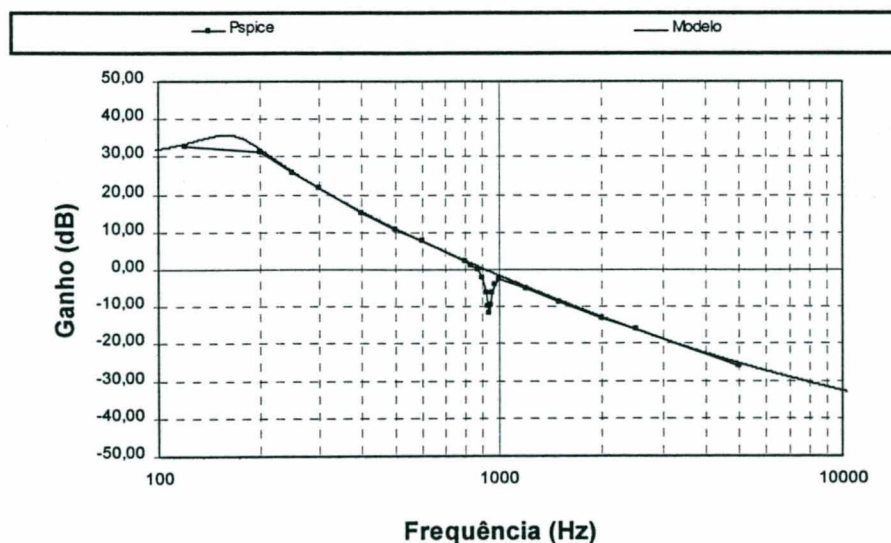


Fig. 2.21 – Diagrama de Bode para o ganho teórico e simulado

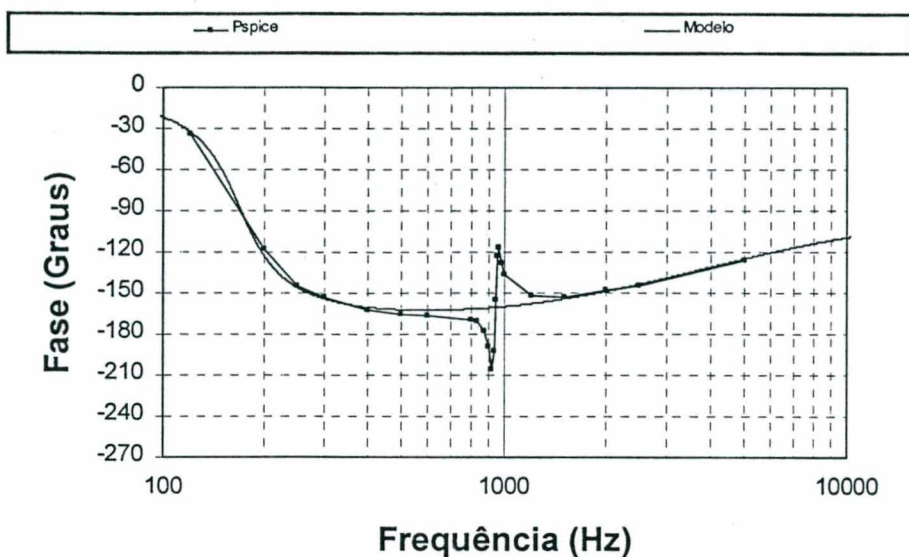


Fig. 2.22 – Diagrama de Bode para a fase teórica e simulada

2º caso:

São dados do conversor:

Tensão de entrada:	$V_e = 420V$
Corrente de saída:	$I_o = 10A$
Tensão de saída:	$V_o = 50V$
Frequência de comutação:	$f_s = 40kHz$
Indutância magnetizante do transformador:	$L_m = 1,5mH$
Relação de transformação:	$n = 3$
Capacitores de grampeamento:	$C_1 = C_2 = 1\mu F$
Indutor de filtro:	$L_o = 800\mu H$
Capacitor de filtro:	$C_o = 220\mu F$
Resistência série equivalente de $C_o$ :	$RSE = 60m\Omega$
Capacitância paralela aos interruptores:	$C_{p1} = C_{p2} = 420pF$
Indutância ressonante:	$L_r = 109\mu H$

A razão cíclica é obtida isolando-a na expressão (1.228), uma vez que há perdas devido ao indutor ressonante:

$$D = \frac{I_o \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n} + \frac{V_o \cdot n}{V_e \cdot \gamma} = \frac{10 \cdot 109 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{420 \cdot 3} + \frac{50 \cdot 3}{420 \cdot (1 - 0,073)} = 0,42 \quad (2.68)$$

A frequência  $f_n$  é obtida pela expressão (2.65):

$$f_n = \frac{D'}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_m + L_r) \cdot C_g}} = \frac{(1 - 0,42)}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(1,5 \cdot 10^{-3} + 109 \cdot 10^{-6}) \cdot 2 \cdot 10^{-6}}} = 1627Hz \quad (2.69)$$



As figuras 2.23 e 2.24 ilustram os resultados teóricos segundo a expressão (2.62), juntamente com os resultados da simulação:

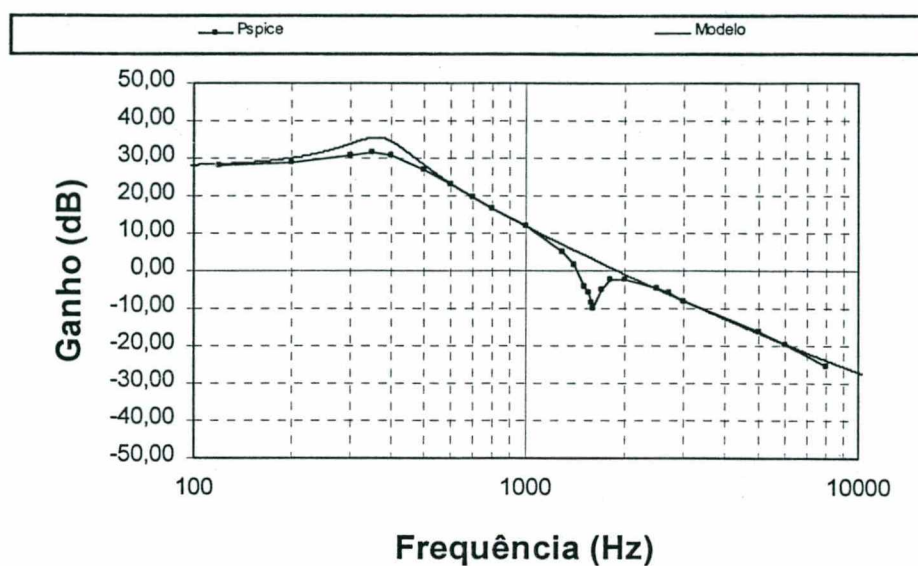


Fig. 2.23 – Diagrama de Bode para o ganho teórico e simulado

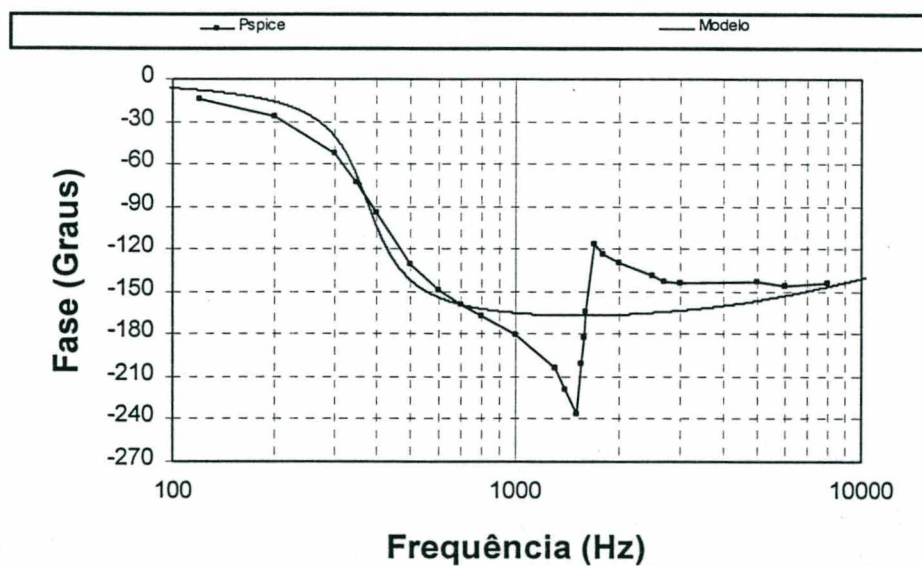


Fig. 2.24 – Diagrama de Bode para a fase teórica e simulada

## 2.4 Conclusão

Foram obtidas neste capítulo, as funções de transferência dos conversores FGA com derivação central e com diodo de roda-livre, que descrevem o comportamento da corrente de saída frente à uma perturbação na razão cíclica de controle.

A função de transferência do primeiro conversor, apesar de ser algebricamente complexa, pode ser discretizada de uma maneira simplificada; tendo as seguintes singularidades:

- Um zero em alta frequência (muito maior que a frequência de comutação) provocado pelo indutor ressonante (grandeza  $Z_a$  nas tabelas 2.1 e 2.2);
- Um zero provocado pela impedância série do capacitor  $C_o$  ( $Z_b$ );
- Dois pólos complexos conjugados determinados pelo filtro de saída ( $P_a, P_b$ );
- Dois pólos complexos conjugados em frequência logo abaixo da ressonância entre o capacitor de grampeamento e a indutância magnetizante ( $P_g, P_h$ );
- Dois zeros complexos conjugados em frequência logo acima da ressonância entre o capacitor de grampeamento e a indutância magnetizante ( $Z_g, Z_h$ ).

O segundo conversor possui uma função de transferência mais simples, uma vez que a entrega de energia à saída somente se faz com a aplicação da tensão de entrada refletida sobre o filtro de saída. No entanto, foi evidenciada a frequência na qual o capacitor de grampeamento entra em ressonância com a indutância equivalente do circuito primário, provocando a atenuação da perturbação presente na corrente de saída.

Estudos recentes feitos por [9,10] trazem considerações quanto ao efeito do circuito de grampeamento na dinâmica dos conversores FGA. Em ambos os casos, a indutância magnetizante, em conjunto com o valor do capacitor de grampeamento, irá definir a frequência com que o transformador poderá ser desmagnetizado. Em conseqüência, a velocidade da malha de controle a ser utilizada estará fortemente relacionada com este efeito.

### **3. PROCEDIMENTO PARA O PROJETO DOS DOIS CONVERSORES FORWARD EM ESTUDO**

#### **3.1 Introdução**

É objetivo deste capítulo a concepção de um procedimento de projeto para ambos os conversores Forward com Grampeamento Ativo abordados. Serão determinadas as condições iniciais para o projeto, passando para o dimensionamento físico dos elementos magnéticos, dos interruptores e capacitores do circuito de potência.

Além do circuito de potência dos conversores, também será apresentada uma alternativa para o seu controle em malha fechada. O objetivo da realimentação será o de aplicar os conversores estudados em uma fonte para telecomunicações.

Com a conclusão deste capítulo, haverá condições para realizar o projeto dos conversores a serem montados em laboratório para a coleta de resultados experimentais.

#### **3.2 Procedimento de projeto para o conversor FGA com derivação central**

O circuito de potência a ser projetado é apresentado na Fig. 3.1. Verifica-se neste circuito a presença do filtro de saída que corresponde à fonte de corrente utilizada na análise inicial da topologia. Os diodos retificadores de saída são providos de um circuito auxiliar que realiza o grampeamento da tensão máxima reversa. No lado primário são evidenciadas as capacitâncias paralelas aos interruptores controláveis, salientando que o valor total destas será a soma da capacitância intrínseca dos interruptores controláveis com um eventual capacitor externo. O indutor ressonante  $L_r$  também é resultado da soma de uma indutância externa e da indutância de dispersão do transformador.

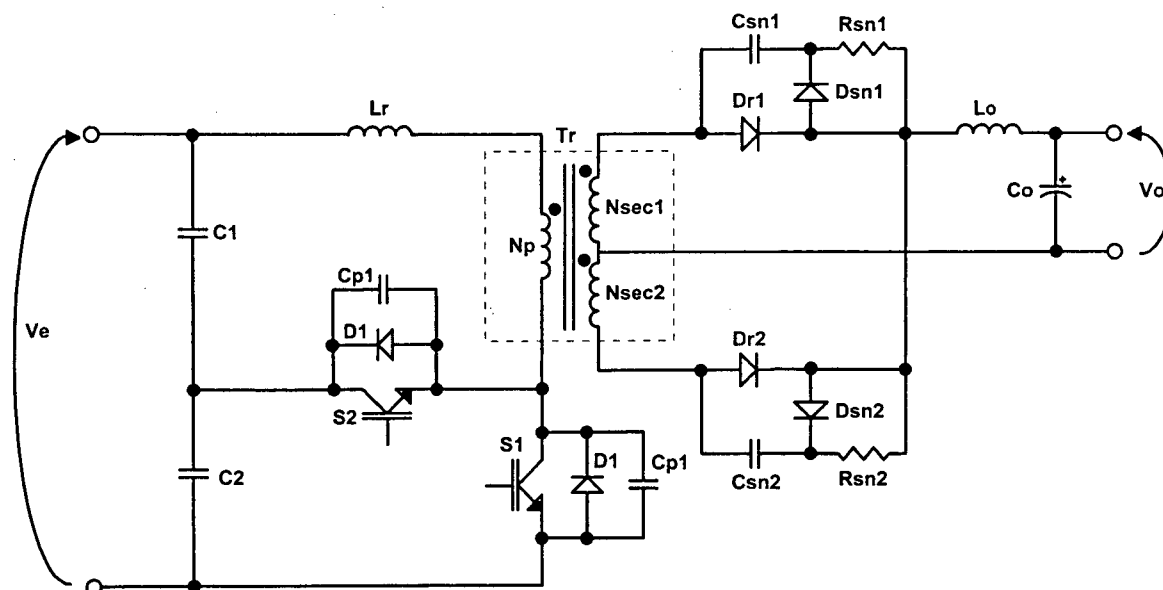


Fig. 3.1 – Circuito de potência do conversor FGA1

### 3.2.1 Determinação da relação de transformação e da indutância ressonante em função da faixa de carga com comutação suave

O transformador pode ser classificado como um elemento de grande importância no conversor FGA1. São várias as considerações a serem tomadas no seu procedimento de projeto. E a consideração inicial diz respeito à relação de transformação adequada. Conforme já estudado, a tensão máxima sobre os interruptores é fortemente dependente do valor da razão cíclica, limitando-a em um valor não muito maior que 50%. No caso, o conversor irá ter uma tensão de entrada elevada (de aproximadamente 400V) devido ao pré-regulador utilizado. Ainda existirá a necessidade de prover ao circuito de controle, uma margem para a correção de perturbações de tensão de entrada ou carga, o que limitará ainda mais a razão cíclica no ponto nominal de operação.

Portanto, o dimensionamento da relação de transformação parte da escolha da razão cíclica nominal ( $D_n$ ). Conforme foi afirmado no estudo inicial da topologia, a razão cíclica, juntamente com a indutância magnetizante do transformador, irá definir a corrente de carga e descarga dos capacitores ressonantes durante o bloqueio do interruptor de grameamento ( $S_2$ ). E para um valor de indutância magnetizante e um determinado valor da razão cíclica, faz-se o dimensionamento do indutor ressonante  $L_r$ . E ao ser adicionado o indutor ressonante, serão provocadas perdas no ganho estático, que deverão ser compensadas por um incremento na razão cíclica. Conclui-se então, que o valor da razão

cíclica real aplicada no comando dos interruptores será maior que aquela desejada de início. Para eliminar a diferença entre a razão cíclica máxima desejada (em condições nominais) e a que será aplicada ao comando dos interruptores, pode-se seguir uma seqüência de interações que apresentará um valor adequado da relação de transformação e da indutância ressonante  $L_r$ .

Devem ser considerados dois critérios para a determinação da relação de transformação. O primeiro, como já foi descrito, refere-se ao valor da razão cíclica nominal com o conversor operando sem transitórios ( $D_n$ ). E o segundo critério se refere à faixa de potência de saída na qual haverá comutação suave dos interruptores controláveis. Como a determinação do indutor ressonante se faz a partir de um valor de razão cíclica, pode-se então definir uma condição de razão cíclica crítica ( $D_{crit}$ ) que poderá ser proporcional a um valor de tensão ou corrente de saída. Afirma-se portanto que, ao mesmo tempo em que a relação de transformação deverá compensar as perdas no ganho estático devido ao indutor ressonante, esta também estará relacionada com o valor da razão cíclica e do indutor ressonante para realizar a comutação suave na faixa de potência desejada.

Considerando que o conversor terá uma tensão de saída ajustável entre um valor mínimo ( $V_{o\ min}$ ) e um máximo ( $V_{o\ max}$ ), e que a condição crítica para a comutação suave é determinada para um valor de corrente de carga estando a tensão de saída em seu valor mínimo ( $D_{crit}$ ); faz-se o seguinte procedimento para determinar a relação de transformação e a indutância ressonante:

- Determina-se a tensão máxima de saída refletida ao primário para a razão cíclica  $D_n$ , desconsiderando a presença do indutor ressonante:

$$V_{o'\ max_o} = 2 \cdot D_n \cdot V_e \quad (3.1)$$

- Com a tensão calculada em (3.1) e a tensão máxima de saída desejada, calcula-se a relação de transformação. Com a relação determinada, encontram-se a tensão de saída mínima refletida ao primário e o ganho estático correspondente:

$$n = \frac{V_{o'\ max_o}}{V_{o\ max}} \quad (3.2)$$

$$V_{o'\ min} = n \cdot V_{o\ min} \quad (3.3)$$

$$q_{min} = \frac{V_{o' min}}{V_e} \quad (3.4)$$

- Com o ganho estático mínimo calculado pela equação (3.4), faz-se o cálculo da razão cíclica crítica, que para a tensão mínima de saída e para a corrente de saída crítica, é dada pela expressão (3.5):

$$D_{crit} = \frac{q_{min}}{2 \cdot \gamma} + \frac{2 \cdot I_{o crit} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n} \quad (3.5)$$

- A indutância ressonante necessária para realizar a comutação suave a partir do valor da razão cíclica crítica é obtida pela expressão (3.6):

$$L_r = 4 \cdot \left( \frac{L_m \cdot f_s}{D_n} \right)^2 \cdot C_{peq} \quad (3.6)$$

- Adicionando este valor de indutância ressonante ao circuito, calcula-se o ganho estático para a razão cíclica máxima permitida ( $D_n$ ), e por fim a tensão de saída máxima obtida, conforme expressões de (3.7) à (3.9):

$$q_{o max} = \left( 2 \cdot D_n - \frac{4 \cdot I_{o(Vo max)} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n} \right) \cdot \gamma \quad (3.7)$$

$$V_{o' max} = V_e \cdot q_{o max} \quad (3.8)$$

$$V_{o max real} = V_{o' max} / n \quad (3.9)$$

- A tensão máxima de saída obtida na equação (3.9) poderá ser menor que a desejada, a qual deverá ser compensada pela relação de transformação. Para isto, deve-se refazer os cálculos de (3.2) à (3.9) até que a tensão obtida seja a desejada.

Ao final das interações, a tensão e potência máxima de saída do conversor será obtida aplicando a razão cíclica esperada ( $D_n$ ), e haverá comutação suave para a situação de mínima tensão de saída e corrente de carga acima do valor crítico ( $I_{o crit}$ ). Para facilitar a compreensão do procedimento, este é apresentado em forma de fluxograma (Fig. 3.2):

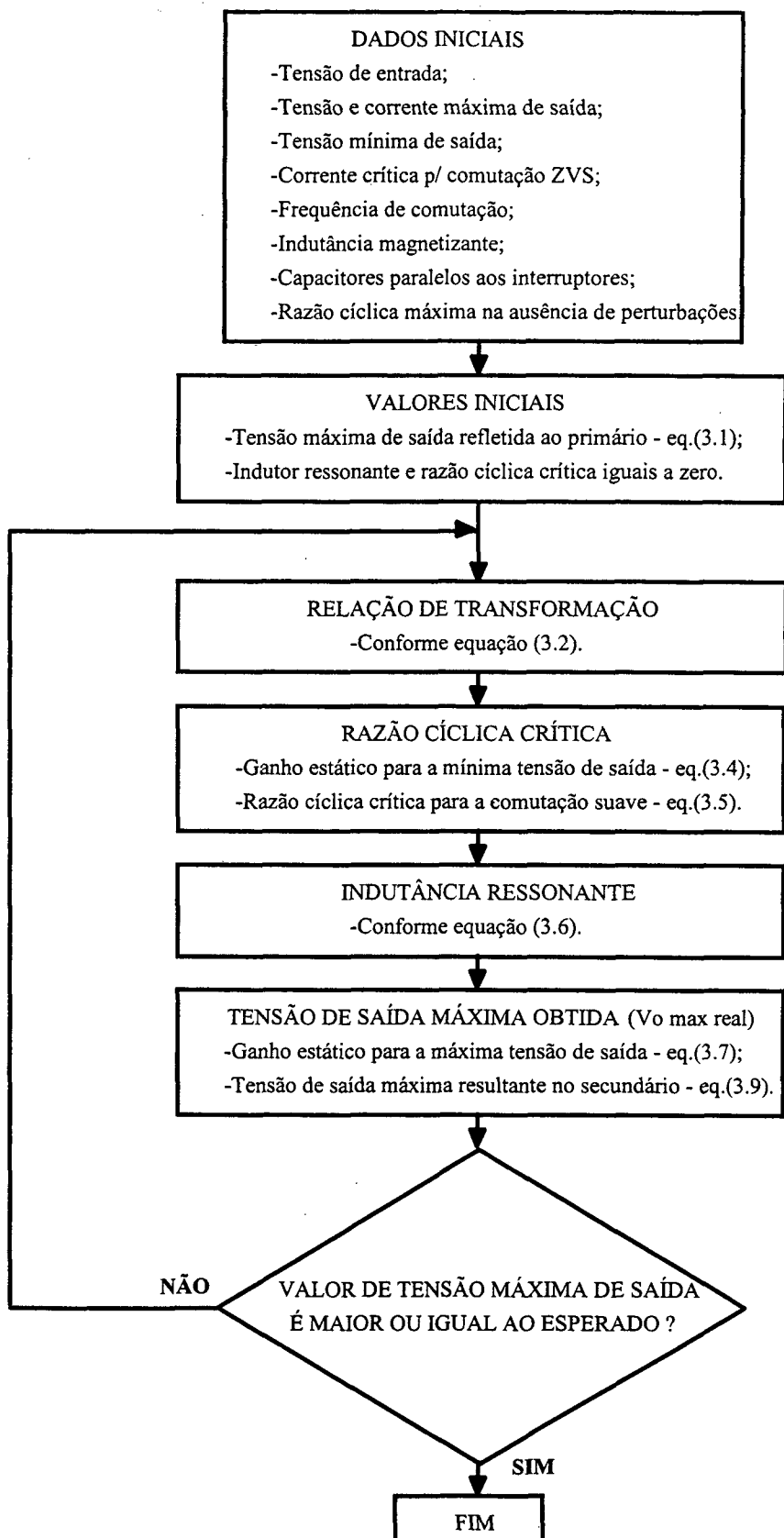


Fig. 3.2 – Fluxograma para obtenção da relação de transformação e da indutância ressonante

### 3.2.2 Dimensionamento físico do transformador

O transformador possuirá um enrolamento primário e dois secundários que conduzirão a corrente de saída de maneira complementar. Como foi verificado na análise básica do conversor FGA1, haverá pela indutância de magnetização, uma corrente média. Esta corrente será a corrente de saída refletida ao primário, podendo ser menor que este valor se no cálculo for considerada a presença da indutância ressonante.

A densidade de fluxo máxima no núcleo deste transformador deverá considerar a máxima corrente média pela indutância magnetizante e a máxima ondulação em torno deste valor. Portanto a variação da densidade de fluxo, responsável pelas perdas magnéticas no núcleo pode ser relacionada à ondulação de corrente por  $L_m$ :

$$\Delta B_{max} = \frac{B_{max} \cdot \Delta I_{m max}}{I_{m pk} + \frac{\Delta I_{m max}}{2}} \quad (3.10)$$

O núcleo é dimensionado pela expressão (3.11) conforme:

$$A_e \cdot A_w = \frac{I_{P pk} \cdot V_{P max} \cdot D_{max} \cdot 10^4}{K_w \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} \quad (3.11)$$

A tabela 3.1 mostra o valor usualmente utilizado para algumas grandezas:

Grandeza	Definição	Valor usual
$K_w$	Fator de enrolamento	0,4
$K_p$	Fator de utilização do primário	0,5
$J_{max}$	Densidade máxima de corrente	300 A/cm <sup>2</sup>

Algumas considerações são feitas quanto a equação (3.11). A corrente máxima pelo primário é igual a corrente de pico pelo interruptor  $S_l$ , isto é, deve-se também considerar a corrente que circula pela indutância magnetizante, determinada no capítulo 1. A razão cíclica máxima refere-se ao valor máximo que o circuito de controle pode impor frente às perturbações de carga ou tensão de entrada. E a tensão máxima sobre o primário não é necessariamente igual à tensão de entrada, pois há uma queda de tensão sobre o indutor ressonante, conforme equação (3.12):

$$V_{P max} = V_{e max} \cdot \gamma \quad (3.12)$$



O número mínimo de espiras para o enrolamento primário é obtido pela expressão (3.13). Quanto aos enrolamentos secundários, o número de espiras para cada é obtido com a relação de transformação determinada no item 3.2.1:

$$N_P \geq \frac{V_{P_{max}} \cdot D_{max} \cdot 10^4}{A_e \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} \quad (3.13)$$

$$N_{SEC1} = N_{SEC2} = \frac{N_P}{n} \quad (3.14)$$

Os condutores são dimensionados pela corrente eficaz circulante e pela frequência de comutação do conversor. A corrente eficaz pelo enrolamento primário será a soma quadrática das correntes pelos interruptores controláveis  $S_1$  e  $S_2$  e pelos diodos  $D_1$  e  $D_2$ , para a situação de máxima corrente de saída. Já nos enrolamentos secundários, a corrente eficaz será a mesma que a equacionada para os diodos retificadores  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ , porém para o enrolamento ativo na etapa complementar, deve-se considerar que a corrente eficaz máxima será a própria corrente média de saída. Esta afirmação tem base na necessidade de uma fonte de telecomunicações fornecer a corrente nominal durante um curto-circuito entre seus terminais de saída.

A área total de cobre para o enrolamento primário é então obtida:

$$S_P = \frac{I_{P_{ef\ max}}}{J_{max}} \quad (3.15)$$

Onde a corrente eficaz pelo primário é definida pela expressão:

$$I_{P_{ef}} = \sqrt{I_{S1_{ef}}^2 + I_{S2_{ef}}^2 + I_{D1_{ef}}^2 + I_{D2_{ef}}^2} \quad (3.16)$$

A área total de cobre para os enrolamentos secundários é determinada:

$$S_{SEC1} = \frac{\sqrt{D_{max}} \cdot I_o}{J_{max}} \quad (3.17)$$

$$S_{SEC2} = \frac{I_o}{J_{max}} \quad (3.18)$$

O condutor elementar a ser utilizado nos enrolamentos é função da frequência de comutação do conversor. O uso de condutores elementares tem o objetivo de minimizar os

efeitos pelicular e de proximidade. A disposição destes condutores deve ser preferencialmente de forma trançada.

O diâmetro do condutor elementar é então determinado em metros:

$$d_{ce} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\rho_{c75}}{\pi \cdot \mu_o \cdot \mu_c \cdot f_s}} \quad (3.19)$$

Substituindo as constantes  $\mu_o$ ,  $\mu_c$  e a resistividade do cobre para uma temperatura de  $75^\circ C$  ( $2,0784 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ ), tem-se uma expressão simplificada do diâmetro (centímetros):

$$d_{ce} = 2 \cdot \frac{7,255}{\sqrt{f_s}} \quad (3.20)$$

Dividindo-se a seção de cobre determinada pelas expressões (3.15), (3.17) e (3.18) pela seção do condutor elementar chega-se ao número de condutores em paralelo para cada enrolamento ( $N_{ce}$ ).

As perdas no núcleo podem ser obtidas pela expressão (3.21), segundo [11]:

$$P_{NTr} = \Delta B_{max}^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_e \cdot f_s^2) \cdot V_n \quad (3.21)$$

As perdas no cobre são obtidas pela expressão (3.22), segundo [11]:

$$P_{CUP} = \frac{\rho_c}{S_{ce}} \cdot \frac{N_p \cdot l_t \cdot I_{Pef}^2}{N_{ceP}} \quad (3.22)$$

A expressão (3.22) refere-se ao enrolamento primário, mas a mesma deve ser utilizada para determinar as perdas nos enrolamentos secundários. A soma das perdas em todos os enrolamentos fornece a perda total no cobre ( $P_{CUTR}$ ).

A elevação de temperatura é obtida pela expressão (3.24) a partir da resistência térmica do núcleo dada pela seguinte expressão:

$$RT_{Tr} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0.37} \quad (3.23)$$

$$\Delta T_{Tr} = R_{TTr} \cdot (P_{NTr} + P_{CUTr}) \quad (3.24)$$

### 3.2.3 Dimensionamento físico do indutor ressonante

Com a indutância ressonante determinada no item 3.2.1, faz-se o seu dimensionamento físico. O equacionamento aqui apresentado não possui nenhuma observação em especial, sendo as expressões de (3.25) a (3.26) também utilizadas no dimensionamento de outros indutores.

A escolha do núcleo é feita utilizando a expressão:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_r \cdot I_{Lrpk} \cdot I_{Lrefmax} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \quad (3.25)$$

O número de espiras é dado por:

$$N_{Lr} = \frac{L_r \cdot I_{Lrpk} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} \quad (3.26)$$

O entreferro total é calculado pela expressão:

$$lg_{Lr} = \frac{N_{Lr}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_r} \quad (3.27)$$

A área total de cobre e o número de condutores elementares será o mesmo que determinado para o enrolamento primário do transformador. As perdas e a elevação de temperatura para este indutor são obtidas da mesma maneira do que foi descrito para o transformador.

### 3.2.4 Dimensionamento dos semicondutores do lado primário

Algumas características deste conversor tem maior influência na escolha dos interruptores controláveis e dos diodos em anti-paralelo a estes. Cita-se em primeiro lugar, a tensão máxima que estes deverão suportar no bloqueio. Conforme a análise quantitativa deste conversor, para uma razão cíclica de 50%, haverá o dobro do valor da tensão de entrada sendo aplicada sobre estes interruptores. Outro ponto importante é a circulação de energia reativa pelo circuito primário com o intuito de realizar a comutação suave. Estas duas informações apontam para o uso de interruptores do tipo IGBTs, pois as perdas por condução não estão relacionadas ao valor da corrente eficaz conduzida. Além disto, o uso

de MOSFETs se torna inviável pela elevada resistência dreno-fonte para um elevado valor de tensão de bloqueio.

A escolha do interruptor IGBT deve satisfazer os esforços máximos que podem ser determinados pelo equacionamento apresentado no item 1.2.5.a. A tensão de bloqueio pode ser obtida pela expressão (1.85) e as grandezas de corrente de pico e corrente média máxima para os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  podem ser obtidas pelas expressões (1.88), (1.89) e (1.93), (1.95) respectivamente. Tais esforços devem ser determinados para o caso de maior razão cíclica que poderá ser imposta pelo controle (no caso de determinar a tensão de bloqueio e a corrente de pico), e pela máxima corrente de saída (no caso dos esforços de corrente média).

As perdas por condução para os interruptores IGBTs devem ser determinadas com a tensão de condução obtida no catálogo de seu fabricante:

$$P_{COND S1} = V_{CE(on)} \cdot I_{S1md} \quad (3.28)$$

A resistência térmica dissipador ambiente é obtida tendo os valores de resistência térmica do componente selecionado:

$$R_{th HA} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{COND S1}} - R_{th JC} - R_{th CH} \quad (3.29)$$

Quanto aos diodos em anti-paralelo aos interruptores, pode-se afirmar que estes deverão ser preferencialmente rápidos (série “ultra-rápidos”) e que também sejam capazes de suportar a tensão de bloqueio dos interruptores controláveis.

Os esforços de corrente podem ser obtidos conforme descrito no item 1.2.5.(A) Porém, como foi descrito no item 1.2.5.(B), haverá uma corrente máxima pelo diodo  $D_2$  praticamente igual ao valor da corrente por  $S_1$  no instante de seu bloqueio.

A influência da inclusão do indutor ressonante no circuito irá provocar alterações nos esforços. Entretanto, na fase de escolha dos componentes, este detalhamento não se torna relevante. O equacionamento dos esforços feito de maneira mais detalhada, considerando a presença de  $L_r$ , pode ser utilizado numa melhor determinação das perdas de condução, tanto para os IGBTs quanto para os diodos  $D_1$  e  $D_2$ .

### 3.2.5 Dimensionamento dos capacitores de grampeamento

O principal critério, como pôde ser concluído no capítulo 2, para a determinação da capacitância de grampeamento, será a dinâmica do conversor. Portanto neste etapa, apresentam-se algumas considerações que devem ser tomadas para a escolha destes capacitores.

Como a tensão máxima de trabalho é determinada pela expressão (1.85) e por existir circulação bidirecional de corrente por este componente, indica-se o uso de capacitores de polipropileno.

Deve-se evitar trabalhar com ondulações elevadas de tensão sobre os capacitores de grampeamento. Quanto maior esta ondulação (determinada a partir da expressão (1.137)), maior será a energia reativa circulante pelo primário durante a desmagnetização do transformador.

### 3.2.6 Dimensionamento dos diodos retificadores de saída

Os diodos retificadores de saída  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  devem possuir um pequeno tempo de recuperação reversa e baixa queda de tensão em condução, minimizando as perdas por comutação e condução nestes.

Os componentes devem atender aos esforços de tensão dados pelas expressões (1.98) e (1.99), e de correntes dados pelas expressões (1.100) e (1.101). Lembra-se que o diodo  $D_{r2}$  deverá ter capacidade de conduzir a totalidade da corrente de carga, satisfazendo ao requisito de se manter a corrente máxima de saída em situação de curto-circuito entre os terminais de saída.

As perdas por condução são obtidas pela expressão (3.30). As perdas por comutação podem ser desprezadas, uma vez que a presença do indutor ressonante no circuito primário irá provocar derivadas finitas de corrente após o bloqueio de cada interruptor comandado.

$$P_{COND\ D_{rn}} = V_f \cdot I_{D_{rn\ md}} \quad (3.30)$$

A resistência térmica dissipador ambiente é obtida tendo os valores de resistência térmica do componente selecionado:

$$R_{thHA} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{COND_{Drn}}} - R_{thJC} - R_{thCH} \quad (3.31)$$

### 3.2.7 Dimensionamento do circuito grampeador do retificador de saída

O circuito grampeador composto pelos componentes  $D_{sn}$ ,  $C_{sn}$  e  $R_{sn}$  tem como objetivo limitar as sobretensões sobre os diodos retificadores  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ . Estas sobretensões tem duas origens neste conversor. A primeira está relacionada com a interação entre o processo de recuperação reversa dos diodos com as indutâncias de dispersão dos secundários do transformador. A segunda causa de sobretensão está relacionada a mudança na derivada da corrente pelo indutor ressonante após o bloqueio de  $D_{r1}$  ou  $D_{r2}$ . Nesta segunda situação, surgirá entre os terminais do indutor ressonante, uma sobretensão que será refletida sobre o diodo sendo bloqueado.

O procedimento aqui adotado foi obtido por [12], e tem sido utilizado em montagens experimentais com sucesso.

Deve-se primeiro determinar o valor da tensão a ser grampeada ( $V_g$ ). Este valor deve ser maior que a máxima tensão de bloqueio imposta pelo conversor ( $V_{SECmax}$ ), e logicamente menor que a tensão máxima reversa indicada pelo fabricante do diodo retificador. Com o valor da tensão  $V_g$  e da máxima tensão sobre os diodos, segue-se a seqüência de cálculos:

$$\mu = \frac{V_g - 2 \cdot V_{SECmax}}{2 \cdot V_{SECmax}} \quad (3.32)$$

Utiliza-se o dobro da máxima tensão sobre o secundário devido à configuração do retificador. No caso do conversor FGA1, a tensão  $V_{SECmax}$  será maior durante a etapa de magnetização do transformador, onde a tensão de entrada é refletida ao secundário:

$$V_{SECmax} = \frac{V_e \cdot \gamma}{n} \quad (3.33)$$

A potência dissipada pelo grampeador é obtida, tendo a capacitância intrínseca do diodo retificador utilizado ( $C_{Dr}$ ):

$$P_{GDr} = f_s \cdot C_{Dr} \cdot (2 \cdot V_{SECmax})^2 \cdot \frac{(1 + \mu)^2 \cdot (1 - \mu)}{\mu} \quad (3.34)$$

Os componentes passivos são então determinados:

$$R_{sn} = \frac{V_g^2}{P_{GDr}} \quad (3.35)$$

$$C_{sn} = \frac{1}{0,1 \cdot f_s \cdot R_{sn}} \quad (3.36)$$

### 3.2.8 Dimensionamento do indutor de filtro

A indutância  $L_o$  pode ser determinada isolando-a na expressão (1.142):

$$L_o = \frac{1}{\Delta I_{Lo}} \cdot \left( \frac{V_e}{n} \cdot \gamma - V_{Dr1(on)} - V_o \right) \cdot \left( \frac{D}{f_s} - \frac{2 \cdot I_o \cdot L_r}{n \cdot V_e} \right) \quad (3.37)$$

O procedimento para o dimensionamento do núcleo, do número de espiras e do entreferro, utiliza as mesmas expressões descritas para o dimensionamento do indutor ressonante  $L_r$ . No caso do indutor de filtro, a corrente eficaz pode ser aproximada ao valor máximo da corrente contínua de saída  $I_o$ ; e a corrente de pico deve ser este valor médio acrescido da ondulação  $\Delta I_{Lo}$ .

A determinação da área de cobre é feita com base na densidade de corrente  $J_{max}$ :

$$S_{Lo} = \frac{I_{o\ max}}{J_{max}} \quad (3.38)$$

As perdas e a elevação de temperatura para este indutor são obtidas da mesma maneira do que foi descrito para o transformador.

### 3.2.9 Dimensionamento do capacitor de filtro

A capacitância de filtragem é determinada pela ondulação máxima em alta frequência permitida pelas normas de telecomunicações. Esta capacitância pode ser dimensionada pelo equacionamento apresentado no item 1.2.8 considerando a integral da ondulação de corrente pelo indutor de filtragem ( $\Delta I_{Lo}$ ). Entretanto, a ondulação de tensão em alta frequência sobre este capacitor está muito mais relacionada à queda de tensão na resistência série equivalente ( $RSE$ ) provocada por  $\Delta I_{Lo}$ .



Definindo uma ondulação máxima em alta frequência na tensão de saída, encontra-se a máxima resistência série equivalente, conforme equação (3.39). O valor de resistência obtido normalmente faz com que se utilize vários capacitores conectados em paralelo.

$$RSE_{max} = \frac{\Delta V_{o fs}}{\Delta I_{Lo}} \quad (3.39)$$

### 3.2.10 Dimensionamento das malhas de controle

A técnica de controle a ser aplicada é o controle no modo corrente, usual em fontes para telecomunicações. Neste controle, são utilizadas duas malhas, uma interna de corrente, e outra externa de tensão, conforme mostra a Fig.3.3:

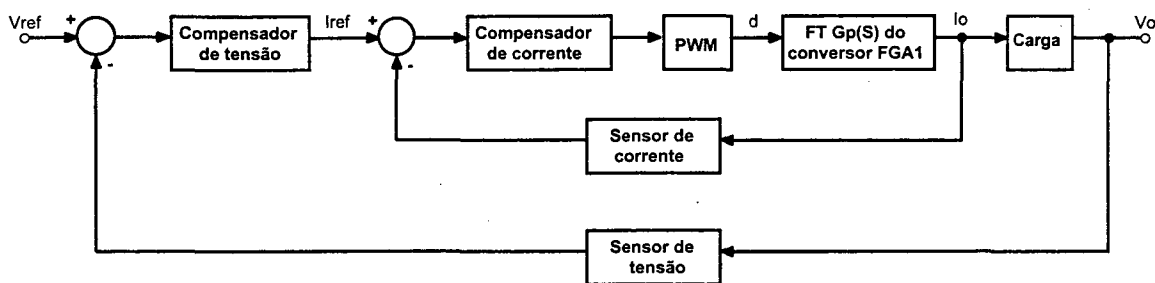


Fig. 3.3 – Conversor controlado no modo corrente

A malha interna de corrente deve ser mais rápida em relação à de tensão, que por sua vez, deve ser insensível para transitórios rápidos de carga ou tensão de entrada. Desta forma, a malha de tensão gera a referência de corrente. Com o emprego desta técnica de controle cria-se uma característica de saída de fonte de corrente com tensão controlada.

#### A) Compensador de corrente:

A função de transferência do conversor FGA1 obtida no capítulo 2 ( $G_P(S)$ ), indica uma forte dependência do capacitor de grampeamento e da indutância magnetizante sobre a resposta em frequência. A função  $G_P(S)$  indica uma frequência na qual o conversor entra em instabilidade, o que determinará a frequência de cruzamento da malha de corrente em laço aberto.

Entretanto, o comportamento da função de transferência  $G_P(S)$  em frequências abaixo da instabilidade é idêntico ao de um conversor abaixador com filtro LC da saída. O

que se propõe é a utilização de um controlador do tipo PID, alocando suas singularidades em função do filtro de saída. A instabilidade deverá ser evitada realizando a escolha das capacitâncias de grampeamento e ajustando o ganho estático do compensador.

A Fig. 3.4 ilustra o circuito utilizado para o compensador de corrente:

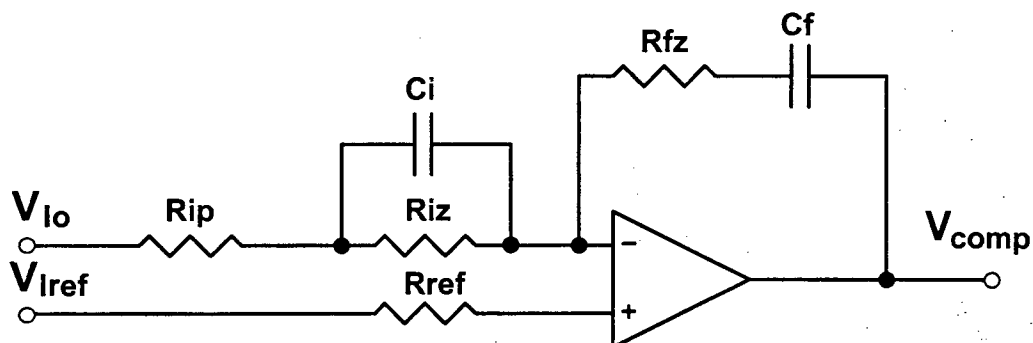


Fig. 3.4 – Compensador de corrente PID

A função de transferência deste compensador é dada por:

$$R_i(s) = \frac{(R_{fz} \cdot C_f \cdot s + 1) \cdot (R_{iz} \cdot C_i \cdot s + 1)}{(R_{ip} + R_{iz}) \cdot C_f \cdot s \cdot \left( \frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{ip} + R_{iz}} \cdot C_i \cdot s + 1 \right)} \quad (3.40)$$

As singularidades deste compensador devem ser alocadas pelo seguinte procedimento:

- Um pólo já é naturalmente locado na origem, o que garante erro estático nulo;
- O segundo pólo deve ser colocado sobre o zero referente à resistência série do capacitor de filtro do conversor;
- O par de zeros deve ser locado na frequência dos pólos complexos referentes ao filtro de saída do conversor.

A malha de corrente em laço aberto possui dois blocos de ganho. Um referente ao sensor de corrente (geralmente um resistor de baixo valor ( $R_{SHUNT}$ )) e outro bloco referente ao gerador PWM que através da comparação de um sinal triangular de tensão com o nível de tensão da saída do compensador de corrente, gera os pulsos com a razão cíclica correspondente.

O ganho do bloco PWM ( $K_{PWM}$ ) está relacionado ao valor de tensão aplicada para comparação com a triangular ( $V_{ci}$ ) e a conseqüente razão cíclica. Seu valor é obtido pela expressão (3.41), analisando a Fig. 3.5:

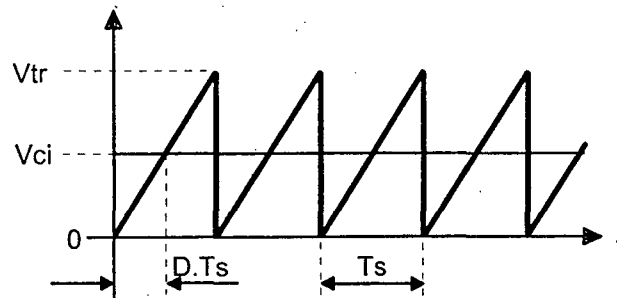


Fig. 3.5 – Comparação para geração da razão cíclica

$$K_{PWM} = \frac{D}{V_{ci}} \quad (3.41)$$

Caso seja utilizado um sensor de corrente de resistência muito baixa, o que é preferível para evitar perdas Joule, deve-se considerar ainda um terceiro bloco referente ao ganho do amplificador da tensão sobre esta resistência ( $K_{vshunt}$ ).

A função de transferência de laço aberto da malha de corrente pode então ser definida analisando a Fig. 3.3:

$$FTLA_i(S) = K_{PWM} \cdot R_{shunt} \cdot K_{vshunt} \cdot R_i(S) \cdot G_P(S) \quad (3.42)$$

A função de transferência de malha fechada é obtida:

$$FTMF_i(S) = \frac{K_{PWM} \cdot R_i(S) \cdot G_P(S)}{1 + FTLA_i(S)} \quad (3.43)$$

### B) Compensador de tensão

O sinal gerado pelo compensador de tensão deve ser praticamente constante durante a ação da malha de corrente. Assim, a malha de tensão deve ser mais lenta (usualmente 5 vezes mais lenta) que a malha de corrente.

O compensador do tipo PI (proporcional – integral) ilustrado na Fig. 3.6 pode ser utilizado para a malha de tensão. Suas singularidades devem ser ajustadas da seguinte forma:

- Um pólo naturalmente locado na origem, garantindo erro estático nulo;
- Um zero locado numa frequência maior que a frequência de corte do compensador, para garantir o cruzamento por zero dB.

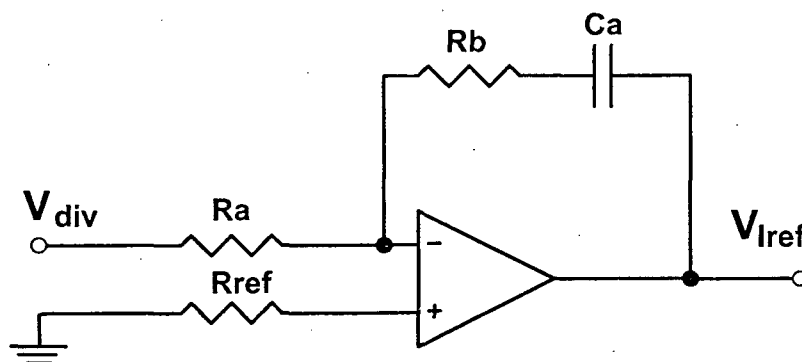


Fig. 3.6 – Compensador de tensão PI

A função de transferência deste compensador é dada por:

$$R_v(s) = \frac{R_b \cdot C_a \cdot s + 1}{R_a \cdot C_a \cdot s} \quad (3.44)$$

A frequência do zero é definida pela equação:

$$f_z(s) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_b \cdot C_a} \quad (3.45)$$

A tensão  $V_{div}$  refere-se à tensão de saída do conversor multiplicada por um ganho  $K_{div}$ . Este ganho é referente ao divisor resistivo (sensor de tensão) e a um eventual amplificador proporcional em cascata.

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão pode ser definida analisando a Fig. 3.3:

$$FTLA_v(s) = R_o \cdot K_{div} \cdot R_v(s) \cdot FTMF_i(s) \quad (3.45)$$

A função de transferência de malha fechada é obtida:

$$FTMF_i(s) = \frac{R_o \cdot R_v(s) \cdot FTMF_i(s)}{1 + FTLA_v(s)} \quad (3.46)$$

### 3.3 Procedimento de projeto para o conversor FGA com diodo de roda-livre

O circuito de potência a ser projetado é apresentado na Fig. 3.7. As considerações iniciais feitas para o conversor anterior são também válidas para este. Poderá ser notado que o procedimento de projeto é idêntico ao FGA1, havendo algumas mudanças quanto ao equacionamento utilizado.

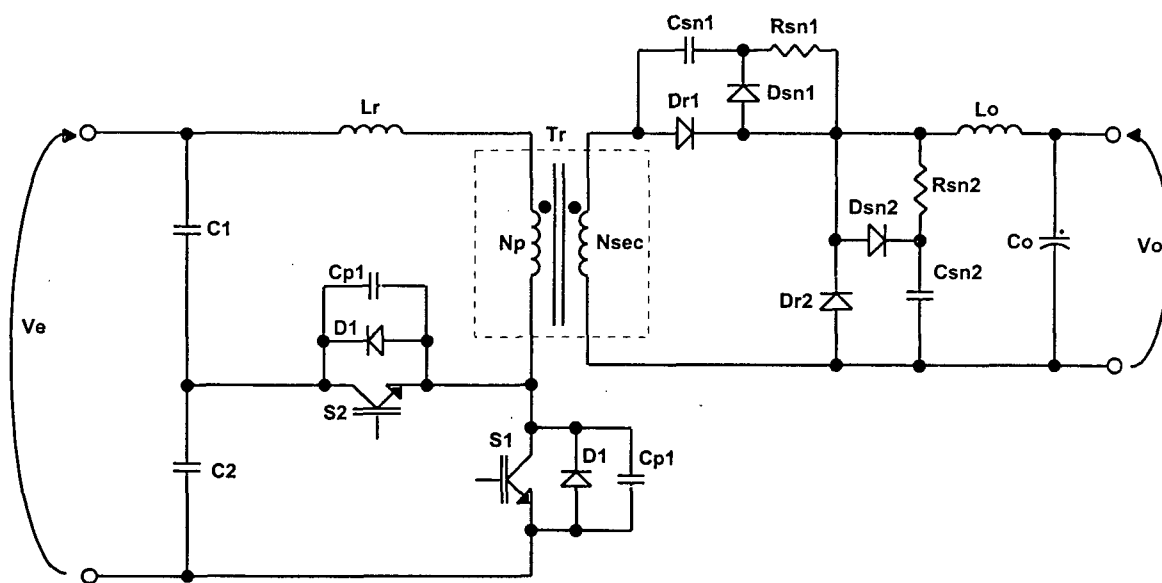


Fig. 3.7 – Circuito de potência do conversor FGA2

#### 3.3.1 Determinação da relação de transformação e da indutância ressonante em função da faixa de carga com comutação suave

O procedimento para determinar a relação de transformação e a indutância ressonante para o conversor FGA2 também será função de uma razão cíclica máxima para operação do conversor na ausência de perturbações de carga ou tensão de entrada. Os passos a serem seguidos são os mesmos, procurando encontrar uma relação de transformação que propicie uma tensão máxima de saída para um razão cíclica de comando  $D_n$ ; e uma indutância ressonante capaz de realizar a comutação ZVS para uma faixa de carga pré-determinada.

Assim como para o primeiro conversor, considera-se que a tensão de saída é ajustável entre um valor mínimo ( $V_{o\ min}$ ) e um máximo ( $V_{o\ max}$ ), e que a condição crítica

para a comutação suave é determinada para um valor de corrente de carga estando a tensão de saída em seu valor mínimo ( $D_{crit}$ ).

Os passos relacionados às equações (3.1) à (3.9) possuem algumas modificações devido ao ganho estático deste segundo conversor. São as seguintes expressões a serem consideradas para este caso:

Máxima tensão de saída refletida ao primário:

$$V_{o'_{maxo}} = D_n \cdot V_e \quad (3.47)$$

Razão cíclica crítica:

$$D_{crit} = \frac{q_{min}}{\gamma} + \frac{I_{o_{crit}} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n} \quad (3.48)$$

Ganho estático aplicando a razão cíclica  $D_n$ :

$$q_{o_{max}} = \left( D_n - \frac{I_{o(Vo_{max})} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n} \right) \cdot \gamma \quad (3.49)$$

Da mesma forma que para o primeiro conversor, a tensão máxima de saída obtida na equação (3.9) poderá ser menor que a desejada, a qual deverá ser compensada pela relação de transformação. Para isto, deve-se refazer os cálculos até que a tensão obtida seja a desejada.

Ao final das interações, a tensão e potência máxima de saída do conversor será obtida aplicando a razão cíclica esperada ( $D_n$ ), e haverá comutação suave para a situação de mínima tensão de saída e corrente de carga acima do valor crítico ( $I_{o_{crit}}$ ).

### 3.3.2 Dimensionamento físico do transformador

O transformador para este conversor terá um cálculo mais simples que o apresentado para o primeiro conversor, pois possuirá um enrolamento primário e um secundário, não havendo uma corrente média pela indutância de magnetização se for desconsiderada a presença do indutor ressonante.

O cálculo da área se faz com a máxima variação de fluxo magnético, não sendo necessário compensar seu valor frente à corrente média pela indutância magnetizante.

O equacionamento apresentado de (3.11) à (3.24) também é válido para o conversor FGA2. A única observação que deve ser feita refere-se ao enrolamento secundário. Como este é único, faz-se o cálculo da área de cobre considerando a máxima corrente de saída e a máxima razão cíclica conforme expressão (3.17). Na situação de curto-circuito entre os terminais de saída, a corrente de saída estará circulando quase que totalmente pelo diodo de roda-livre, não sendo necessário sobre-dimensionar o enrolamento secundário.

### **3.3.3 Dimensionamento físico do indutor ressonante**

Com a indutância ressonante determinada no item 3.3.1, faz-se o seu dimensionamento físico. O equacionamento a ser utilizado é o mesmo que foi apresentado para o conversor FGA1, de (3.25) à (3.27).

### **3.3.4 Dimensionamento dos semicondutores do lado primário**

Os mesmos motivos que indicam o uso de interruptores controláveis do tipo IGBTs, são também válidos para este conversor. A tensão máxima sobre os interruptores será elevada (sempre igual ou maior que a tensão de entrada, conforme expressão (1.85)) e a comutação não-dissipativa para o bloqueio de  $S_2$  irá exigir a circulação de uma energia reativa pelo primário.

A escolha do interruptor IGBT deve satisfazer os esforços máximos que podem ser determinados pelo equacionamento apresentado no item 1.3.5.(A). As grandezas de corrente de pico e corrente média máxima para os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  podem ser obtidas pelas expressões (1.256), (1.260) e (1.262), (1.264) respectivamente. Tais esforços devem ser determinados para o caso de maior razão cíclica que poderá ser imposta pelo controle (no caso de determinar a tensão de bloqueio e a corrente de pico), e pela máxima corrente de saída (no caso dos esforços de corrente média).

As perdas por condução para os interruptores IGBTs e o cálculo térmico, são obtidos pelas expressões (3.28) e (3.29).

Assim como no conversor FGA1, os diodos em anti-paralelo aos interruptores deverão ser preferencialmente rápidos (série “ultra-rápidos”) e capazes de suportar a tensão de bloqueio dos interruptores controláveis.



Os esforços de corrente para estes diodos podem ser obtidos conforme descrito no item 1.3.5.a. Porém, como foi descrito no item 1.3.5.(B), haverá uma corrente máxima pelo diodo  $D_2$  praticamente igual ao valor da corrente por  $S_1$  no instante de seu bloqueio.

### **3.3.5 Dimensionamento dos capacitores de grampeamento**

Verificou-se no capítulo 2, que no caso do conversor FGA2, a dinâmica do conversor também será fortemente influenciada pela capacitância de grampeamento. Portanto, sendo o comportamento de tensão e corrente por estes capacitores idêntico ao do conversor FGA1, salientam-se as mesmas considerações apresentadas no item 3.2.5 para a escolha destes:

- Utilizar capacitores de polipropileno e;
- Evitar ondulações elevadas de tensão sobre os capacitores de grampeamento.

### **3.3.6 Dimensionamento dos diodos retificadores de saída**

Assim como comentado para o primeiro conversor, os diodos retificadores de saída  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  devem possuir um pequeno tempo de recuperação reversa e baixa queda de tensão em condução, minimizando as perdas por comutação e condução nestes.

Os componentes devem atender aos esforços de tensão dados pelas expressões (1.239) e (1.240), e de correntes dados pelas expressões (1.100) e (1.101). Lembra-se que o diodo de roda-livre  $D_{r2}$  deverá ter capacidade de conduzir a totalidade da corrente de carga em situação de curto-circuito nos terminais de saída.

As perdas por condução e o cálculo térmico são determinadas pelas mesmas expressões apresentadas para o conversor FGA1, (3.30) e (3.31).

### **3.3.7 Dimensionamento do circuito grampeador do retificador de saída**

No caso do conversor FGA com diodo de roda-livre, apenas o diodo retificador  $D_{r1}$  estará sujeito às sobretensões causadas pela interação entre o seu processo de recuperação reversa com a indutância de dispersão do secundário do transformador. Entretanto é viável utilizar este mesmo circuito grampeador para o diodo  $D_{r2}$ , devido às sobretensões causadas pela mudança na derivada da corrente pelo indutor ressonante.

O dimensionamento é feito da mesma maneira que foi apresentado no item 3.2.7, porém as expressões (3.32) e (3.34) são adaptadas para esta configuração do circuito retificador, onde a tensão máxima sobre os diodos não será o dobro da tensão do secundário:

$$\mu = \frac{V_g - V_{SEC\ max}}{V_{SEC\ max}} \quad (3.50)$$

$$P_{G\ Dr} = f_s \cdot C_{Dr} \cdot (V_{SEC\ max})^2 \cdot \frac{(1 + \mu)^2 \cdot (1 - \mu)}{\mu} \quad (3.51)$$

### 3.3.8 Dimensionamento do indutor de filtro

A indutância  $L_o$  pode ser determinada isolando-a na expressão (1.278):

$$L_o = \frac{1}{\Delta I_{L_o}} \cdot \left( \frac{V_e}{n} \cdot \gamma - V_{Dr1(on)} - V_o \right) \cdot \left( \frac{D}{f_s} - \frac{I_o \cdot L_r}{n \cdot V_e} \right) \quad (3.52)$$

O procedimento para o dimensionamento do núcleo, do número de espiras e do entreferro, utiliza as mesmas expressões descritas para o dimensionamento do indutor ressonante  $L_r$  no item 3.2.3. Para este indutor, a corrente eficaz pode ser aproximada ao valor máximo da corrente contínua de saída  $I_o$ ; e a corrente de pico deve ser este valor médio acrescido da ondulação  $\Delta I_{L_o}$ .

As perdas e a elevação de temperatura para este indutor são obtidas da mesma maneira do que foi descrito no item 3.2.2 para o transformador do conversor FGA1.

### 3.3.9 Dimensionamento do capacitor de filtro

A capacitância de filtragem pode ser determinada pela expressão (1.279) em função da integral da ondulação de corrente pelo indutor de filtragem ( $\Delta I_{L_o}$ ). Entretanto, a ondulação de tensão em alta frequência sobre este capacitor está muito mais relacionada à queda de tensão na resistência série equivalente (RSE) provocada por  $\Delta I_{L_o}$ .

Definindo uma ondulação máxima em alta frequência na tensão de saída que atenda as normas de telecomunicações, encontra-se a máxima resistência série equivalente, conforme equação (3.39). O valor de resistência obtido normalmente faz com que se utilize vários capacitores conectados em paralelo.

### **3.3.10 Dimensionamento das malhas de controle**

As malhas de tensão e corrente para o conversor FGA2 possuem as mesmas considerações de velocidade indicadas para o conversor FGA1. Os próprios compensadores PID e PI demonstrados no item 3.2.10, também serão utilizados para este segundo conversor. Isto pode ser feito porque o conversor FGA2 também se comporta como um conversor abaixador quando a dinâmica do capacitor de grameamento acompanha as perturbações na razão cíclica.

O ajuste da frequência de cruzamento da malha de corrente para este conversor, também deverá ser feito atentando para a frequência onde a capacitância de grameamento, juntamente com a indutância magnetizante, irá provocar a instabilidade.

## **3.4 Conclusão**

Foram apresentados neste capítulo os procedimentos de projeto para os conversores FGA com derivação central e FGA com diodo de roda-livre. Em ambos os casos, o início do projeto se faz com a determinação da relação de transformação mediante a escolha de uma razão cíclica nominal. Verificou-se que este valor de razão cíclica é dependente principalmente da limitação de tensão sobre os interruptores do lado primário.

A escolha dos interruptores controláveis é fortemente influenciada pela máxima tensão de bloqueio e pela corrente eficaz pelo circuito primário; levando à preferência do uso de interruptores do tipo IGBTs ao invés de MOSFETs. Dentre os magnéticos, o que exige uma maior atenção no projeto é o transformador do conversor FGA1, que deverá ser dimensionado considerando-se a corrente média pela indutância magnetizante.

O uso dos conversores estudados em fontes para telecomunicações, exige que sejam utilizadas duas malhas de compensação; uma interna de corrente, e uma externa de tensão. Foram demonstrados os compensadores usualmente utilizados em conversores do tipo abaixador como sendo uma opção ao controle dos conversores. O procedimento para o uso destes compensadores deve considerar a dinâmica do circuito de grameamento ativo, procurando evitar a instabilidade fixando uma frequência de cruzamento abaixo da região em que a tensão de grameamento não acompanha mais a variação da razão cíclica.

## 4. PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS CONVERSORES EM UMA APLICAÇÃO PARA TELECOMUNICAÇÕES

### 4.1 Introdução

Os conversores FGA estudados serão projetados para verificação experimental. A aplicação é uma fonte para telecomunicações de 550W com alto fator de potência na entrada. A Fig. 4.1 demonstra um diagrama de blocos da fonte como um todo:

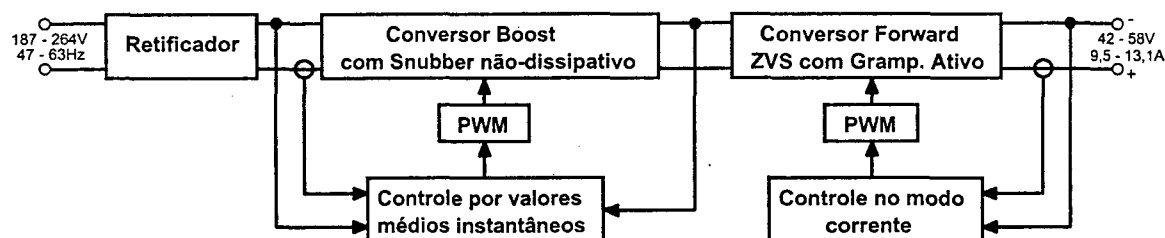


Fig. 4.1 – Diagrama de blocos da fonte de alimentação

O primeiro estágio consiste de um conversor elevador (*Boost*) em modo de condução contínua, realizando a conformação da corrente de entrada de acordo com o formato da tensão de entrada. A técnica de controle é a por valores médios instantâneos, obtida através do uso de uma malha interna de corrente, uma externa de tensão e uma preditiva de tensão eficaz de entrada. O controle e o comando do conversor elevador são facilmente obtidos utilizando o circuito integrado UC3854. No circuito de potência do conversor, será utilizado um *SNUBBER* não dissipativo sobre o diodo de saída, amenizando assim, as perdas por comutação neste conversor.

Os dois conversores forward com grameamento ativo estudados nos capítulos anteriores serão aplicados no segundo estágio, o conversor CC-CC. Cada conversor será projetado de acordo com seu procedimento apresentado no capítulo 3. O controle será feito no modo corrente, aplicando os compensadores PID e PI já descritos.

Após o projeto dos dois conversores FGA, estes terão seus circuitos de potência simulados objetivando a validação parcial do procedimento e a obtenção de algumas formas de onda que possam ser comparadas aos resultados obtidos com os conversores montados.

## 4.2 Projeto do Conversor Elevador de Entrada

Os circuitos de potência e controle do conversor elevador de entrada serão dimensionados de acordo com a literatura [13,14]. Serão acrescentados ao circuito, o *SNUBBER* não dissipativo descrito por [15] e analisado por [16], e as fontes auxiliares para alimentação da eletrônica do próprio conversor de entrada e da eletrônica de controle e comando do estágio de saída.

A Fig. 4.2 demonstra a técnica de controle por valores médios instantâneos aplicada ao conversor. O circuito eletrônico do estágio de entrada, demonstrando o uso do circuito integrado UC3854, pode ser visualizado na Fig. 4.3.

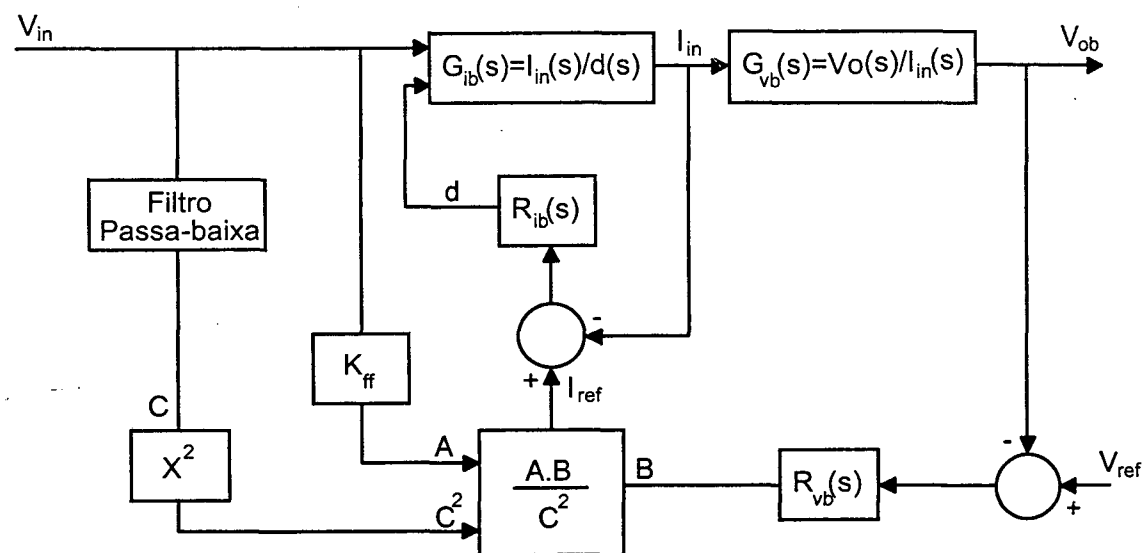


Fig. 4.2 – Controle por valores médios instantâneos do conversor elevador

Verifica-se a presença de três malhas de controle, onde a malha de tensão de saída é responsável pela regulação de  $V_o$  frente às variações de carga. A malha preditiva de tensão gera através de um filtro passa-baixa, um sinal proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Estas duas malhas juntamente com o sinal referente ao formato da

tensão de entrada aplicado na entrada A, geram a referência para a malha interna de corrente.

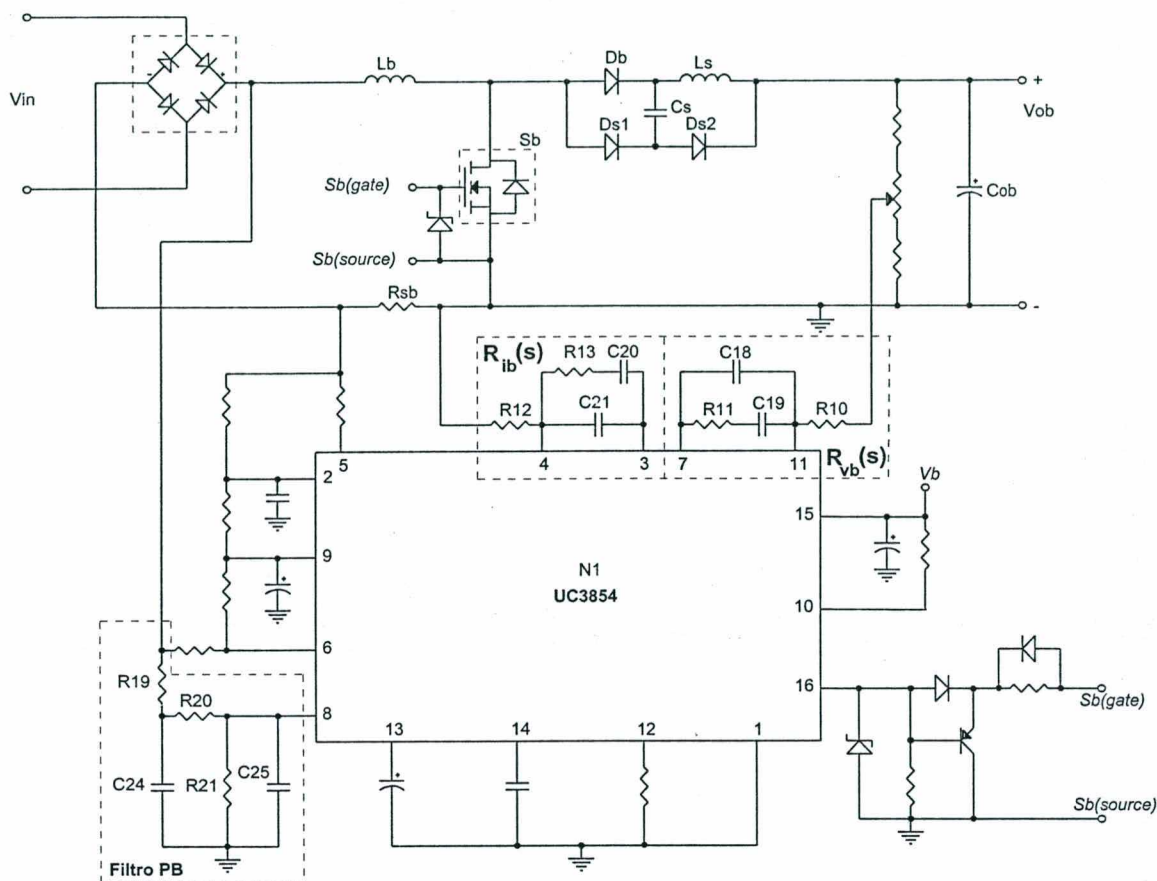


Fig. 4.3 – Conversor elevador sendo controlado pelo circuito integrado UC3854

São especificações do conversor elevador de entrada:

- Potência de saída:  $P_{ob} = 600 \text{ W}$
- Tensão de saída:  $V_{ob} = 407 \text{ V}$
- Ondulação em 120Hz na saída:  $\Delta V_{ob} = 15 V_{p-p}$
- Tensão de entrada:  $187 \leq V_{in} \leq 264 \text{ V}_{ca}$
- Ondulação máxima da corrente de entrada:  $\Delta I_{in} = 12\% \text{ de } I_{in \text{ pico}}$
- Frequência da rede:  $48 \leq f_{in} \leq 63 \text{ Hz}$
- Frequência de comutação:  $f_{sb} = 80 \text{ kHz}$
- Rendimento:  $\eta_b > 0,95$

### 4.2.1 Grandezas gerais

$$V_{in\ pk} = V_{in\ max} \cdot \sqrt{2} = 264 \cdot \sqrt{2} = 373,3V \quad (4.1)$$

$$I_{in\ max} = \frac{P_{ob}}{\eta_b \cdot V_{in\ min}} = \frac{600}{0,95 \cdot 187} = 3,38A \quad (4.2)$$

$$I_{in\ pk} = I_{in\ max} \cdot \sqrt{2} = 3,38 \cdot \sqrt{2} = 4,78A \quad (4.3)$$

$$\Delta I_{in\ max} = 0,12 \cdot I_{in\ pk} = 0,12 \cdot 4,78 = 0,57A \quad (4.4)$$

$$I_{ob} = \frac{P_{ob}}{V_{ob}} = \frac{600}{407} = 1,48A \quad (4.5)$$

### 4.2.2 Indutor de entrada

Ângulo de máxima ondulação da corrente de entrada:

$$\Theta_1 = \text{asin}\left(\frac{V_{ob}}{2 \cdot V_{in\ min} \cdot \sqrt{2}}\right) = \text{asin}\left(\frac{407}{2 \cdot 187 \cdot \sqrt{2}}\right) = 0,878\text{rad} \quad (4.6)$$

Indutância:

$$L_b = \frac{\left(\text{sen}(\Theta_1) - \text{sen}^2(\Theta_1) \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in\ min}}{V_{ob}}\right) \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in\ min}}{\Delta I_{in\ max} \cdot f_{sb}}$$

$$L_b = \frac{\left(\text{sen}(0,878) - \text{sen}^2(0,878) \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 187}{407}\right) \cdot \sqrt{2} \cdot 187}{0,57 \cdot 80 \cdot 10^3} = 2,2\text{mH} \quad (4.7)$$

Núcleo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_b \cdot I_{in\ pico} \cdot I_{in\ max} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} = \frac{2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 4,78 \cdot 3,38 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 450 \cdot 0,28} = 4,03\text{cm}^4 \quad (4.8)$$

Será utilizado o núcleo EE-42/20 IP12R, do fabricante Thornton [17], que possui as seguintes especificações:

$$A_e = 2,40\text{cm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = 3,77 \text{ cm}^4$$

Número de espiras:

$$N_{Lb} = \frac{L_b \cdot I_{in\ pico} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} = \frac{2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 4,78 \cdot 10^4}{0,28 \cdot 2,40} = 156 \text{ esp.} \quad (4.9)$$

Devido à área de janela disponível, foi utilizado um número de 102 espiras. No entanto, não foi verificada a saturação do núcleo no experimento.

Entreferro total:

$$l_g = \frac{N_{Lb}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_b} = \frac{102^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,40 \cdot 10^{-2}}{2,2 \cdot 10^{-3}} = 0,143 \text{ cm} \quad (4.10)$$

Seção dos condutores:

$$S_{Lb} = \frac{I_{in\ max}}{J_{max}} = \frac{3,38}{450} = 0,00751 \text{ cm}^2 \quad (4.11)$$

Como a corrente pelo indutor de entrada possui pouca ondulação em alta frequência, optou-se por utilizar um único condutor elementar AWG18.

### 4.2.3 Capacitor de saída

Capacitância:

$$C_{ob} = \frac{P_{ob}}{4 \cdot \pi \cdot f_{in\ min} \cdot V_{ob} \cdot \left(\frac{\Delta V_{ob}}{2}\right)} = \frac{600}{4 \cdot \pi \cdot 47 \cdot 407 \cdot \left(\frac{15}{2}\right)} = 333 \mu\text{F} \quad (4.12)$$

Serão utilizados dois capacitores de  $680 \mu\text{F}/250\text{V}$  do fabricante Icotron/Siemens, conectados em série.

### 4.2.4 Resistor shunt (sensor de corrente)

O resistor  $R_{sb}$  tem a função de monitorar a corrente de entrada. A escolha de seu valor tem relação com as perdas admissíveis. Em uma aplicação nesta faixa de potência, pode-se utilizar uma resistência total de  $100\text{m}\Omega$ . Para este caso, serão utilizados 10 resistores de  $1\Omega/1\text{W}$  conectados em paralelo.



#### 4.2.6 Diodo de saída (Diodo Boost)

$$I_{Db\ md-max} = \frac{P_{ob}}{V_{ob}} = \frac{600}{407} = 1,47\ A \quad (4.20)$$

$$V_{Db\ max} = V_{ob} + \frac{\Delta V_{ob}}{2} = 407 + \frac{15}{2} = 414,5V \quad (4.21)$$

Com base nas grandezas acima e na frequência de comutação, optou-se por utilizar o diodo ultra-rápido MUR860 do fabricante Motorola [19], que possui as seguintes características:

$$V_{RRM} = 600V \quad I_D = 8A \ @ \ T_j = 25^\circ C \quad V_f = 0,9V \ @ \ T_j = 25^\circ C$$

$$R_{th-jc} = 2^\circ C/W \quad R_{th-ch} = 1,2^\circ C/W \quad t_{rr} = 60ns$$

As perdas por condução são calculadas:

$$P_{Db\ cond} = V_f \cdot I_{Db\ md-max} = 0,9 \cdot 1,47 = 1,32W \quad (4.22)$$

O dissipador é dimensionado para uma temperatura de junção máxima de  $100^\circ C$ :

$$R_{th-ja} < \frac{T_{j\ max} - T_{amb}}{P_{Db\ cond}} \Rightarrow R_{th-ja} < \frac{100 - 50}{1,32} \Rightarrow R_{th-ja} < 37,88^\circ C/W \quad (4.23)$$

$$R_{th-ha} < R_{th-ja} - (R_{th-jc} + R_{th-ch})$$

$$R_{th-ha} < 37,88 - (2 + 1,2) \Rightarrow R_{th-ha} < 34,68^\circ C/W \quad (4.24)$$

Será utilizado um dissipador SK104 da Semikron com  $R_{th-ha} = 11,84^\circ C/W$

#### 4.2.7 Ponte retificadora de entrada

$$I_{PR\ md-max} = \frac{I_{in\ pico}}{\pi} = \frac{4,78}{\pi} = 1,52A \quad (4.25)$$

$$V_{PR\ max} = \sqrt{2} \cdot V_{in\ max} = \sqrt{2} \cdot 264 = 374V \quad (4.26)$$

Com base nas grandezas anteriores, optou-se por utilizar uma ponte de diodos SKB7/08 do fabricante Semikron, que possui as seguintes características:

$$V_{RRM} = 800V \quad I_D = 7A \quad V_f = 1,1V$$

$$R_{th-jc} = 2,5^\circ C/W \text{ cada diodo} \quad R_{th-ch} = 0,2^\circ C/W$$

As perdas por condução são calculadas:

$$P_{PRcond} = V_f \cdot I_{PRmd-max} = 1,1 \cdot 1,52 = 1,67W \quad (4.27)$$

O dissipador é dimensionado para uma temperatura de junção máxima de  $100^\circ C$ :

$$R_{th-ja} < \frac{T_{jmax} - T_{amb}}{4 \cdot P_{PRcond}} \Rightarrow R_{th-ja} < \frac{100 - 50}{4 \cdot 1,67} \Rightarrow R_{th-ja} < 7,48^\circ C/W \quad (4.28)$$

$$R_{th-ha} < R_{th-ja} - \left( \frac{R_{th-jc}}{4} + R_{th-ch} \right)$$

$$R_{th-ha} < 7,48 - \left( \frac{2,5}{4} + 0,2 \right) \Rightarrow R_{th-ha} < 6,65^\circ C/W \quad (4.29)$$

Será utilizado um dissipador 1346 do fabricante Brasele com  $R_{th-ha} = 4,6^\circ C/W$

#### 4.2.8 Circuito do Snubber não-dissipativo

No conversor elevador, quase a totalidade das perdas por comutação ocorrem na entrada em condução do interruptor comandável. Isto deve-se ao pico de corrente provocado pela recuperação reversa do diodo “boost”, que tende a circular pelo interruptor enquanto a tensão sobre este ainda é elevada.

Para amenizar as perdas durante a entrada em condução, utiliza-se o circuito *Snubber* da Fig. 4.4. Este circuito faz com que a derivada de crescimento da corrente pelo interruptor seja limitada, evitando o cruzamento de tensão e corrente.

O cálculo dos componentes do *Snubber* exige o conhecimento prévio do valor do pico de corrente de recuperação reversa do diodo. Como este valor é de difícil obtenção, faz-se o dimensionamento dos componentes através de simulações numéricas, utilizando os modelos dos semicondutores a serem utilizados na montagem.

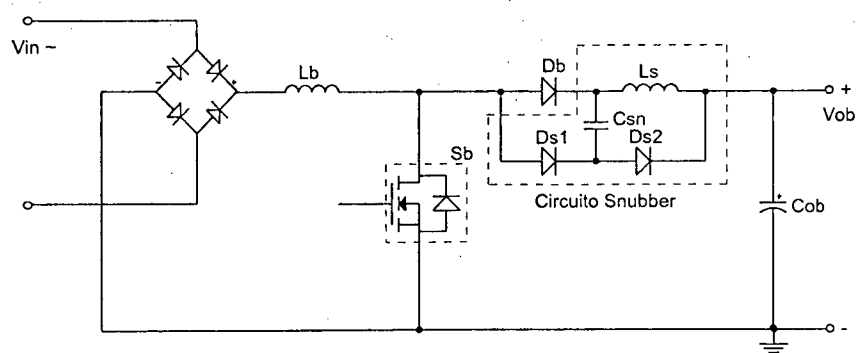


Fig. 4.4 – Circuito Snubber utilizado no conversor elevador

Através de simulações, foram definidos os seguintes valores para o Snubber:

$L_s = 5,6\mu H$  – Montado com o núcleo EE-30/07 IP12R, com 9 espiras e 5 fios AWG24 em paralelo;

$C_s = 82nF$  – Deve-se utilizar um capacitor de polipropileno.

Serão utilizados diodos ultra-rápidos MUR460 para  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$ .

#### 4.2.9 Malhas de Controle

##### MALHA DE TENSÃO PREDITIVA (*feedforward*)

Conforme o fabricante do CI UC3854, a tensão no pino 8 ( $V_{ff}$ ) deve ficar entre o valor mínimo de  $1,4V$  e máximo de  $4,5V$  para operação normal do circuito multiplicador [13]. Portanto, os componentes  $R19$ ,  $R20$  e  $R21$  devem satisfazer tal condição para a faixa de variação da tensão de entrada.

Escolhem-se:  $R19 = 1M\Omega$ ;  $R20 = 120k\Omega$ ;  $R21 = 18k\Omega$

Utilizando estes valores de resistência, a tensão no terminal 8 irá excursionar entre os seguintes valores:

$$V_{ff\ min} = \frac{0,9 \cdot V_{in\ min} \cdot R21}{R19 + R20 + R21} = \frac{0,9 \cdot 187 \cdot 18 \cdot 10^3}{(1000 + 120 + 18) \cdot 10^3} = 2,66V \quad (4.30)$$

$$V_{ff\ max} = \frac{0,9 \cdot V_{in\ max} \cdot R21}{R19 + R20 + R21} = \frac{0,9 \cdot 264 \cdot 18 \cdot 10^3}{(1000 + 120 + 18) \cdot 10^3} = 3,76V \quad (4.31)$$

Os pólos do filtro de segunda ordem devem ser posicionados em uma frequência muito menor que a mínima frequência de entrada (usualmente uma década abaixo da

harmônica de segunda ordem). Neste caso, esta frequência será fixada em  $10\text{Hz}$ , o que resulta nos seguintes valores para os capacitores  $C24$  e  $C25$ :

$$C24 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R20} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 120 \cdot 10^3} = 133\text{nF} \quad (4.32)$$

$$C25 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R21} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 18 \cdot 10^3} = 884\text{nF} \quad (4.33)$$

Serão adotados os valores de  $150\text{nF}$  e  $1\mu\text{F}$  respectivamente.

### MALHA DE TENSÃO DE SAÍDA

Será utilizado um compensador com um pólo na origem para evitar erro estático, um zero e um pólo em frequências determinadas. Apenas por convenção, o zero será alocado duas décadas abaixo da segunda harmônica da rede (para uma frequência da rede de  $60\text{Hz}$ ), e o pólo do compensador em uma década acima deste zero. O ganho do compensador é ajustado para que na frequência da segunda harmônica da corrente de entrada, haja uma atenuação tal que corresponda à uma THD pré-determinada desta corrente, conforme equação (4.38).

Frequência do pólo e do zero do compensador:

$$f_z = \frac{2 \cdot f_r}{100} = \frac{2 \cdot 60}{100} = 1,2\text{Hz} \quad (4.34)$$

$$f_p = 10 \cdot f_z = 10 \cdot 1,2 = 12\text{Hz} \quad (4.35)$$

Ondulação da tensão de saída para o capacitor adotado em 4.2.3 (valor de pico):

$$\Delta V_{ob\ pico} = \frac{P_{ob}}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_{ob} \cdot C_{ob}} = \frac{600}{4 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 407 \cdot 340 \cdot 10^{-6}} = 5,75\text{V} \quad (4.36)$$

Com o divisor resistivo de saída ajustado para ter-se  $7,5\text{V}$  na entrada do compensador, com  $407\text{V}$  de tensão de saída, tem-se que a ondulação de tensão nesta mesma entrada será dada por (4.37):

$$\Delta V_{ob\ cv} = \frac{\Delta V_{ob\ pico} \cdot 7,5}{V_{ob}} = \frac{5,75 \cdot 7,5}{407} = 106\text{mV} \quad (4.37)$$

Admitindo uma THD total da corrente de entrada de 2%, determina-se o ganho do compensador de tensão na segunda harmônica da frequência da rede pela equação (4.38):

$$K_{v(120)} = 20 \cdot \log \left( \frac{V_{vao} \cdot \frac{THD_{total}}{2 \cdot 100}}{\Delta V_{obcv}} \right) = 20 \cdot \log \left( \frac{4 \cdot \frac{2}{2 \cdot 100}}{0,106} \right) = -8,46dB \quad (4.38)$$

A função de transferência do compensador de tensão é dada pela expressão (4.39):

$$R_v(s) = K_v \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f_z + S}{2 \cdot \pi \cdot f_p + S^2} \quad (4.39)$$

Adotando o valor de  $1\mu F$  para o capacitor  $C19$ , os outros componentes da malha são dimensionados para as frequências dadas por (4.34) e (4.35):

$$R11 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot C19} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,2 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 132,6k\Omega \approx 150k\Omega \quad (4.40)$$

$$C18 = \frac{C19}{(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot C19 \cdot R11 - 1)} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{(2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot 150 \cdot 10^3 - 1)} = 97nF \approx 100nF \quad (4.41)$$

O resistor  $R10$  é ajustado para que na segunda harmônica da frequência da rede, o ganho do compensador seja o definido pela equação (4.38). Para este caso, utiliza-se o valor de  $33k\Omega$ .

Com os componentes escolhidos, o diagrama de Bode da função de transferência do compensador de tensão é obtido:

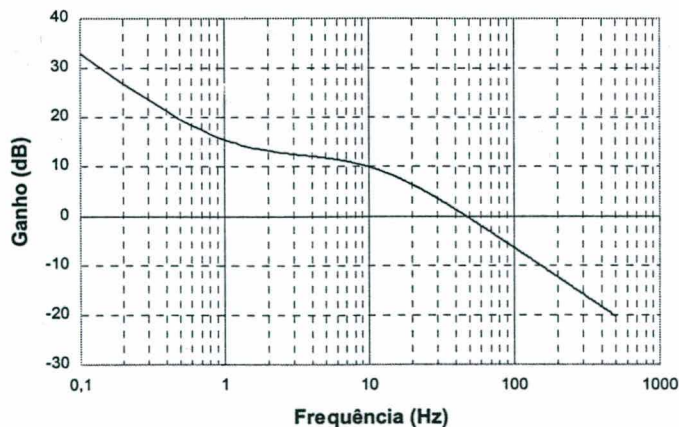


Fig. 4.5 – Ganho do compensador de tensão

## MALHA DE CORRENTE

O compensador de corrente será dimensionado segundo [20], utilizando um compensador de avanço e atraso de fase.

A função de transferência do conversor elevador operando como estágio retificador de entrada, é dado pela expressão (4.42):

$$G_i(s) = \frac{R_{sb} \cdot V_{ob}}{V_{t3854} \cdot L_b \cdot S} \cdot \left( 1 - \frac{S}{2 \cdot f_{sb}} + \frac{S^2}{\pi^2 \cdot f_{sb}^2} \right) \quad (4.42)$$

Onde o termo  $V_{t3854}$  refere-se à amplitude da triangular para geração do sinal PWM, dado pelo fabricante do CI UC3854.

Substituindo as grandezas na expressão (4.42), tem-se a função de transferência para o conversor elevador projetado:

$$G_i(s) = \frac{0,1 \cdot 407}{5,2 \cdot 2,2 \cdot 10^{-3} \cdot S} \cdot \left( 1 - \frac{S}{2 \cdot 80 \cdot 10^{-3}} + \frac{S^2}{\pi^2 \cdot (80 \cdot 10^{-3})^2} \right) \quad (4.43)$$

O compensador de corrente utilizado possui a seguinte função de transferência :

$$R_i(s) = K_i \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f_z + S}{2 \cdot \pi \cdot f_p + S^2} \quad (4.44)$$

A função de transferência em laço aberto  $G_i(s) \cdot R_i(s)$  deverá ter as seguintes características conforme [20]:

- A frequência do zero deve ser colocado em torno de uma década abaixo da frequência de comutação;
- O pólo fora da origem deve ser colocado na metade da frequência de comutação, para atenuar os efeitos de um dos zeros inseridos pela amostragem e também para reduzir a ondulação na saída do compensador;
- O ganho do integrador deverá ser tal que o critério de frequência de cruzamento seja atendido (em torno de um quarto da frequência de cruzamento).

Para este projeto serão adotadas as seguintes características:

$$f_c = \frac{f_{sb}}{6} = \frac{80 \cdot 10^3}{6} = 13,3kHz \quad (4.45)$$

$$f_z = \frac{f_{sb}}{25} = \frac{80 \cdot 10^3}{25} = 3,2kHz \quad (4.46)$$

$$f_p = \frac{f_{sb}}{1,5} = \frac{80 \cdot 10^3}{1,5} = 53,3kHz \quad (4.47)$$

Adotando o valor de  $1,5nF$  para o capacitor  $C20$ , os outros componentes da malha são dimensionados para as frequências dadas por (4.45), (4.46) e (4.47):

$$R13 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot C20} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,2 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9}} = 33,2k\Omega \approx 33k\Omega \quad (4.48)$$

$$C21 = \frac{C20}{(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot C20 \cdot R13 - 1)} = \frac{1,5 \cdot 10^{-9}}{(2 \cdot \pi \cdot 53,3 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} \cdot 33 \cdot 10^3 - 1)} = 96,2pF \approx 100pF \quad (4.49)$$

O resistor  $R12$  é ajustado para obter a frequência de cruzamento definida na equação (4.45). Para este caso, utiliza-se o valor de  $1,2k\Omega$ .

Com os componentes escolhidos, o diagrama de Bode de ganho e fase da função de transferência em laço aberto, são obtidos nas figuras. 4.6 e 4.7. A margem de fase obtida na frequência de cruzamento foi de 31 graus.

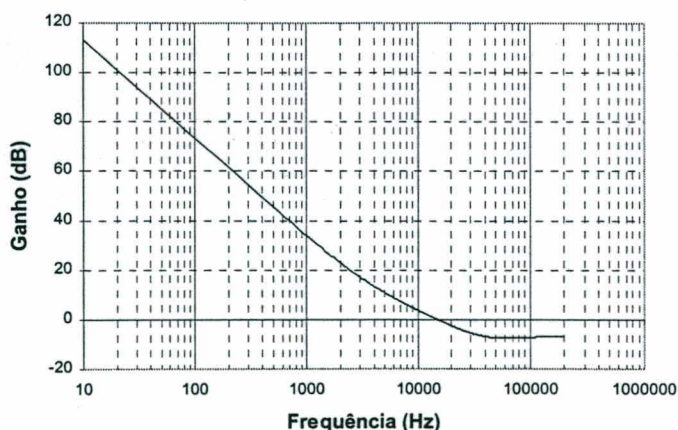


Fig. 4.6 – Ganho da malha de corrente em laço aberto



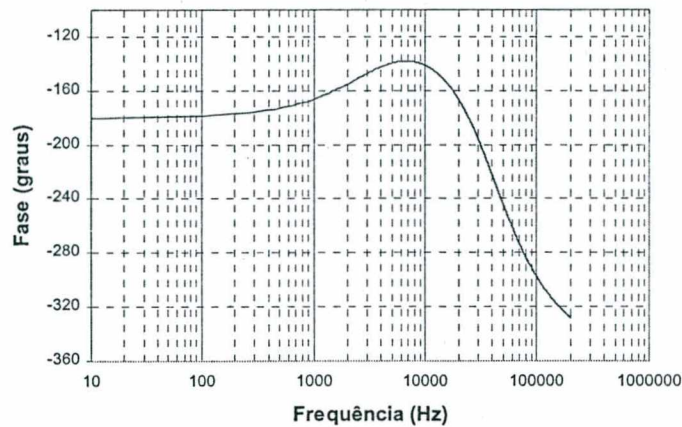


Fig. 4.7 – Fase da malha de corrente em laço aberto

### 4.3 Projeto do Conversor FGA com derivação central

Os circuitos de potência e controle do conversor FGA com derivação central serão dimensionados de acordo com o procedimento apresentado no capítulo 3.

São especificações do conversor CC-CC:

- Potência de saída:  $P_o = 550 \text{ W}$
- Tensão de saída nominal:  $V_{o \text{ nom}} = 48 \text{ V}$
- Variação da tensão de saída:  $42 \leq V_o \leq 58 \text{ V}$
- Tensão de entrada:  $V_e = 407 \text{ V}$
- Frequência de comutação:  $f_s = 40 \text{ kHz}$
- Rendimento:  $\eta \approx 0,95$
- Razão cíclica máxima em operação normal:  $D_n = 0,35$
- Razão cíclica máxima imposta pelo controle:  $D_{\text{max}} = 0,50$
- Corrente crítica p/ comutação ZVS para  $V_o = 42\text{V}$ :  $I_{\text{ocrit}} = 5 \text{ A}$
- Indutância magnetizante do transformador:  $L_m = 1,25 \text{ mH}$
- Capacitância em paralelo à  $S_1$  e  $S_2$ :  $C_{p1} = C_{p2} = 420 \text{ pF}$



### 4.3.1 Grandezas gerais

$$I_{o(Vo\min)} = \frac{P_o}{V_{o\min}} = \frac{550}{42} = 13,1A \quad (4.50)$$

$$I_{o(Vonom)} = \frac{P_o}{V_{onom}} = \frac{550}{48} = 11,45A \quad (4.51)$$

$$I_{o(Vo\max)} = \frac{P_o}{V_{o\max}} = \frac{550}{58} = 9,5A \quad (4.52)$$

$$C_{peq} = C_{p1} + C_{p2} = 2 \cdot 420 \cdot 10^{-12} = 840 pF \quad (4.53)$$

### 4.3.2 Relação de transformação e indutância ressonante

Aplicando a seqüência de cálculos apresentada no item 3.2.1, são encontradas a relação de transformação e o valor da indutância ressonante:

$$\text{Relação de transformação } (N_p/N_{sec1} = N_p/N_{sec2}): \quad n = 3,264;$$

$$\text{Indutância ressonante:} \quad L_r = 150 \mu H.$$

Para o valor de indutância ressonante encontrado, tem-se:

$$\gamma = 1 - \frac{L_r}{L_m} = 1 - \frac{150 \cdot 10^{-6}}{1,25 \cdot 10^{-3}} = 0,88 \quad (4.54)$$

Com a relação de transformação e a indutância  $L_r$  determinadas, tem-se a máxima tensão de saída dada pela equação (4.55), aplicando a razão cíclica especificada  $D_n$ :

$$V_{o\max} = \frac{V_e}{n} \cdot \left( 2 \cdot D_n - \frac{4 \cdot I_{o(Vo\max)} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n} \right) \cdot \gamma$$

$$V_{o\max} = \frac{407}{3,264} \cdot \left( 2 \cdot 0,35 - \frac{4 \cdot 9,5 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{407 \cdot 3,264} \right) \cdot 0,88 = 57,978V \quad (4.55)$$

A razão cíclica crítica p/ comutação ZVS é obtida isolando-a na expressão (3.6):

$$L_r = 4 \cdot \left( \frac{L_m \cdot f_s}{D_{crit}} \right)^2 \cdot C_{peq}$$

$$150 \cdot 10^{-6} = 4 \cdot \left( \frac{1,25 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3}{D_{crit}} \right)^2 \cdot 840 \cdot 10^{-12} \Rightarrow D_{crit} = 0,2366 \quad (4.56)$$

Aplicando o valor  $D_{crit}$  na mínima tensão de saída, tem-se o valor da corrente crítica para comutação suave, comprovando o especificado:

$$D_{crit} = \frac{V_{o min} \cdot n}{2 \cdot \gamma \cdot V_e} + \frac{2 \cdot I_{o crit} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n}$$

$$0,2366 = \frac{42 \cdot 3,264}{2 \cdot 0,88 \cdot 407} + \frac{2 \cdot I_{o crit} \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{407 \cdot 3,264} \Rightarrow I_{o crit} = 5,006 A \quad (4.57)$$

### 4.3.3 Transformador

Para um dimensionamento otimizado do transformador, serão obtidas as grandezas de corrente máxima pelo primário e ondulação de corrente pela indutância magnetizante considerando a presença da indutância ressonante, conforme equacionado no capítulo 1 (item 1.2.5.(B)). Os maiores esforços de corrente no circuito primário irão ocorrer para a mínima tensão de saída e potência nominal de 550W.

A razão cíclica para mínima tensão de saída e potência nominal é obtida isolando-a na expressão (1.77):

$$D_{(Vo min)} = \frac{V_{o min} \cdot n}{2 \cdot \gamma \cdot V_e} + \frac{2 \cdot I_{o(Vo min)} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n}$$

$$D_{(Vo min)} = \frac{42 \cdot 3,264}{2 \cdot 0,88 \cdot 407} + \frac{2 \cdot 13,1 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{407 \cdot 3,264} = 0,31 \quad (4.58)$$

Corrente média pela indutância magnetizante:

$$I_{mmd} = \frac{I_{o(Vo min)}}{n} \cdot \left( 2 \cdot D_{(Vo min)} - \frac{4 \cdot I_{o(Vo min)} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n} \right) \cdot \left( \frac{\gamma}{\eta} + \frac{1}{2 \cdot D_{(Vo min)}} - 1 \right)$$

$$I_{mmd} = \frac{13,1}{3,264} \cdot \left( 2 \cdot 0,31 - \frac{4 \cdot 13,1 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{407 \cdot 3,264} \right) \cdot \left( \frac{0,88}{0,95} + \frac{1}{2 \cdot 0,31} - 1 \right) = 2,37 A \quad (4.59)$$

Ondulação de corrente máxima pela indutância magnetizante:

$$\Delta I_{m \max} = \frac{V_e \cdot \gamma}{L_m} \cdot \left( \frac{D_{(V_o \min)}}{f_s} - \frac{2 \cdot I_{o(V_o \min)} \cdot L_r}{V_e} \right)$$

$$\Delta I_{m \max} = \frac{407 \cdot 0,88}{1,25 \cdot 10^{-3}} \cdot \left( \frac{0,31}{40 \cdot 10^3} - \frac{2 \cdot 13,1 \cdot 150 \cdot 10^{-6}}{407 \cdot 3,264} \right) = 1,37 A \quad (4.60)$$

Corrente de pico pela indutância magnetizante:

$$I_{m \text{ pk}} = I_{m \text{ md}} + \frac{\Delta I_m}{2} = 2,37 + \frac{1,37}{2} = 3,06 A \quad (4.61)$$

Corrente de pico pelo enrolamento primário do transformador:

$$I_{P \text{ pk}} = I_{m \text{ pk}} + \frac{I_{o(V_o \min)}}{n} = 3,06 + \frac{13,1}{3,264} = 7,07 A \quad (4.62)$$

Varição máxima do fluxo:

$$\Delta B_{\max} = \frac{B_{\max} \cdot \Delta I_{m \max}}{I_{m \text{ pk}} + \frac{\Delta I_{m \max}}{2}} = \frac{0,28 \cdot 1,37}{3,06 + \frac{1,37}{2}} = 0,1025 T \quad (4.63)$$

Escolha do núcleo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{I_{P \text{ pk}} \cdot V_{P \max} \cdot D_{\max} \cdot 10^4}{K_w \cdot K_p \cdot J_{\max} \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_s}$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{7,07 \cdot 407 \cdot 0,88 \cdot 0,5 \cdot 10^4}{0,4 \cdot 0,5 \cdot 400 \cdot 0,1025 \cdot 40 \cdot 10^3} = 38,6 \text{ cm}^4 \quad (4.64)$$

Verificou-se no experimento que um núcleo EE-65/26 IP12R pode ser utilizado, sendo necessário o uso de entreferro.

Dados do núcleo:	$A_e = 5,32 \text{ cm}^2$	$A_w = 2,86 \text{ cm}^2$	
	$A_e \cdot A_w = 15,21 \text{ cm}^4$	$V_n = 78,2 \text{ cm}^3$	$l_f = 14,7 \text{ cm}$

Número de espiras no primário:

$$N_P = \frac{V_{P \max} \cdot D_{\max} \cdot 10^4}{A_e \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_s} = \frac{407 \cdot 0,88 \cdot 0,5 \cdot 10^4}{5,32 \cdot 0,1025 \cdot 40 \cdot 10^3} = 82 \text{ esp.} \quad (4.65)$$

Devido à área de janela disponível, foi utilizado um número de 37 espiras para o enrolamento primário. Como neste transformador é necessário um pequeno entreferro para obtenção da indutância magnetizante, não foi verificada no experimento a saturação do núcleo em operação normal.

Número de espiras para cada secundário:

$$N_{SEC1} = N_{SEC2} = \frac{N_P}{n} = \frac{37}{3,264} = 11,33 \approx 11 \text{ esp.} \quad (4.66)$$

A relação de transformação resultante será de:

$$n = \frac{N_P}{N_{SEC1}} = \frac{37}{11} = 3,36 \quad (4.67)$$

Escolha do condutor elementar:

$$d_{ce} = 2 \cdot \frac{7,255}{\sqrt{f_s}} = 2 \cdot \frac{7,255}{\sqrt{40 \cdot 10^3}} = 0,07255 \text{ cm} \quad (4.68)$$

Escolhe-se o condutor elementar AWG21, onde  $d_{ce}=0,072 \text{ cm}$  e  $S_{ce}=0,4105 \text{ mm}^2$ .

A corrente eficaz pelo primário é determinada pela expressão (4.69), não considerando a presença do indutor ressonante, o que leva a um resultado conservador:

$$I_{P_{ef}} = \frac{2 \cdot I_o(V_{o \min})}{n} \cdot \sqrt{D_{\max}} = \frac{2 \cdot 13,1}{3,36} \cdot \sqrt{0,5} = 5,51 \text{ A} \quad (4.69)$$

Número de condutores elementares para cada enrolamento:

$$N_{ceP} = \frac{I_{P_{ef}}}{J_{\max} \cdot S_{ce}} = \frac{5,51}{400 \cdot 10^{-2} \cdot 0,4105} = 3,36 \approx 4 \text{ condutores} \quad (4.70)$$

$$N_{ceSEC1} = \frac{I_o(V_{o \min}) \cdot \sqrt{D_{\max}}}{J_{\max} \cdot S_{ce}} = \frac{13,1 \cdot \sqrt{0,5}}{400 \cdot 10^{-2} \cdot 0,4105} = 5,64 \quad (4.71)$$

Serão utilizados 7 condutores elementares para o secundário 1.

$$N_{ceSEC2} = \frac{I_o(V_{o \min})}{J_{\max} \cdot S_{ce}} = \frac{13,1}{400 \cdot 10^{-2} \cdot 0,4105} = 7,98 \quad (4.72)$$

Serão utilizados 10 condutores elementares para o secundário 2.

Perdas no núcleo:

$$P_{NTr} = \Delta B_{max}^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_e \cdot f_s^2) \cdot V_n$$

$$P_{NTr} = (0,1025)^{2.4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 40 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (40 \cdot 10^3)^2) \cdot 78,2 = 0,74W \quad (4.73)$$

As perdas no cobre são calculadas para a razão cíclica  $D_{(Vomin)}$  obtida em (4.58):

$$P_{CUP} = \frac{\rho_{C75}}{S_{ce}} \cdot \frac{N_P \cdot l_t}{N_{ceP}} \cdot \left( \frac{2 \cdot I_{o(Vomin)}}{n} \cdot \sqrt{D_{(Vomin)}} \right)^2$$

$$P_{CUP} = \frac{2,0784 \cdot 10^{-6}}{0,004105} \cdot \frac{37 \cdot 14,7}{4} \cdot \left( \frac{2 \cdot 13,1}{3,36} \cdot \sqrt{0,31} \right)^2 = 1,30W \quad (4.74)$$

$$P_{CUSEC1} = \frac{\rho_{C75}}{S_{ce}} \cdot \frac{N_{SEC1} \cdot l_t}{N_{ceSEC1}} \cdot (I_{o(Vomin)} \cdot \sqrt{D_{(Vomin)}})^2$$

$$P_{CUSEC1} = \frac{2,0784 \cdot 10^{-6}}{0,004105} \cdot \frac{11 \cdot 14,7}{7} \cdot (13,1 \cdot \sqrt{0,31})^2 = 0,62W \quad (4.75)$$

$$P_{CUSEC2} = \frac{\rho_{C75}}{S_{ce}} \cdot \frac{N_{SEC2} \cdot l_t}{N_{ceSEC2}} \cdot (I_{o(Vomin)} \cdot \sqrt{1 - D_{(Vomin)}})^2$$

$$P_{CUSEC2} = \frac{2,0784 \cdot 10^{-6}}{0,004105} \cdot \frac{11 \cdot 14,7}{10} \cdot (13,1 \cdot \sqrt{1 - 0,31})^2 = 0,97W \quad (4.76)$$

Resistência térmica:

$$RT_{Tr} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 23 \cdot (15,21)^{-0,37} = 8,40 \text{ } ^\circ C/W \quad (4.77)$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T_{Tr} = R_{TTr} \cdot (P_{NTr} + P_{CUTOTAL}) = 8,40 \cdot (0,74 + 1,30 + 0,62 + 0,97) = 30,49 \text{ } ^\circ C \quad (4.78)$$

As seguintes grandezas foram obtidas com o transformador montado:

Indutância de dispersão medida pelo primário:  $L_{DP} = 12 \mu H$

Indutância magnetizante:  $L_m = 1,27 mH$

#### 4.3.4 Indutor ressonante

A corrente eficaz pelo indutor ressonante é obtida através da soma quadrática das correntes eficazes pelos interruptores do lado primário. O equacionamento utilizado para determinar estes valores de corrente é o apresentado no item 1.2.5.(B), para a situação de mínima tensão de saída e potência nominal.

Valor de indutância ressonante considerando a dispersão do transformador:

$$L_r' = L_r - L_{DP} = (150 - 12) \cdot 10^{-6} = 138 \mu H \quad (4.79)$$

Corrente eficaz pelos interruptores do lado primário:

$$I_{S1ef} = 2,96A \quad I_{S2ef} = 1,14A \quad I_{D1ef} = 0,25A \quad I_{D2ef} = 1,94A$$

Máxima corrente eficaz pelo indutor ressonante:

$$I_{Lr'ef} = \sqrt{I_{S1ef}^2 + I_{S2ef}^2 + I_{D1ef}^2 + I_{D2ef}^2} = \sqrt{(2,96)^2 + (1,14)^2 + (0,25)^2 + (1,94)^2} = 3,73A \quad (4.80)$$

Núcleo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_r' \cdot I_{Lr'pk} \cdot I_{Lr'efmax} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} = \frac{138 \cdot 10^{-6} \cdot 7,07 \cdot 3,73 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 400 \cdot 0,15} = 0,867 cm^4 \quad (4.81)$$

Devido à área de janela insuficiente para a quantidade de cobre necessária, utilizou-se na montagem o núcleo EE-42/15 IP12R da Thornton:

$$\begin{aligned} \text{Dados do núcleo:} \quad A_e &= 1,81 cm^2 & A_w &= 1,57 cm^2 \\ A_e \cdot A_w &= 2,84 cm^4 & V_n &= 17,6 cm^3 & l_f &= 9,7 cm \end{aligned}$$

Número de espiras:

$$N_{Lr} = \frac{L_r' \cdot I_{Lr'pk} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} = \frac{138 \cdot 10^{-6} \cdot 7,07 \cdot 10^4}{0,15 \cdot 1,81} = 35,9 \text{ esp.} \quad (4.82)$$

Foram colocadas 34 espiras, o que resulta no seguinte entreferro total:

$$l_{g_{Lr}} = \frac{N_{Lr}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_r} = \frac{(34)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81 \cdot 10^{-2}}{138 \cdot 10^{-6}} = 0,19 cm \quad (4.83)$$

Será utilizado o mesmo número de condutores do enrolamento primário do transformador, 4 condutores AWG21.

Perdas no núcleo:

$$P_{N_{Lr}} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_e \cdot f_s^2) \cdot V_n$$

$$P_{N_{Lr}} = (0,15)^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 40 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (40 \cdot 10^3)^2) \cdot 17,6 = 0,42W \quad (4.84)$$

As perdas no cobre são calculadas para a razão cíclica  $D_{(V_{o\min})}$  obtida em (4.58):

$$P_{CU_{Lr}} = \frac{\rho_{c75}}{S_{ce}} \cdot \frac{N_{Lr} \cdot I_t}{N_{ce_{Lr}}} \cdot \left( \frac{2 \cdot I_{o(V_{o\min})}}{n} \cdot \sqrt{D_{(V_{o\min})}} \right)^2$$

$$P_{CU_{Lr}} = \frac{2,0784 \cdot 10^{-6}}{0,004105} \cdot \frac{34 \cdot 9,7}{4} \cdot \left( \frac{2 \cdot 13,1}{3,36} \cdot \sqrt{0,31} \right)^2 = 0,79W \quad (4.85)$$

Resistência térmica:

$$R_{T_{Lr}} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 23 \cdot (2,84)^{-0,37} = 15,63 \text{ } ^\circ C/W \quad (4.86)$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T_{Lr} = R_{T_{Lr}} \cdot (P_{N_{Lr}} + P_{CU_{Lr}}) = 15,63 \cdot (0,42 + 0,79) = 18,91 \text{ } ^\circ C \quad (4.87)$$

#### 4.3.5 Interruptores do lado primário

Interruptores controláveis:

$$V_{S1_{pk}} = V_{S2_{pk}} = V_{D1_{pk}} = V_{D2_{pk}} = \frac{V_e + \frac{\Delta V_{ob}}{2}}{1 - D_{max}} = \frac{407 + \frac{15}{2}}{1 - 0,5} = 829V \quad (4.88)$$

$$I_{S1_{md}} = \frac{2 \cdot I_{o(V_{o\min})} \cdot D_{(V_{o\min})}}{n} = \frac{2 \cdot 13,1 \cdot 0,31}{3,36} = 2,42A \quad (4.89)$$

$$I_{D1_{md}} \approx 0A \text{ (considerando } L_r = 0) \quad (4.90)$$

$$I_{S2_{md}} = I_{D2_{md}} = \frac{V_e \cdot D_{(V_{o\min})} \cdot D'_{(V_{o\min})}}{8 \cdot L_m \cdot f_s} = \frac{407 \cdot 0,31 \cdot 0,69}{8 \cdot 1,27 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3} = 0,22A \quad (4.91)$$

$$I_{S1pk} = I_{D2pk} = 2 \cdot \frac{I_o(Vo\ min)}{n} + \frac{V_e \cdot D_{max}}{2 \cdot L_m \cdot f_s} = 2 \cdot \frac{13,1}{3,36} + \frac{407 \cdot 0,5}{2 \cdot 1,27 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3} = 9,80A \quad (4.92)$$

$$I_{S2pk} = I_{D1pk} = \frac{V_e \cdot D_{max}}{2 \cdot L_m \cdot f_s} = \frac{407 \cdot 0,5}{2 \cdot 1,27 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3} = 2,00A \quad (4.93)$$

Com base nas grandezas acima (principalmente a de tensão) e na frequência de comutação, optou-se por utilizar dois IGBTs IRG4PF50W do fabricante International Rectifier, e dois diodos ultra-rápidos MUR4100 do fabricante Motorola:

Dados do IGBT IRG4PF50W:

$$V_{CES} = 900V \quad I_C = 10A \text{ @ } T_j = 125^\circ C \quad V_{CE(on)} = 1,7V \text{ @ } I_C = 8A$$

$$R_{th-jc} = 0,64^\circ C/W \quad R_{th-ch} = 0,24^\circ C/W \quad t_r = 26ns \text{ e } t_f = 150ns$$

Dados do diodo MUR4100:

$$V_{RRM} = 1000V \quad I_{F(AV)} = 4A \text{ @ } T_{amb} = 35^\circ C$$

$$V_F = 1,75V \text{ @ } I_F = 3A \text{ e } T_j = 25^\circ C$$

Em paralelo aos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  será adicionado um capacitor de  $220pF/2kV$  para obter a capacitância  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  especificada.

#### 4.3.6 Capacitores de grampeamento

O critério para a escolha da capacitância de grampeamento é a resposta dinâmica do conversor. Neste caso, serão utilizados capacitores ( $C_1$  e  $C_2$ ) de  $68nF/1,6kV$  (polipropileno), o que resulta numa capacitância de grampeamento  $C_g$  de  $136nF$ .

#### 4.3.7 Diodos retificadores do lado secundário

$$I_{Dr1md} = I_o(Vo\ min) \cdot D_{max} = 13,1 \cdot 0,5 = 6,55A \quad (4.94)$$

$$I_{Dr2md} = I_o(Vo\ min) = 13,1A \quad (4.95)$$

$$V_{Dr1pk} = V_{Dr2pk} = 2 \cdot \frac{V_e}{n} = 2 \cdot \frac{407}{3,36} = 242,3V \text{ (para } D_{max} = 0,5) \quad (4.96)$$



Com base nas grandezas acima e na frequência de comutação, optou-se por utilizar dois diodos ultra-rápidos MUR1530 do fabricante Motorola:

Dados do diodo MUR1530:

$$V_{RRM} = 300V \quad I_{F(AV)} = 15A @ T_c = 150^\circ C$$

$$C_{DR} \approx 70pF \quad V_F = 1,25V @ I_F = 15A \text{ e } T_j = 25^\circ C$$

$$R_{th-jc} = 1,50^\circ C/W \quad R_{th-ch} = 0,50^\circ C/W$$

#### 4.3.8 Grampeador para os diodos retificadores

A tensão máxima sobre cada enrolamento secundário é dada pela equação (4.97):

$$V_{SECmax} = \frac{V_g}{n} = \frac{407}{3,36} = 121,1V \quad (4.97)$$

A tensão reversa máxima sobre os diodos retificadores de saída será grampeada no valor de 260V (maior que  $2 \cdot V_{SECmax}$ ), portanto tem-se:

$$\mu = \frac{V_g - 2 \cdot V_{SECmax}}{2 \cdot V_{SECmax}} = \frac{260 - 2 \cdot 121,1}{2 \cdot 121,1} = 0,0735 \quad (4.98)$$

$$P_{GDr} = f_s \cdot C_{Dr} \cdot (2 \cdot V_{SECmax})^2 \cdot \frac{(1 + \mu)^2 \cdot (1 - \mu)}{\mu}$$

$$P_{GDr} = 40 \cdot 10^{-3} \cdot 70 \cdot 10^{-12} \cdot (2 \cdot 121,1)^2 \cdot \frac{(1 + \mu)^2 \cdot (1 - \mu)}{\mu} = 2,38W \quad (4.99)$$

$$R_{sn} = \frac{V_g^2}{P_{GDr}} = \frac{260^2}{2,38} = 28,4k\Omega \approx 27k\Omega / 2W \quad (4.100)$$

$$C_{sn} = \frac{1}{0,1 \cdot f_s \cdot R_{sn}} = \frac{1}{0,1 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 27 \cdot 10^3} = 9,26nF \approx 10nF / 400V \quad (4.101)$$

#### 4.3.9 Indutor de filtro de saída

A indutância do filtro de saída será determinada para que haja uma ondulação de corrente de 8% da máxima corrente de saída, com tensão de saída e potência nominais:

Máxima ondulação de corrente:

$$\Delta I_{L_{o\max}} = 0,08 \cdot I_{o(V_{o\min})} = 0,08 \cdot 13,1 = 1,05 A_{p-p} \quad (4.102)$$

Razão cíclica para tensão e potência de saída nominais:

$$D_{(V_{onom})} = \frac{V_{onom} \cdot n}{2 \cdot \gamma \cdot V_e} + \frac{2 \cdot I_{o(V_{onom})} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n}$$

$$D_{(V_{onom})} = \frac{48 \cdot 3,36}{2 \cdot 0,88 \cdot 407} + \frac{2 \cdot 11,45 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{407 \cdot 3,36} = 0,326 \quad (4.103)$$

Indutância de filtro:

$$L_o = \frac{1}{\Delta I_{L_{o\max}}} \cdot \left( \frac{V_e}{n} \cdot \gamma - V_{Dr1(on)} - V_{onom} \right) \cdot \left( \frac{D_{(V_{onom})}}{f_s} - \frac{2 \cdot I_{o(V_{onom})} \cdot L_r}{n \cdot V_e} \right)$$

$$L_o = \frac{1}{1,05} \cdot \left( \frac{407}{3,36} \cdot 0,88 - 1,25 - 48 \right) \cdot \left( \frac{0,326}{40 \cdot 10^3} - \frac{2 \cdot 11,45 \cdot 150 \cdot 10^{-6}}{3,36 \cdot 407} \right) = 308 \mu H \quad (4.104)$$

Núcleo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_o \cdot I_{L_{o\,pk}} \cdot I_{L_{o\,ef}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}} = \frac{308 \cdot 10^{-6} \cdot \left( 13,1 + \frac{1,05}{2} \right) \cdot 13,1 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 400 \cdot 0,28} = 7,01 \text{ cm}^4 \quad (4.105)$$

Será utilizado o núcleo EE-55/21 IP12R da Thornton:

$$\begin{aligned} \text{Dados do núcleo:} \quad A_e &= 3,54 \text{ cm}^2 & A_w &= 2,50 \text{ cm}^2 \\ A_e \cdot A_w &= 8,85 \text{ cm}^4 & V_n &= 42,5 \text{ cm}^3 & l_f &= 12 \text{ cm} \end{aligned}$$

Número de espiras:

$$N_{L_o} = \frac{L_o \cdot I_{L_{o\,pk}} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot A_e} = \frac{308 \cdot 10^{-6} \cdot 13,62 \cdot 10^4}{0,28 \cdot 3,54} = 42,3 \text{ esp.} \quad (4.106)$$

Foram colocadas 42 espiras, o que resulta no seguinte entreferro total:

$$l_{gLo} = \frac{N_{L_o}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_o} = \frac{(42)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54 \cdot 10^{-2}}{308 \cdot 10^{-6}} = 0,255 \text{ cm} \quad (4.107)$$

Número de condutores elementares:

$$N_{ceLo} = \frac{I_{o(Vomin)}}{J_{max} \cdot S_{ce}} = \frac{13,1}{400 \cdot 10^{-2} \cdot 0,4105} = 7,98 \quad (4.108)$$

Serão utilizados 7 condutores elementares AWG21.

Variação de fluxo magnético máximo no indutor de filtro:

$$\Delta B_{max} = \frac{\Delta I_{Lo max} \cdot B_{max}}{I_{Lo pk}} = \frac{1,05 \cdot 0,28}{13,62} = 21,5mT \quad (4.109)$$

Perdas no núcleo:

$$P_{NLo} = \Delta B_{max}^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_e \cdot f_s^2) \cdot V_n$$

$$P_{NLo} = (0,0215)^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 40 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (40 \cdot 10^3)^2) \cdot 42,5 = 9,5mW \quad (4.110)$$

As perdas no cobre são calculadas para a razão cíclica  $D_{(Vomin)}$ :

$$P_{CU Lo} = \frac{\rho C_{75}}{S_{ce}} \cdot \frac{N_{Lo} \cdot l_t}{N_{ceLo}} \cdot (I_{o(Vomin)})^2 = \frac{2,0784 \cdot 10^{-6}}{0,004105} \cdot \frac{42 \cdot 12}{7} \cdot (13,1)^2 = 6,25W \quad (4.111)$$

Resistência térmica:

$$R_{TLo} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 23 \cdot (8,85)^{-0,37} = 10,26 \text{ } ^\circ C/W \quad (4.112)$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T_{Lo} = R_{TLo} \cdot (P_{NLo} + P_{CU Lo}) = 10,26 \cdot (0,0095 + 6,25) = 64,22 \text{ } ^\circ C \quad (4.113)$$

#### 4.3.10 Capacitor de filtro de saída

O capacitor de saída será dimensionado pela resistência série equivalente máxima.

A ondulação de tensão na frequência de comutação deve ser de no máximo  $200mV$ :

$$RSE \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Lo max}} \leq \frac{0,2}{1,05} \Rightarrow RSE \leq 190m\Omega \quad (4.114)$$

Serão conectados em paralelo, 4 capacitores de  $220\mu F/63V$  da série B41826 da ICOTRON / SIEMENS, com resistência série de  $380m\Omega$  cada.

### 4.3.11 Dissipador para os interruptores controláveis e diodos retificadores

Os interruptores controláveis  $S_1$  e  $S_2$ , e os diodos retificadores de saída  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ , serão fixados em um mesmo dissipador.

$$I_{Dr1md} = I_{o(Vo min)} \cdot D_{(Vo min)} = 13,1 \cdot 0,31 = 4,06A \quad (4.115)$$

$$I_{Dr2md} = I_{o(Vo min)} \cdot D'_{(Vo min)} = 13,1 \cdot (1 - 0,31) = 9,04A \quad (4.116)$$

$$P_{COND Dr1} = V_{F Dr1} \cdot I_{Dr1md} = 1,25 \cdot 4,06 = 5,08W \quad (4.117)$$

$$P_{COND Dr2} = V_{F Dr2} \cdot I_{Dr2md} = 1,25 \cdot 9,04 = 11,30W \quad (4.118)$$

Pelo equacionamento apresentado no item 1.2.5.(B), são determinados os esforços de corrente média pelos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  considerando a presença da indutância ressonante, para a mínima tensão de saída:

$$I_{S1md} = 1,45A \quad I_{S2md} = 0,79A$$

$$P_{COND S1} = V_{CE(on)S1} \cdot I_{S1md} = 1,7 \cdot 1,45 = 2,46W \quad (4.119)$$

$$P_{COND S2} = V_{CE(on)S2} \cdot I_{S2md} = 1,7 \cdot 0,79 = 1,34W \quad (4.120)$$

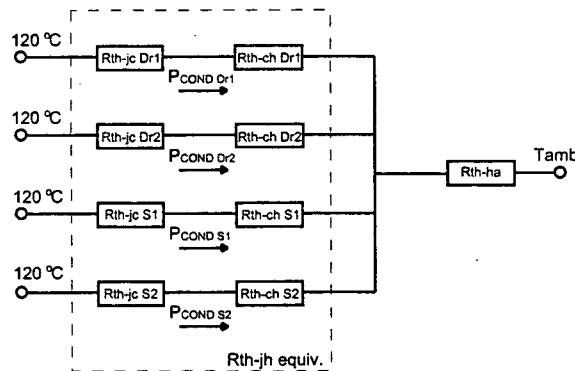


Fig. 4.8 – Diagrama para o cálculo térmico de  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$

$$\frac{1}{R_{th-jh equiv}} = \frac{1}{\left(\frac{R_{th-jc S1} + R_{th-ch S1}}{2}\right)} + \frac{1}{\left(\frac{R_{th-jc Dr1} + R_{th-ch Dr1}}{2}\right)}$$

$$\frac{1}{R_{th-jh equiv}} = \frac{1}{\left(\frac{0,64 + 0,24}{2}\right)} + \frac{1}{\left(\frac{1,50 + 0,50}{2}\right)} \Rightarrow R_{th-jh equiv} = 0,31^\circ C / W \quad (4.121)$$

$$R_{th-ja} = \frac{T_{j_{max}} - T_{amb}}{P_{COND_{total}}} = \frac{120 - 50}{(5,08 + 11,30 + 2,46 + 1,34)} = 3,47^{\circ}C/W \quad (4.122)$$

$$R_{th-ha} < R_{th-ja} - R_{th-jh_{equiv}} \Rightarrow R_{th-ha} < 3,47 - 0,31 < 3,16^{\circ}C/W \quad (4.123)$$

Será utilizado um dissipador KP1,25 do fabricante SEMIKRON, com comprimento de 75mm, o que resulta numa resistência de 1,7°C/W.

#### 4.3.12 Malhas de controle

O controle será determinado para o conversor operando com tensão e corrente nominais de saída. Nestas condições, algumas variáveis que dizem respeito aos blocos de ganho (Fig. 3.3) devem ser inicialmente determinadas:

Resistor sensor de corrente:

Serão utilizados 2 resistores de 20mΩ/1W em paralelo  $\Rightarrow R_{shunt} = 10m\Omega$

Para realizar o controle e comando do conversor CC-CC, será utilizado o CI UC3525 do fabricante UNITRODE. A forma de onda triangular para geração do sinal PWM neste componente possui uma amplitude de 3,4V (0,6V à 4V), o que corresponde à uma excursão de razão cíclica de 0 à 50%. Com isto, determina-se a constante  $K_{PWM}$  para este componente.

Tensão de comparação (referência para a malha de tensão) correspondente à razão cíclica  $D_{(V_{onom})}$ : determinada na equação (4.103):

$$V_{ci} = \frac{D_{(V_{onom})} \cdot (V_{tr})}{D_{max}} + 0,6 = \frac{0,326 \cdot (4 - 0,6)}{0,5} + 0,6 = 2,82V \quad (4.124)$$

$$K_{PWM} = \frac{D_{(V_{onom})}}{V_{ci}} = \frac{0,326}{2,82} = 0,116 \quad (4.125)$$

Com a corrente nominal de saída, determina-se o ganho do bloco que irá amplificar a tensão sobre o resistor sensor de corrente:

$$K_{vshunt} = \frac{V_{ci}}{I_{onom} \cdot R_{shunt}} = \frac{2,82}{11,45 \cdot 0,01} = 24,62 \quad (4.126)$$

Ganho do divisor resistivo da tensão de saída e do amplificador em cascata:

$$K_{div} = \frac{V_{ci}}{V_{onom}} = \frac{2,82}{48} = 0,05875 \quad (4.127)$$

Substituindo as grandezas do conversor na expressão (2.39), tem-se a função de transferência da planta  $G_p(S)$ :, com seu ganho e fase demonstrados nas figuras 4.9 e 4.10:

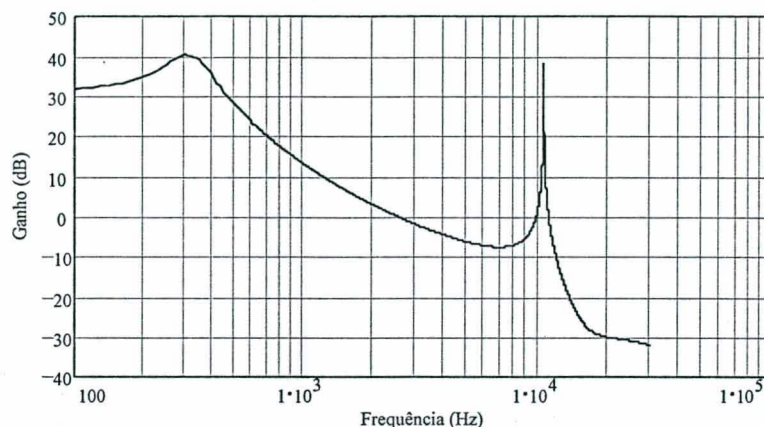


Fig. 4.9 – Ganho de  $G_p(S)$

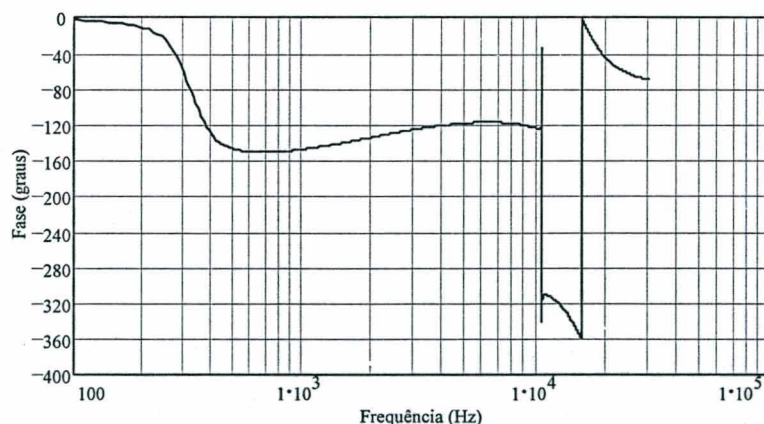


Fig. 4.10 – Fase de  $G_p(S)$

## MALHA DE CORRENTE

Na função  $G_p(S)$  obtida, verificam-se um par de pólos complexos conjugados numa frequência de aproximadamente 340Hz e um zero na frequência de 1,9kHz. Estas singularidades são referentes ao filtro  $LC$  de saída, e serão anuladas pelo compensador PID conforme mencionado no item 3.2.10.a. O ganho do compensador PID será ajustado para que a frequência de cruzamento da função de transferência em laço aberto seja igual a  $f_{ci}$ :

$$f_{ci} = \frac{f_s}{80} = \frac{40 \cdot 10^3}{80} = 500 \text{ Hz} \quad (4.128)$$

A função de transferência do compensador de corrente, dada pela expressão (3.40) é então definida, sendo adotados os seguintes componentes:

$$R_{ip} = 2,2 \text{ k}\Omega \quad R_{iz} = 10 \text{ k}\Omega \quad R_{fz} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_i = 220 \text{ nF} + 47 \text{ nF} \quad C_f = 330 \text{ nF}$$

Na Fig. 4.11 são demonstradas a função de transferência do conversor com os ganhos (expressão (4.129)) e a função de transferência do compensador de corrente:

$$G_{kp}(S) = K_{PWM} \cdot R_{shunt} \cdot K_{vshunt} \cdot G_P(S) \quad (4.129)$$

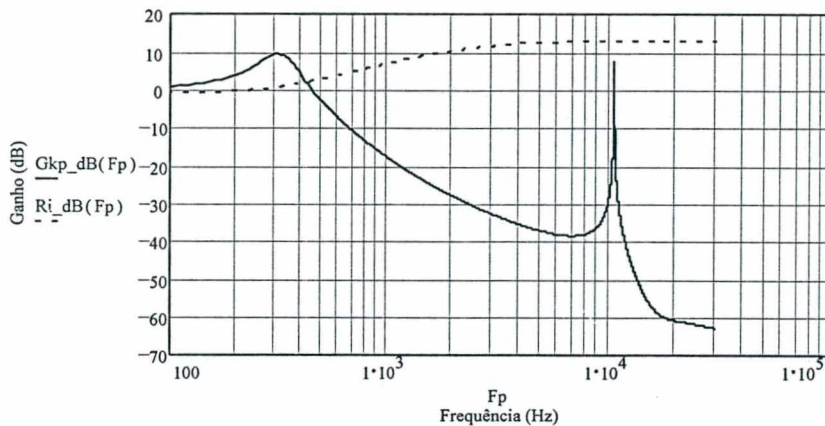


Fig. 4.11 – Ganho de  $G_{kp}(S)$  e  $R_i(S)$

A FTLA da malha de corrente resultante ( $FTLA_i(S)$ ) tem seu ganho e fase demonstrados nas figuras 4.12 e 4.13:

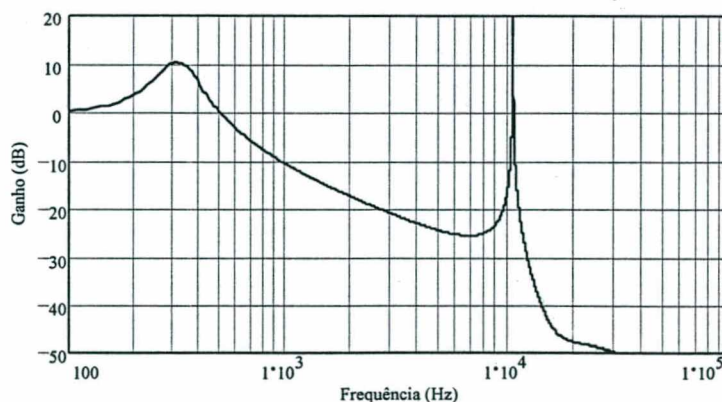


Fig. 4.12 – Ganho de  $FTLA_i(S)$

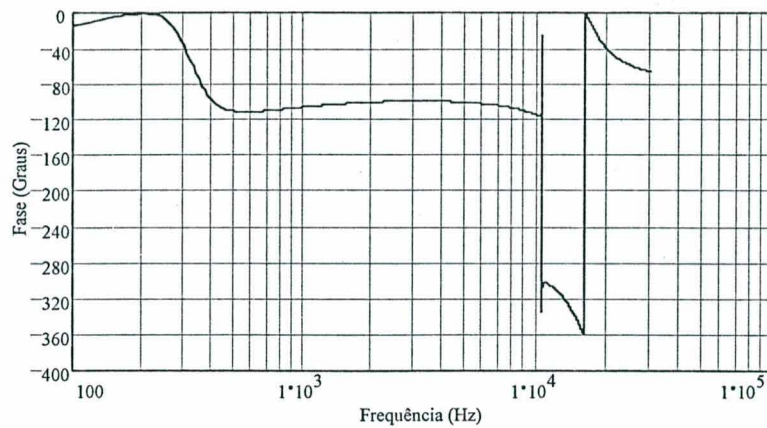


Fig. 4.12 – Fase de  $FTLA_i(S)$

### MALHA DE TENSÃO

O ganho do compensador PI será ajustado para que a frequência de cruzamento da função de transferência em laço aberto seja igual a  $f_{cv}$ :

$$f_{cv} = \frac{f_{ci}}{20} = \frac{500}{20} = 25 \text{ Hz} \quad (4.130)$$

A função de transferência do compensador de tensão, dada pela expressão (3.44) é então definida, sendo adotados os seguintes componentes:

$$R_a = 5,6 \text{ k}\Omega$$

$$R_b = 560 \Omega$$

$$C_a = 1 \mu\text{F}$$

A FTLA da malha de tensão resultante ( $FTLA_v(S)$ ) tem seu ganho e fase demonstrados nas figuras 4.14 e 4.15:

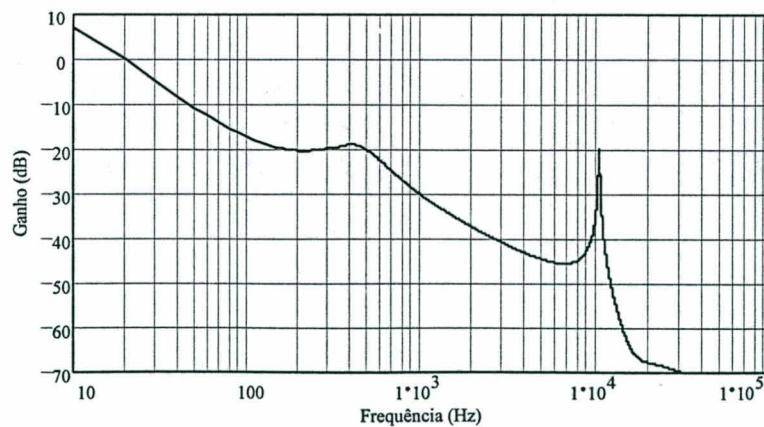


Fig. 4.14 – Ganho de  $FTLA_v(S)$



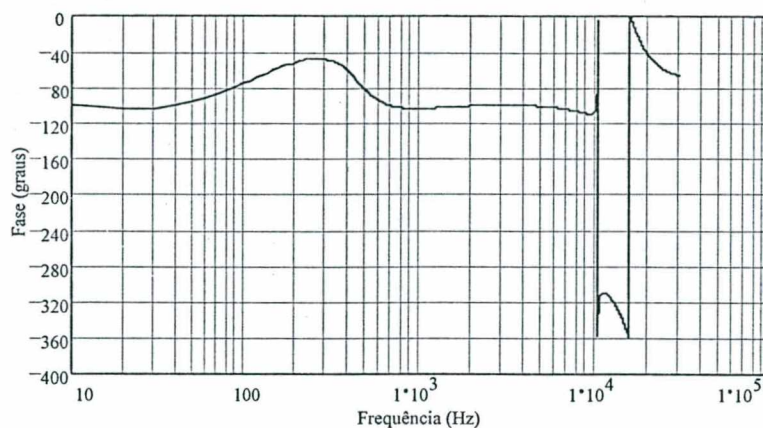


Fig. 4.15 – Fase de  $FTLA_i(S)$

#### 4.4 Projeto do Conversor FGA com diodo de roda-livre

Os circuitos de potência e controle do conversor FGA com derivação central serão dimensionados de acordo com o procedimento apresentado no capítulo 3.

São especificações do conversor CC-CC:

- Potência de saída:  $P_o = 550 \text{ W}$
- Tensão de saída nominal:  $V_{o \text{ nom}} = 48 \text{ V}$
- Variação da tensão de saída:  $42 \leq V_o \leq 58 \text{ V}$
- Tensão de entrada:  $V_e = 407 \text{ V}$
- Frequência de comutação:  $f_s = 40 \text{ kHz}$
- Rendimento:  $\eta \approx 0,95$
- Razão cíclica máxima em operação normal:  $D_n = 0,36$
- Razão cíclica máxima imposta pelo controle:  $D_{max} = 0,50$
- Corrente crítica p/ comutação ZVS para  $V_o = 42\text{V}$ :  $I_{ocrit} = 5 \text{ A}$
- Indutância magnetizante do transformador:  $L_m = 1,25 \text{ mH}$
- Capacitância em paralelo à  $S_1$  e  $S_2$ :  $C_{p1} = C_{p2} = 420 \text{ pF}$

#### 4.4.1 Grandezas gerais

$$I_{o(Vo\ min)} = \frac{P_o}{V_{o\ min}} = \frac{550}{42} = 13,1A \quad (4.131)$$

$$I_{o(Vo\ nom)} = \frac{P_o}{V_{o\ nom}} = \frac{550}{48} = 11,45A \quad (4.132)$$

$$I_{o(Vo\ max)} = \frac{P_o}{V_{o\ max}} = \frac{550}{58} = 9,5A \quad (4.133)$$

$$C_{peq} = C_{p1} + C_{p2} = 2 \cdot 420 \cdot 10^{-12} = 840\ pF \quad (4.134)$$

#### 4.4.2 Relação de transformação e indutância ressonante

Aplicando a seqüência de cálculos apresentada no item 3.3.1, são encontradas a relação de transformação e o valor da indutância ressonante:

$$\text{Relação de transformação } (N_p/N_{sec}): \quad n = 1,80;$$

$$\text{Indutância ressonante:} \quad L_r = 138\ \mu H.$$

Para o valor de indutância ressonante encontrado, tem-se:

$$\gamma = 1 - \frac{L_r}{L_m} = 1 - \frac{138 \cdot 10^{-6}}{1,25 \cdot 10^{-3}} = 0,89 \quad (4.135)$$

Com a relação de transformação e a indutância  $L_r$  determinadas, tem-se a máxima tensão de saída dada pela equação (4.136), aplicando a razão cíclica especificada  $D_n$ :

$$V_{o\ max} = \frac{V_e}{n} \cdot \left( D_n - \frac{I_{o(Vo\ max)} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n} \right) \cdot \gamma$$

$$V_{o\ max} = \frac{407}{1,80} \cdot \left( 0,36 - \frac{9,5 \cdot 138 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{407 \cdot 1,80} \right) \cdot 0,89 = 58,04V \quad (4.136)$$

A razão cíclica crítica p/ comutação ZVS é obtida isolando-a na expressão (3.6):

$$L_r = 4 \cdot \left( \frac{L_m \cdot f_s}{D_{crit}} \right)^2 \cdot C_{peq}$$

$$138 \cdot 10^{-6} = 4 \cdot \left( \frac{1,25 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3}{D_{crit}} \right)^2 \cdot 840 \cdot 10^{-12} \Rightarrow D_{crit} = 0,2467 \quad (4.137)$$

Aplicando o valor  $D_{crit}$  na mínima tensão de saída, tem-se o valor da corrente crítica para comutação suave, comprovando o especificado:

$$D_{crit} = \frac{V_{o\min} \cdot n}{\gamma \cdot V_e} + \frac{I_{ocrit} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n}$$

$$0,2467 = \frac{42 \cdot 1,80}{0,89 \cdot 407} + \frac{I_{ocrit} \cdot 138 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{407 \cdot 1,80} \Rightarrow I_{ocrit} = 5,042 A \quad (4.138)$$

#### 4.4.3 Transformador

Para um dimensionamento otimizado do transformador, serão obtidas as grandezas de corrente máxima pelo primário e ondulação de corrente pela indutância magnetizante considerando a presença da indutância ressonante, conforme equacionado no capítulo 1 (item 1.3.5.(B)). Os maiores esforços de corrente no circuito primário irão ocorrer para a mínima tensão de saída e potência nominal de 550W.

A razão cíclica para mínima tensão de saída e potência nominal é obtida isolando-a na expressão (1.228):

$$D_{(V_{o\min})} = \frac{V_{o\min} \cdot n}{\gamma \cdot V_e} + \frac{I_{o(V_{o\min})} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n}$$

$$D_{(V_{o\min})} = \frac{42 \cdot 1,80}{0,89 \cdot 407} + \frac{131 \cdot 138 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{407 \cdot 1,80} = 0,307 \quad (4.139)$$

Corrente média pela indutância magnetizante:

$$I_{mmd} = \frac{I_{o(V_{o\min})}}{n} \cdot \left[ \frac{I_{o(V_{o\min})} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n} \cdot \left( 1 - \frac{1}{2 \cdot D_{(V_{o\min})}} - \frac{\gamma}{\eta} \right) - D_{(V_{o\min})} \cdot \left( 1 - \frac{\gamma}{\eta} \right) \right]$$

$$I_{mmd} = \frac{131}{1,80} \cdot \left[ \frac{131 \cdot 138 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{407 \cdot 1,80} \cdot \left( 1 - \frac{1}{2 \cdot 0,307} - \frac{0,89}{0,95} \right) - 0,307 \cdot \left( 1 - \frac{0,89}{0,95} \right) \right] = -1,27 A \quad (4.140)$$

Ondulação de corrente máxima pela indutância magnetizante:

$$\Delta I_{m \max} = \frac{V_e \cdot \gamma}{L_m} \cdot \left( \frac{D_{(V_{o \min})}}{f_s} - \frac{I_{o(V_{o \min})} \cdot L_r}{V_e} \right)$$

$$\Delta I_{m \max} = \frac{407 \cdot 0,89}{1,25 \cdot 10^{-3}} \cdot \left( \frac{0,307}{40 \cdot 10^3} - \frac{13,1 \cdot 138 \cdot 10^{-6}}{407 \cdot 1,80} \right) = 1,51 A \quad (4.141)$$

Corrente de pico pela indutância magnetizante:

$$I_{m \text{ pk}} = |I_{m \text{ md}}| + \frac{\Delta I_m}{2} = 1,27 + \frac{1,51}{2} = 2,02 A \quad (4.142)$$

Corrente de pico pelo enrolamento primário do transformador:

$$I_{P \text{ pk}} = I_{m \text{ md}} + \frac{\Delta I_{m \max}}{2} + \frac{I_{o(V_{o \min})}}{n} = -1,27 + \frac{1,51}{2} + \frac{13,1}{1,80} = 6,76 A \quad (4.143)$$

Varição máxima do fluxo:

$$\Delta B_{\max} = \frac{B_{\max} \cdot \Delta I_{m \max}}{I_{m \text{ pk}} + \frac{\Delta I_{m \max}}{2}} = \frac{0,28 \cdot 1,51}{2,02 + \frac{1,51}{2}} = 0,1524 T \quad (4.144)$$

Escolha do núcleo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{I_{P \text{ pk}} \cdot V_{P \max} \cdot D_{\max} \cdot 10^4}{K_w \cdot K_p \cdot J_{\max} \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_s}$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{6,76 \cdot 407 \cdot 0,89 \cdot 0,5 \cdot 10^4}{0,4 \cdot 0,5 \cdot 400 \cdot 0,1524 \cdot 40 \cdot 10^3} = 25,2 \text{ cm}^4 \quad (4.145)$$

Será utilizado um núcleo EE-65/26 IP12R.

Dados do núcleo:	$A_e = 5,32 \text{ cm}^2$	$A_w = 2,86 \text{ cm}^2$	
	$A_e \cdot A_w = 15,21 \text{ cm}^4$	$V_n = 78,2 \text{ cm}^3$	$l_f = 14,7 \text{ cm}$

Número de espiras no primário:

$$N_P = \frac{V_{P \max} \cdot D_{\max} \cdot 10^4}{A_e \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_s} = \frac{407 \cdot 0,89 \cdot 0,5 \cdot 10^4}{5,32 \cdot 0,1524 \cdot 40 \cdot 10^3} = 56 \text{ esp.} \quad (4.146)$$

Devido à área de janela disponível, foi utilizado um número de 37 espiras para o enrolamento primário. Como neste transformador é necessário um pequeno entreferro para obtenção da indutância magnetizante, não foi verificada no experimento a saturação do núcleo em operação normal.

Número de espiras do enrolamento secundário:

$$N_{SEC} = \frac{N_P}{n} = \frac{37}{1,80} = 20,56 \approx 21 \text{ esp.} \quad (4.147)$$

A relação de transformação resultante será de:

$$n = \frac{N_P}{N_{SEC}} = \frac{37}{21} = 1,76 \quad (4.148)$$

Como a frequência de comutação é a mesma do conversor FGA1 (40kHz), será utilizado o mesmo condutor elementar dado pela equação (4.68): AWG21.

A corrente eficaz pelo primário é determinada pela expressão (4.149), não considerando a presença do indutor ressonante, o que leva a um resultado conservador:

$$I_{P_{ef}} = \frac{I_o(V_{o\min})}{n} \cdot \sqrt{D_{max}} = \frac{13,1}{1,76} \cdot \sqrt{0,5} = 5,26A \quad (4.149)$$

Número de condutores elementares para cada enrolamento:

$$N_{ceP} = \frac{I_{P_{ef}}}{J_{max} \cdot S_{ce}} = \frac{5,26}{400 \cdot 10^{-2} \cdot 0,4105} = 3,20 \approx 4 \text{ condutores} \quad (4.150)$$

$$N_{ceSEC} = \frac{I_o(V_{o\min}) \cdot \sqrt{D_{max}}}{J_{max} \cdot S_{ce}} = \frac{13,1 \cdot \sqrt{0,5}}{400 \cdot 10^{-2} \cdot 0,4105} = 5,64 \quad (4.151)$$

Serão utilizados 7 condutores elementares para o secundário.

Perdas no núcleo:

$$P_{NTr} = \Delta B_{max}^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_e \cdot f_s^2) \cdot V_n$$

$$P_{NTr} = (0,1524)^{2,4} \cdot \left( 4 \cdot 10^{-5} \cdot 40 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (40 \cdot 10^3)^2 \right) \cdot 78,2 = 1,92W \quad (4.152)$$

As perdas no cobre são calculadas para a razão cíclica  $D_{(V_{o\min})}$  obtida em (4.139):

$$P_{CU P} = \frac{\rho_{C75}}{S_{ce}} \cdot \frac{N_P \cdot I_t}{N_{ceP}} \cdot \left( \frac{I_o(V_{o\min})}{n} \cdot \sqrt{D_{(V_{o\min})}} \right)^2$$

$$P_{CU P} = \frac{2,0784 \cdot 10^{-6}}{0,004105} \cdot \frac{37 \cdot 14,7}{4} \cdot \left( \frac{13,1}{1,76} \cdot \sqrt{0,307} \right)^2 = 1,17W \quad (4.153)$$

$$P_{CU SEC} = \frac{\rho_{C75}}{S_{ce}} \cdot \frac{N_{SEC} \cdot I_t}{N_{ceSEC}} \cdot \left( I_o(V_{o\min}) \cdot \sqrt{D_{(V_{o\min})}} \right)^2$$

$$P_{CU SEC} = \frac{2,0784 \cdot 10^{-6}}{0,004105} \cdot \frac{21 \cdot 14,7}{7} \cdot \left( 13,1 \cdot \sqrt{0,307} \right)^2 = 1,18W \quad (4.154)$$

Resistência térmica:

$$RT_{Tr} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 23 \cdot (15,21)^{-0,37} = 8,40^\circ C/W \quad (4.155)$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T_{Tr} = RT_{Tr} \cdot (P_{NTr} + P_{CU TOTAL}) = 8,40 \cdot (1,92 + 1,17 + 1,18) = 35,87^\circ C \quad (4.156)$$

As seguintes grandezas foram obtidas com o transformador montado:

Indutância de dispersão medida pelo primário:  $L_{DP} = 14\mu H$

Indutância magnetizante:  $L_m = 1,28mH$

#### 4.4.4 Indutor ressonante

A corrente eficaz pelo indutor ressonante é obtida através da soma quadrática das correntes eficazes pelos interruptores do lado primário. O equacionamento utilizado para determinar estes valores de corrente é o apresentado no item 1.3.5.(B), para a situação de mínima tensão de saída e potência nominal.

Valor de indutância ressonante considerando a dispersão do transformador:

$$L_r' = L_r - L_{DP} = (138 - 14) \cdot 10^{-6} = 124\mu H \quad (4.157)$$

Corrente eficaz pelos interruptores do lado primário:

$$I_{S1ef} = 2,87A \quad I_{S2ef} = 0,93A \quad I_{D1ef} = 0,19A \quad I_{D2ef} = 1,77A$$

Máxima corrente eficaz pelo indutor ressonante:

$$I_{Lr\text{ef}} = \sqrt{I_{S1\text{ef}}^2 + I_{S2\text{ef}}^2 + I_{D1\text{ef}}^2 + I_{D2\text{ef}}^2} = \sqrt{(2,87)^2 + (0,93)^2 + (0,19)^2 + (1,77)^2} = 3,50A \quad (4.158)$$

Núcleo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_r' \cdot I_{Lr\text{pk}} \cdot I_{Lr\text{ef max}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{\text{max}} \cdot B_{\text{max}}} = \frac{124 \cdot 10^{-6} \cdot 6,76 \cdot 3,50 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 400 \cdot 0,15} = 0,698\text{cm}^4 \quad (4.159)$$

Devido à área de janela insuficiente para a quantidade de cobre necessária, utilizou-se na montagem o núcleo EE-42/15 IP12R da Thornton:

$$\begin{aligned} \text{Dados do núcleo:} \quad A_e &= 1,81\text{cm}^2 & A_w &= 1,57\text{cm}^2 \\ A_e \cdot A_w &= 2,84\text{cm}^4 & V_n &= 17,6\text{cm}^3 & l_f &= 9,7\text{cm} \end{aligned}$$

Número de espiras:

$$N_{Lr} = \frac{L_r' \cdot I_{Lr\text{pk}} \cdot 10^4}{B_{\text{max}} \cdot A_e} = \frac{124 \cdot 10^{-6} \cdot 6,76 \cdot 10^4}{0,15 \cdot 1,81} = 30,9 \text{ esp.} \quad (4.160)$$

Foram colocadas 31 espiras, o que resulta no seguinte entreferro total:

$$l_{g\text{Lr}} = \frac{N_{Lr}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_r'} = \frac{(31)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81 \cdot 10^{-2}}{124 \cdot 10^{-6}} = 0,176\text{cm} \quad (4.161)$$

Será utilizado o mesmo número de condutores do enrolamento primário do transformador, 4 condutores AWG21.

Perdas no núcleo:

$$\begin{aligned} P_{N\text{Lr}} &= \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_e \cdot f_s^2) \cdot V_n \\ P_{N\text{Lr}} &= (0,15)^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 40 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (40 \cdot 10^3)^2) \cdot 17,6 = 0,42W \end{aligned} \quad (4.162)$$

As perdas no cobre são calculadas para a razão cíclica  $D_{(Vomin)}$  obtida em (4.139):

$$P_{CU\text{Lr}} = \frac{\rho c_{75}}{S_{ce}} \cdot \frac{N_{Lr} \cdot I_t}{N_{ce\text{Lr}}} \cdot \left( \frac{I_o(Vomin)}{n} \cdot \sqrt{D_{(Vomin)}} \right)^2$$

$$P_{CU_{Lr}} = \frac{2,0784 \cdot 10^{-6}}{0,004105} \cdot \frac{31 \cdot 9,7}{4} \cdot \left( \frac{13,1}{1,76} \cdot \sqrt{0,307} \right)^2 = 0,65W \quad (4.163)$$

Resistência térmica:

$$R_{T_{Lr}} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 23 \cdot (2,84)^{-0,37} = 15,63 \text{ } ^\circ C/W \quad (4.164)$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T_{Lr} = R_{T_{Lr}} \cdot (P_{N_{Lr}} + P_{CU_{Lr}}) = 15,63 \cdot (0,42 + 0,65) = 16,72 \text{ } ^\circ C \quad (4.165)$$

#### 4.4.5 Interruptores do lado primário

Interruptores controláveis:

$$V_{S1pk} = V_{S2pk} = V_{D1pk} = V_{D2pk} = \frac{V_e + \frac{\Delta V_{ob}}{2}}{1 - D_{max}} = \frac{407 + \frac{15}{2}}{1 - 0,5} = 829V \quad (4.166)$$

$$I_{S1md} = \frac{I_o(Vo_{min}) \cdot D(Vo_{min})}{n} = \frac{13,1 \cdot 0,307}{1,76} = 2,28A \quad (4.167)$$

$$I_{D1md} \approx 0A \text{ (considerando } L_r = 0) \quad (4.168)$$

$$I_{S2md} = I_{D2md} = \frac{V_e \cdot D(Vo_{min}) \cdot D'(Vo_{min})}{8 \cdot L_m \cdot f_s} = \frac{407 \cdot 0,307 \cdot 0,693}{8 \cdot 1,28 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3} = 0,21A \quad (4.169)$$

$$I_{S1pk} = I_{D2pk} = \frac{I_o(Vo_{min})}{n} + \frac{V_e \cdot D_{max}}{2 \cdot L_m \cdot f_s} = \frac{13,1}{1,76} + \frac{407 \cdot 0,5}{2 \cdot 1,28 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3} = 9,43A \quad (4.170)$$

$$I_{S2pk} = I_{D1pk} = \frac{V_e \cdot D_{max}}{2 \cdot L_m \cdot f_s} = \frac{407 \cdot 0,5}{2 \cdot 1,28 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3} = 1,99A \quad (4.171)$$

Com base nas grandezas obtidas (principalmente a de tensão) e na frequência de comutação, optou-se por utilizar os mesmos interruptores dimensionados no item 4.3.5 para o conversor FGA1 (IGBTs IRG4PF50W e diodos MUR4100).



#### 4.4.6 Capacitores de grampeamento

O critério para a escolha da capacitância de grampeamento é a resposta dinâmica do conversor. Optou-se por utilizar os mesmos capacitores escolhidos para o conversor FGA1 (2 capacitores de  $68nF/1,6kV$  (polipropileno)).

#### 4.4.7 Diodos retificadores do lado secundário

$$I_{Dr1md} = I_{o(Vo\ min)} \cdot D_{max} = 13,1 \cdot 0,5 = 6,55A \quad (4.172)$$

$$I_{Dr2md} = I_{o(Vo\ min)} = 13,1A \quad (4.173)$$

$$V_{Dr1pk} = V_{Dr2pk} = \frac{V_e}{n} = \frac{407}{1,76} = 231,2V \quad (\text{para } D_{max} = 0,5) \quad (4.174)$$

Com base nas grandezas obtidas (principalmente a de tensão) e na frequência de comutação, optou-se por utilizar os mesmos diodos dimensionados no item 4.3.7 para o conversor FGA1 (MUR1530).

#### 4.4.8 Grampeador para os diodos retificadores

A tensão máxima sobre o enrolamento secundário é dada pela equação (4.175):

$$V_{SEC\ max} = \frac{V_e}{n} = \frac{407}{1,76} = 231,2V \quad (4.175)$$

A tensão reversa máxima sobre os diodos retificadores de saída será grampeada no valor de  $250V$ , portanto tem-se:

$$\mu = \frac{V_g - V_{SEC\ max}}{V_{SEC\ max}} = \frac{250 - 231,2}{2 \cdot 121,1} = 0,0813 \quad (4.176)$$

$$P_{GDr} = f_s \cdot C_{Dr} \cdot (V_{SEC\ max})^2 \cdot \frac{(1 + \mu)^2 \cdot (1 - \mu)}{\mu}$$

$$P_{GDr} = 40 \cdot 10^{-3} \cdot 70 \cdot 10^{-12} \cdot (231,2)^2 \cdot \frac{(1 + \mu)^2 \cdot (1 - \mu)}{\mu} = 1,98W \quad (4.177)$$

$$R_{sn} = \frac{V_g^2}{P_{GDr}} = \frac{250^2}{1,98} = 31,6k\Omega \approx 27k\Omega / 2W \quad (4.178)$$

$$C_{sn} = \frac{1}{0,1 \cdot f_s \cdot R_{sn}} = \frac{1}{0,1 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 27 \cdot 10^3} = 9,26nF \approx 10nF / 400V \quad (4.179)$$

#### 4.4.9 Indutor de filtro de saída

A indutância do filtro de saída será determinada para que haja uma ondulação de corrente de 16% da máxima corrente de saída, com tensão de saída e potência nominais:

Máxima ondulação de corrente:

$$\Delta I_{Lo\max} = 0,16 \cdot I_{o(Vo\min)} = 0,16 \cdot 13,1 = 2,10A_{p-p} \quad (4.180)$$

Razão cíclica para tensão e potência de saída nominais:

$$D_{(Vonom)} = \frac{V_{o\text{nom}} \cdot n}{\gamma \cdot V_e} + \frac{I_{o(Vonom)} \cdot L_r \cdot f_s}{V_e \cdot n}$$

$$D_{(Vonom)} = \frac{48 \cdot 1,76}{0,89 \cdot 407} + \frac{11,45 \cdot 138 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3}{407 \cdot 1,76} = 0,321 \quad (4.181)$$

Indutância de filtro:

$$L_o = \frac{1}{\Delta I_{Lo\max}} \cdot \left( \frac{V_e}{n} \cdot \gamma - V_{Dr1(on)} - V_{o\text{nom}} \right) \cdot \left( \frac{D_{(Vonom)}}{f_s} - \frac{I_{o(Vonom)} \cdot L_r}{n \cdot V_e} \right)$$

$$L_o = \frac{1}{2,10} \cdot \left( \frac{407}{1,76} \cdot 0,89 - 1,25 - 48 \right) \cdot \left( \frac{0,321}{40 \cdot 10^3} - \frac{11,45 \cdot 138 \cdot 10^{-6}}{1,76 \cdot 407} \right) = 435\mu H \quad (4.182)$$

Núcleo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_o \cdot I_{Lo\text{pk}} \cdot I_{Lo\text{ef}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}} = \frac{435 \cdot 10^{-6} \cdot \left( 13,1 + \frac{2,10}{2} \right) \cdot 13,1 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 400 \cdot 0,28} = 10,28\text{cm}^4 \quad (4.183)$$

Será utilizado o núcleo EE-55/21 IP12R da Thornton:

Dados do núcleo:	$A_e = 3,54\text{cm}^2$	$A_w = 2,50\text{cm}^2$	
	$A_e \cdot A_w = 8,85\text{cm}^4$	$V_n = 42,5\text{cm}^3$	$l_f = 12\text{cm}$

Número de espiras:

$$N_{Lo} = \frac{L_o \cdot I_{Lo\ pk} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} = \frac{435 \cdot 10^{-6} \cdot 14,15 \cdot 10^4}{0,28 \cdot 3,54} = 62,1 \text{ esp.} \quad (4.184)$$

Devido à área insuficiente de janela, foram colocadas 42 espiras. Verificou-se no experimento que o núcleo não atingiu a saturação.

Entreferro total:

$$l_{gLo} = \frac{N_{Lo}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_o} = \frac{(42)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54 \cdot 10^{-2}}{435 \cdot 10^{-6}} = 0,180 \text{ cm} \quad (4.185)$$

Número de condutores elementares:

$$N_{ceLo} = \frac{I_{o(Vo\ min)}}{J_{max} \cdot S_{ce}} = \frac{13,1}{400 \cdot 10^{-2} \cdot 0,4105} = 7,98 \quad (4.186)$$

Serão utilizados 7 condutores elementares AWG21.

Variação de fluxo magnético máximo no indutor de filtro:

$$\Delta B_{max} = \frac{\Delta I_{Lo\ max} \cdot B_{max}}{I_{Lo\ pk}} = \frac{2,10 \cdot 0,28}{14,15} = 41,6 \text{ mT} \quad (4.187)$$

Perdas no núcleo:

$$P_{NLo} = \Delta B_{max}^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_e \cdot f_s^2) \cdot V_n$$

$$P_{NLo} = (0,0416)^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 40 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (40 \cdot 10^3)^2) \cdot 42,5 = 46,2 \text{ mW} \quad (4.188)$$

As perdas no cobre são calculadas para a razão cíclica  $D_{(Vo\ min)}$ :

$$P_{CU\ Lo} = \frac{\rho_{C75}}{S_{ce}} \cdot \frac{N_{Lo} \cdot l_t}{N_{ceLo}} \cdot (I_{o(Vo\ min)})^2 = \frac{2,0784 \cdot 10^{-6}}{0,004105} \cdot \frac{42 \cdot 12}{7} \cdot (13,1)^2 = 6,25 \text{ W} \quad (4.189)$$

Resistência térmica:

$$R_{TLo} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 23 \cdot (8,85)^{-0,37} = 10,26 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.190)$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T_{Lo} = R_{TLo} \cdot (P_{NLo} + P_{CU\ Lo}) = 10,26 \cdot (0,0462 + 6,25) = 64,60 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4.191)$$

#### 4.4.10 Capacitor de filtro de saída

O capacitor de saída será dimensionado pela resistência série equivalente máxima. A ondulação de tensão na frequência de comutação deve ser de no máximo  $200mV$ :

$$RSE \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Lo\ max}} \leq \frac{0,2}{2,10} \Rightarrow RSE \leq 95m\Omega \quad (4.192)$$

Serão conectados em paralelo, 5 capacitores de  $220\mu F/63V$  da série B41826 da ICOTRON / SIEMENS, com resistência série de  $380m\Omega$  cada.

#### 4.4.11 Dissipador para os interruptores controláveis e diodos retificadores

Os interruptores controláveis  $S_1$  e  $S_2$ , e os diodos retificadores de saída  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ , serão fixados em um mesmo dissipador.

$$I_{Dr1\ md} = I_{o(Vo\ min)} \cdot D_{(Vo\ min)} = 13,1 \cdot 0,307 = 4,02A \quad (4.193)$$

$$I_{Dr2\ md} = I_{o(Vo\ min)} \cdot D'_{(Vo\ min)} = 13,1 \cdot (1 - 0,307) = 9,08A \quad (4.194)$$

$$P_{COND\ Dr1} = V_{F\ Dr1} \cdot I_{Dr1\ md} = 1,25 \cdot 4,02 = 5,02W \quad (4.195)$$

$$P_{COND\ Dr2} = V_{F\ Dr2} \cdot I_{Dr2\ md} = 1,25 \cdot 9,08 = 11,35W \quad (4.196)$$

Pelo equacionamento apresentado no item 1.3.5.b, são determinados os esforços de corrente média pelos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  considerando a presença da indutância ressonante, para a mínima tensão de saída:

$$I_{S1\ md} = 1,46A \quad I_{S2\ md} = 0,67A$$

$$P_{COND\ S1} = V_{CE(on)\ S1} \cdot I_{S1\ md} = 1,7 \cdot 1,46 = 2,48W \quad (4.197)$$

$$P_{COND\ S2} = V_{CE(on)\ S2} \cdot I_{S2\ md} = 1,7 \cdot 0,67 = 1,14W \quad (4.198)$$

Considerando que os interruptores controláveis e os diodos retificadores de saída são os mesmos que foram utilizados para o conversor FGA1, tem-se que a resistência térmica junção-dissipador equivalente será a mesma, determinada pela equação (4.121).

$$R_{th-ja} = \frac{T_{j\ max} - T_{amb}}{P_{COND\ total}} = \frac{120 - 50}{(5,02 + 11,35 + 2,48 + 1,14)} = 3,50^\circ C / W \quad (4.199)$$

$$R_{th-ha} < R_{th-ja} - R_{th-jh \text{ equiv}} \Rightarrow R_{th-ha} < 3,50 - 0,31 < 3,19^\circ C / W \quad (4.200)$$

Será utilizado um dissipador KP1,25 do fabricante SEMIKRON, com comprimento de 75mm, o que resulta numa resistência de 1,7°C/W.

#### 4.4.12 Malhas de controle

O controle do conversor FGA2 também será feito utilizando o CI UC3525, já descrito no item 4.3.12. Os compensadores de tensão e corrente serão dimensionados para o conversor operando em sua condição nominal de saída, sendo os ganhos envolvidos na realimentação calculados:

$$\text{Sensor de corrente: 2 resistores de } 20m\Omega/1W \text{ em paralelo} \Rightarrow R_{shunt} = 10m\Omega$$

Tensão de comparação (referência para a malha de tensão) correspondente à razão cíclica  $D_{(V_{onom})}$ : determinada na equação (4.181):

$$V_{ci} = \frac{D_{(V_{onom})} \cdot (V_{tr})}{D_{max}} + 0,6 = \frac{0,321 \cdot (4 - 0,6)}{0,5} + 0,6 = 2,78V \quad (4.201)$$

$$K_{PWM} = \frac{D_{(V_{onom})}}{V_{ci}} = \frac{0,321}{2,78} = 0,115 \quad (4.202)$$

Com a corrente nominal de saída, determina-se o ganho do bloco que irá amplificar a tensão sobre o resistor sensor de corrente:

$$K_{vshunt} = \frac{V_{ci}}{I_{onom} \cdot R_{shunt}} = \frac{2,78}{11,45 \cdot 0,01} = 24,28 \quad (4.203)$$

Ganho do divisor resistivo da tensão de saída e do amplificador em cascata:

$$K_{div} = \frac{V_{ci}}{V_{onom}} = \frac{2,78}{48} = 0,058 \quad (4.204)$$

A frequência de ressonância do circuito primário ( $f_n$ ) deve ser obtida:

$$f_n = \frac{(1 - D_{(V_{onom})})}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_g}} = \frac{(1 - 0,321)}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(138 \cdot 10^{-6} + 1,28 \cdot 10^{-3}) \cdot 136 \cdot 10^{-9}}} = 7,78kHz \quad (4.205)$$

Substituindo as grandezas do conversor na expressão (2.62), tem-se a função de transferência da planta  $G_p(S)$ , com seu ganho e fase demonstrados nas figuras 4.16 e 4.17:

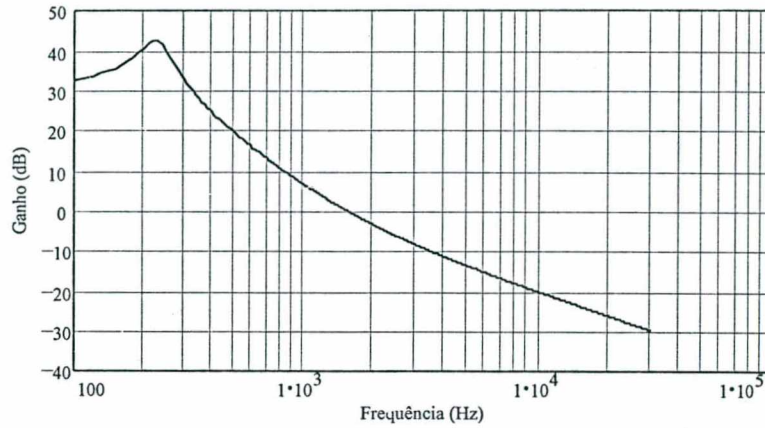


Fig. 4.16 – Ganho de  $G_p(S)$

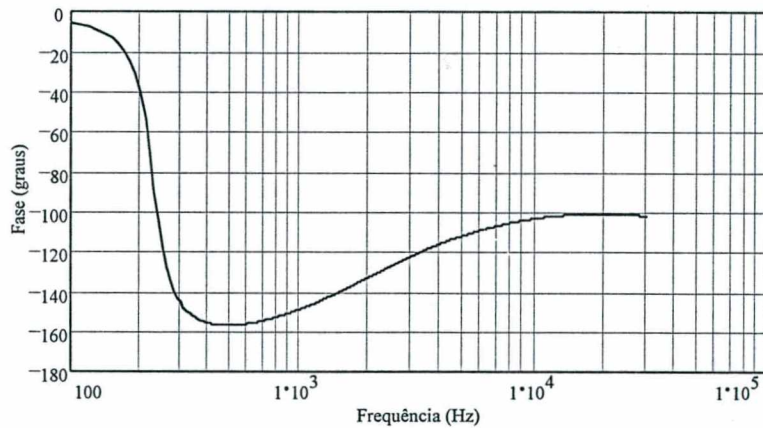


Fig. 4.17 – Fase de  $G_p(S)$

#### MALHA DE CORRENTE

Na função  $G_p(S)$  obtida, verificam-se um par de pólos complexos conjugados numa frequência de aproximadamente  $227\text{Hz}$  e um zero na frequência de  $1,9\text{kHz}$ . Estas singularidades são referentes ao filtro  $LC$  de saída, e serão anuladas pelo compensador PID conforme mencionado no item 3.2.10.(A). O ganho do compensador PID será ajustado para a frequência de cruzamento da função de transferência em laço aberto seja igual a  $f_{ci}$ :

$$f_{ci} = \frac{f_s}{80} = \frac{40 \cdot 10^3}{80} = 500\text{Hz} \quad (4.206)$$

A função de transferência do compensador de corrente, dada pela expressão (3.40) é então definida, sendo adotados os seguintes componentes:

$$R_{ip} = 1,2k\Omega \quad R_{iz} = 10k\Omega \quad R_{fz} = 18k\Omega$$

$$C_i = 470nF \quad C_f = 270nF$$

Na Fig. 4.18 são demonstradas a função de transferência do conversor com os ganhos proporcionais (expressão (4.129)) e a função de transferência do compensador de corrente:

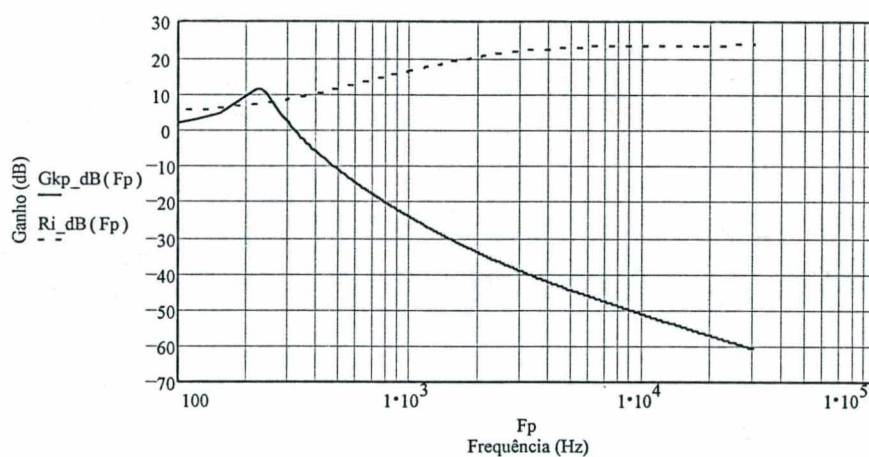


Fig. 4.18 – Ganho de  $G_{kp}(S)$  e  $R_i(S)$

A FTLA da malha de corrente resultante ( $FTLA_i(S)$ ) tem seu ganho e fase demonstrados nas figuras 4.19 e 4.20:

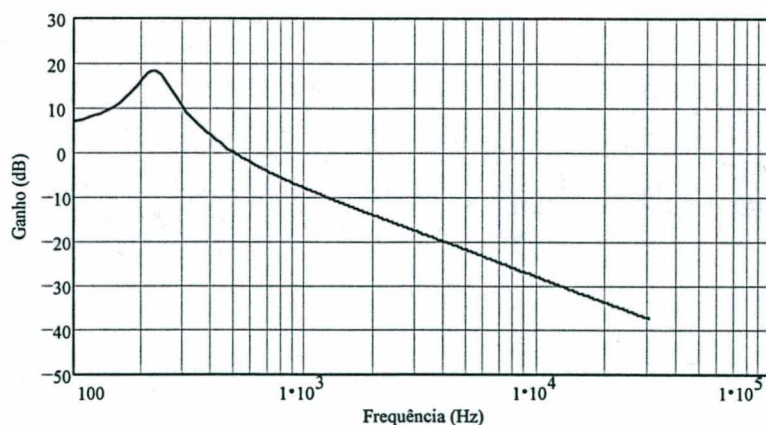


Fig. 4.19 – Ganho de  $FTLA_i(S)$

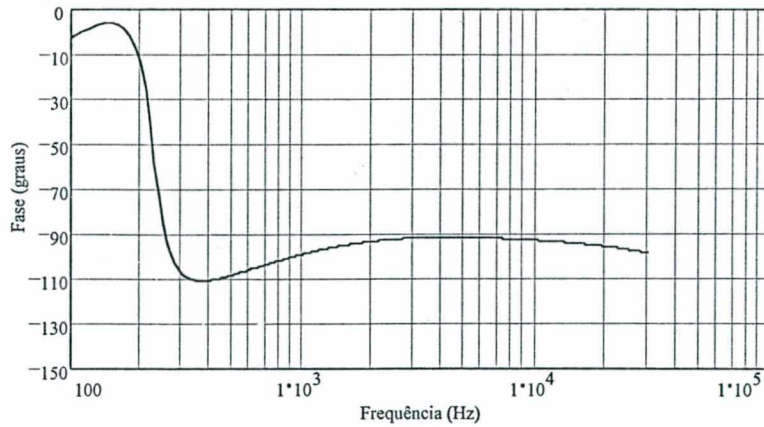


Fig. 4.20 – Fase de  $FTLA_i(S)$

### MALHA DE TENSÃO

O ganho do compensador PI será ajustado para que a frequência de cruzamento da função de transferência em laço aberto seja igual a  $f_{cv}$ :

$$f_{cv} = \frac{f_{ci}}{20} = \frac{500}{20} = 25 \text{ Hz} \quad (4.207)$$

A função de transferência do compensador de tensão, dada pela expressão (3.44) é então definida, sendo adotados os seguintes componentes:

$$R_a = 5,6 \text{ k}\Omega$$

$$R_b = 560 \Omega$$

$$C_a = 1 \mu\text{F}$$

A FTLA da malha de tensão resultante ( $FTLA_v(S)$ ) tem seu ganho e fase demonstrados nas figuras 4.21 e 4.22:

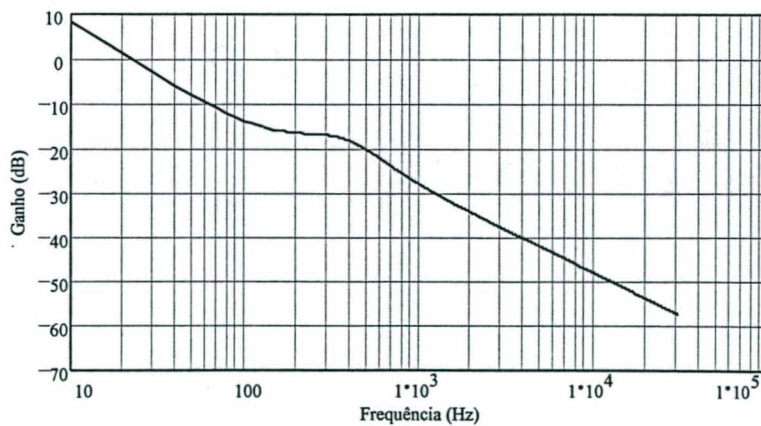


Fig. 4.21 – Ganho de  $FTLA_v(S)$



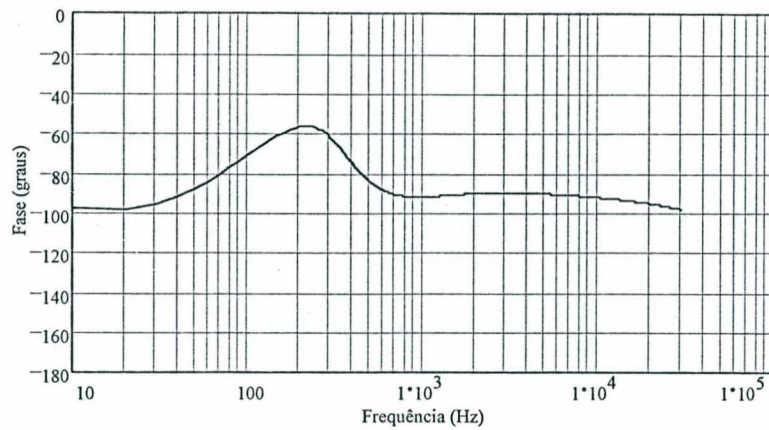


Fig. 4.22 – Fase de  $FTLA_i(S)$

## 4.5 Simulação dos conversores FGA1 e FGA2

Os circuitos de potência dimensionados em 4.3 para o conversor FGA1, e 4.4 para o conversor FGA2, serão simulados. Os modelos de interruptores para as simulações serão correspondentes aos dimensionados. Exclui-se o IGBT IRG4PF50W que não tem seu modelo disponível, sendo necessário utilizar o modelo do IGBT IRG4BC40W com algumas alterações.

### 4.5.1 Simulação do conversor FGA com derivação central

O circuito simulado é demonstrado na Fig. 4.23:

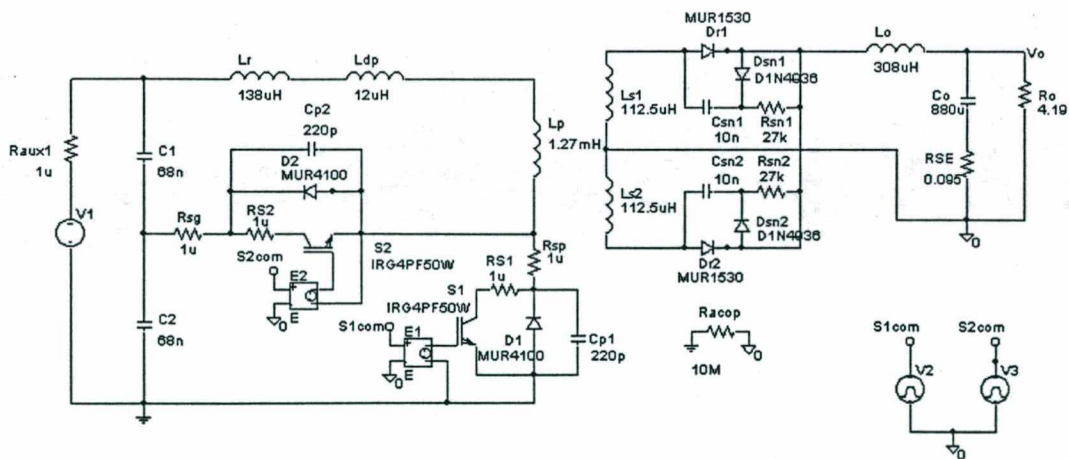


Fig. 4.23 – Conversor FGA1 simulado

São apresentados na seqüência, resultados obtidos para a simulação do conversor operando com tensão e potência nominais de saída (48V, 550W).

A Fig. 4.24 mostra a corrente pelos interruptores do circuito primário. Verifica-se que o elevado valor da indutância ressonante tem influência sobre os esforços de corrente:

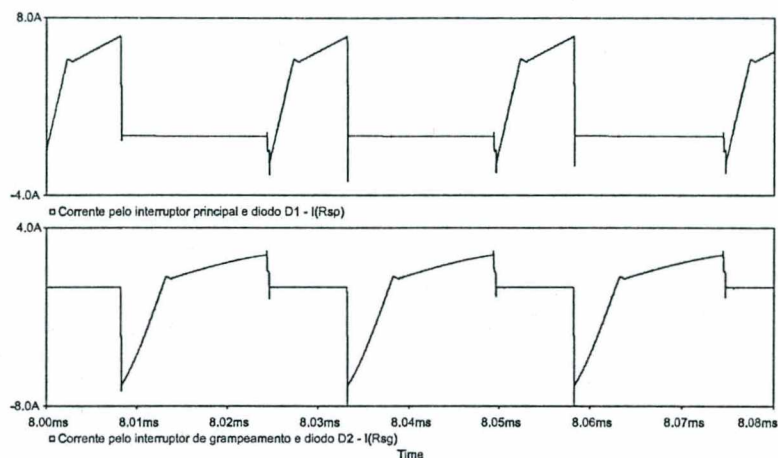


Fig. 4.24 – Corrente pelos interruptores do circuito primário

A corrente pelo indutor ressonante, e os conseqüentes intervalos de tensão nula sobre o enrolamento primário podem ser observadas na Fig. 4.25:

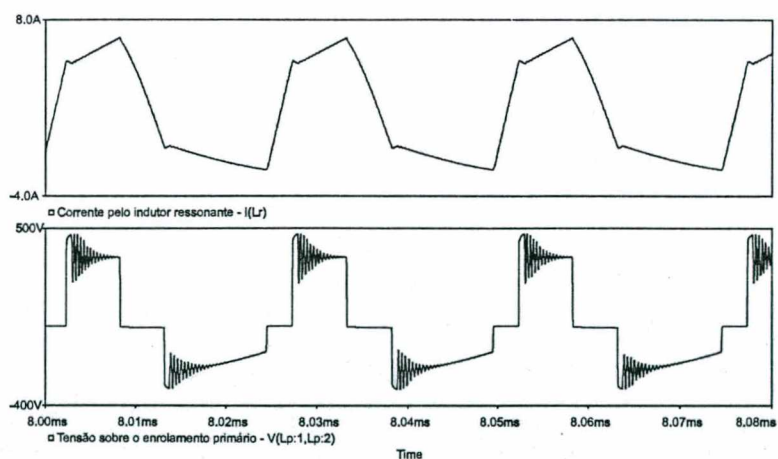


Fig. 4.25 – Corrente pelo indutor ressonante e tensão sobre o primário

A Fig. 4.26 mostra que as derivadas de corrente provocadas pela indutância ressonante refletem-se na corrente pelos diodos retificadores de saída, o que lhes proporciona a comutação não-dissipativa:

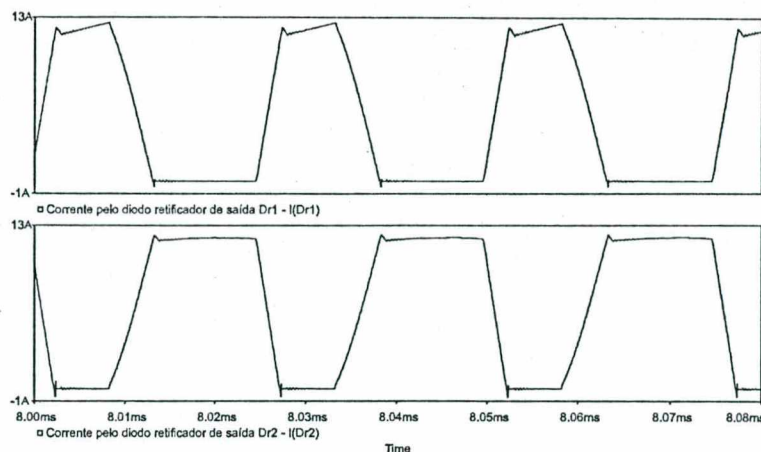


Fig. 4.26 – Corrente pelos diodos retificadores de saída

A ação do grameador de tensão sobre os diodos retificadores é confirmada na Fig. 4.27.:

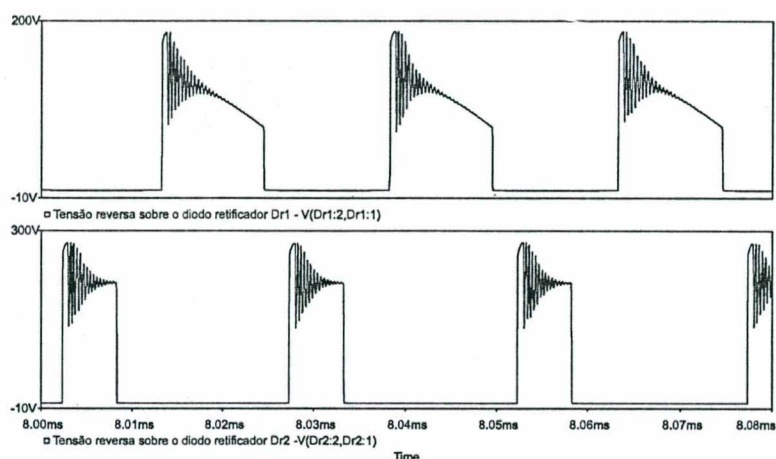


Fig. 4.27 – Tensão reversa sobre os diodos retificadores (com circuito grameador)

Para verificar a comutação dos interruptores controláveis, faz-se uma nova simulação considerando a razão cíclica crítica determinada pela expressão (4.56). Os valores de tensão e corrente de saída nesta simulação, serão ajustados conforme especificado no projeto do conversor (42V, 5A).

A Fig. 4.28 demonstra a comutação não-dissipativa no bloqueio do interruptor principal. Percebe-se que esta comutação não é crítica, já que a corrente de bloqueio é a soma da ondulação de corrente pela indutância magnetizante e de um valor proporcional à corrente de saída. O valor de corrente após o comando de bloqueio refere-se à corrente que circula pelos capacitores em paralelo, realizando a carga/descarga progressiva:

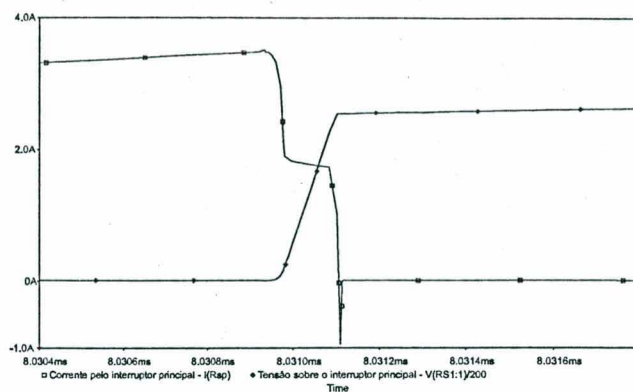


Fig. 4.28 – Detalhe do bloqueio de  $S_1$

O bloqueio de  $S_2$  é demonstrado na Fig. 4.29, validando a comutação suave para o caso crítico conforme foi especificado:

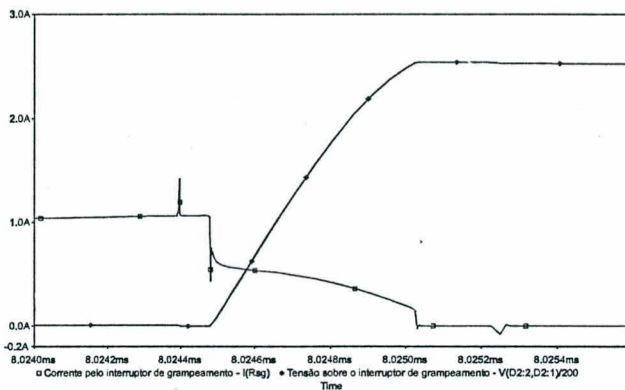


Fig. 4.29 – Detalhe do bloqueio de  $S_2$

#### 4.5.2 Simulação do conversor FGA com diodo de roda-livre

O circuito simulado é demonstrado na Fig. 4.30:

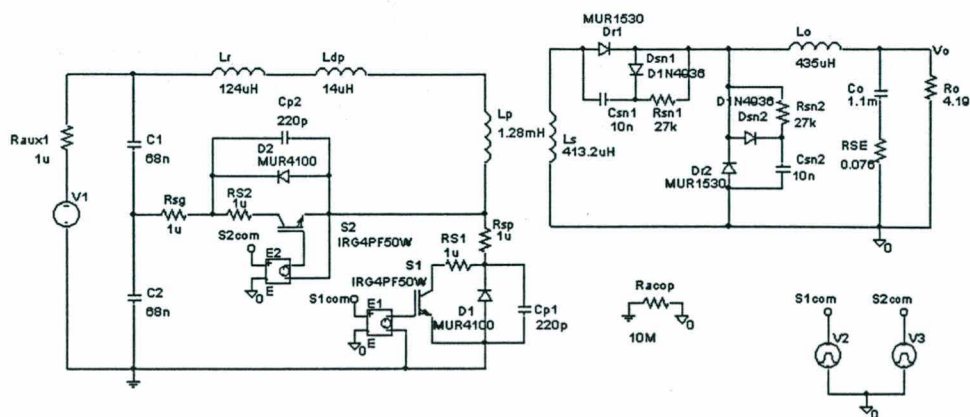


Fig. 4.30 – Conversor FGA2 simulado



Os resultados para o segundo conversor serão obtidos realizando a simulação para o mesmo caso de tensão e potência de saída (48V, 550W).

A Fig. 4.31 mostra a corrente pelos interruptores do circuito primário:

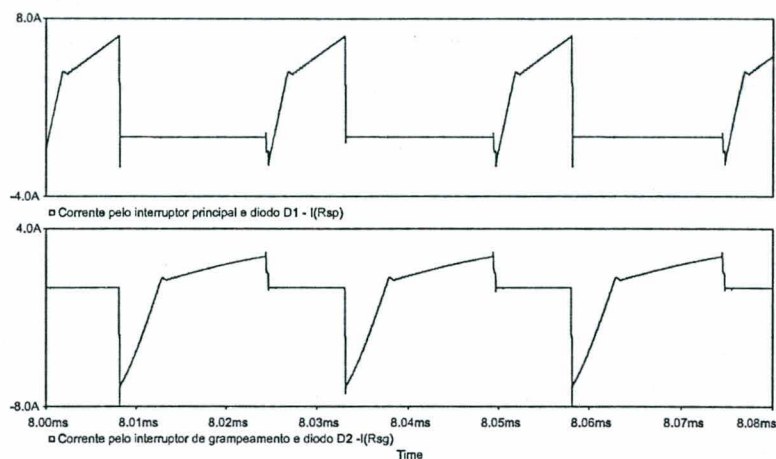


Fig. 4.31 – Corrente pelos interruptores do circuito primário

A corrente pelo indutor ressonante, e os consequentes intervalos de tensão nula sobre o primário são demonstradas na Fig. 4.32:

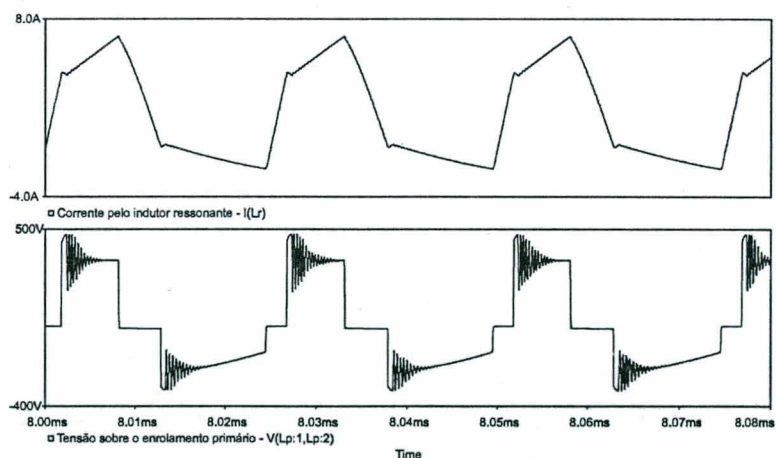


Fig. 4.32 – Corrente pelo indutor ressonante e tensão sobre o primário

Assim como foi mencionado para o primeiro conversor, a comutação dos diodos retificadores de saída é não-dissipativa devido às derivadas de corrente provocadas pela indutância ressonante no circuito primário. A Fig. 4.33 mostra esta situação para o conversor FGA2:

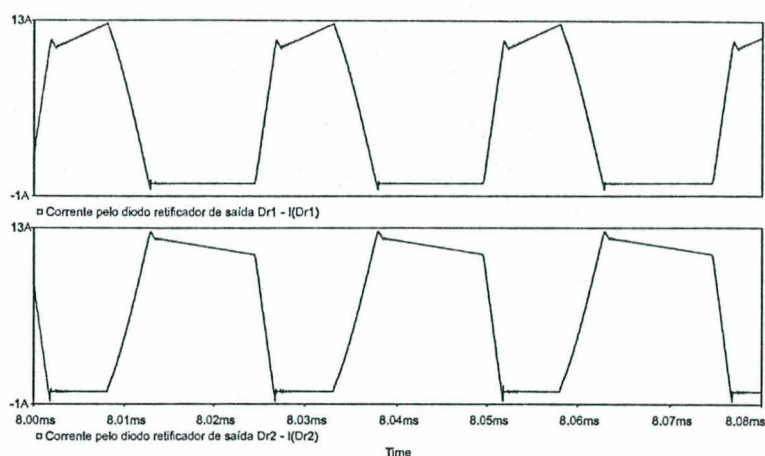


Fig. 4.33 – Corrente pelos diodos retificadores de saída

A sobretensão sobre os diodos retificadores é limitada pelo circuito grampeador como mostra a Fig. 4.34:

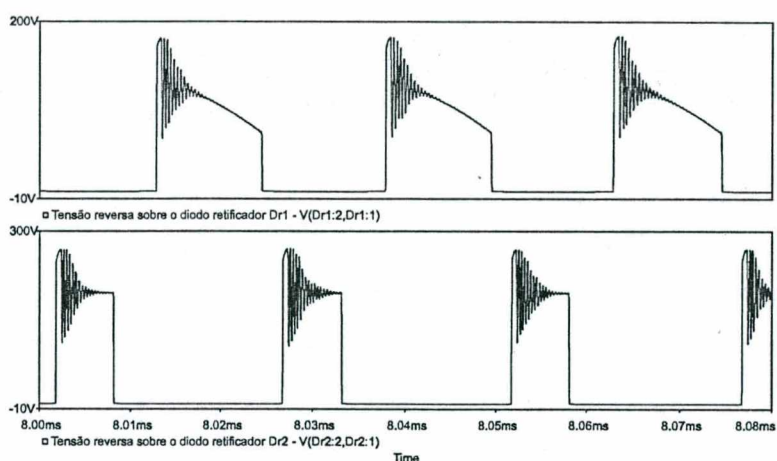


Fig. 4.34 – Tensão reversa sobre os diodos retificadores (com circuito grampeador)

Faz-se uma nova simulação considerando a razão cíclica crítica determinada pela expressão (4.137). Os valores de tensão e corrente de saída nesta simulação, serão ajustados conforme especificado no projeto do conversor (42V, 5A).

As figuras 4.35 e 4.36 demonstram respectivamente a comutação não-dissipativa no bloqueio dos interruptores principal e de grampeamento. Percebe-se que a comutação de  $S_2$  é não-dissipativa, validando a comutação ZVS para o caso crítico conforme foi especificado. O valor de corrente após o comando de bloqueio refere-se à corrente que circula pelos capacitores em paralelo, realizando a carga/descarga progressiva:

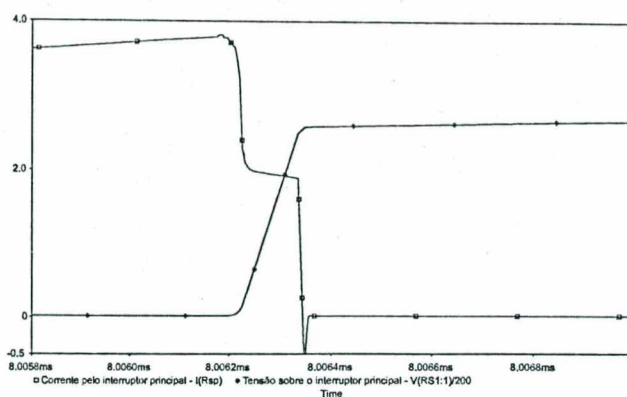


Fig. 4.35 – Detalhe do bloqueio de  $S_1$

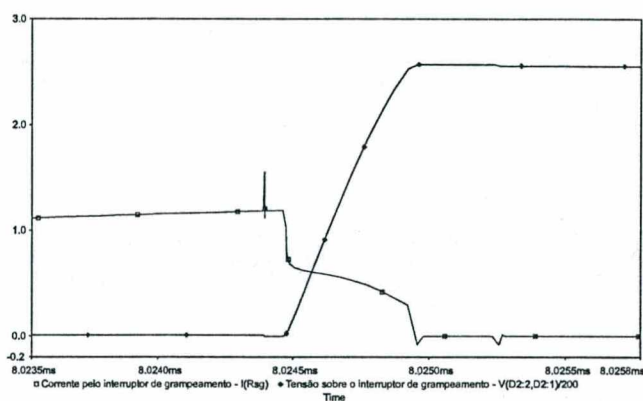


Fig. 4.36 – Detalhe do bloqueio de  $S_2$

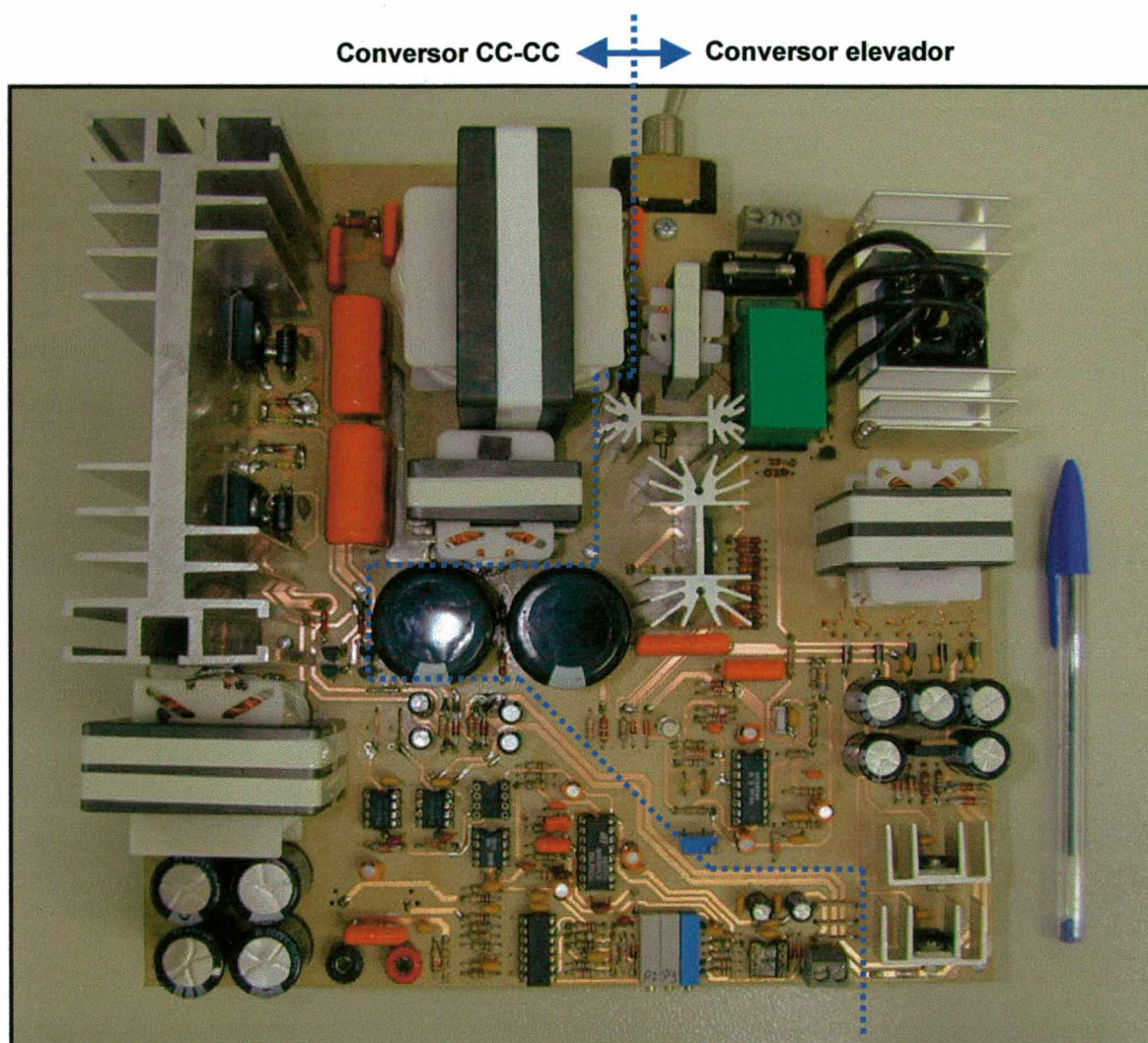
## 4.6 Resultados experimentais

Serão apresentados os resultados obtidos com um protótipo da fonte para telecomunicações especificada no item 4.1. Primeiro, serão demonstradas algumas aquisições feitas no conversor elevador de entrada, dimensionado no item 4.2.

Obedecendo o diagrama da Fig. 4.1, o conversor FGA1 dimensionado no item 4.3, é conectado junto ao conversor elevador, e algumas aquisições serão apresentadas. Em seguida, substitui-se o conversor FGA1 pelo FGA2 dimensionado no item 4.4, para serem refeitas as aquisições.



O protótipo montado pode ser visualizado na Fig. 4.37. É indicado o circuito elevador de entrada e o estágio CC-CC onde os conversores FGA foram aplicados.



*Fig. 4.37 – Protótipo montado para experimentação dos conversores Forward*





As aquisições aqui apresentadas foram obtidas com a fonte de alimentação operando na condição nominal de tensão e corrente de saída (48V; 11,5A).

A Fig. 4.39.a apresenta a corrente e a tensão de entrada do conversor, sendo visível o elevado fator de potência obtido. A operação em condução contínua pode ser confirmada observando a corrente pelo indutor de entrada ( $L_b$ ) na Fig. 4.39.b :

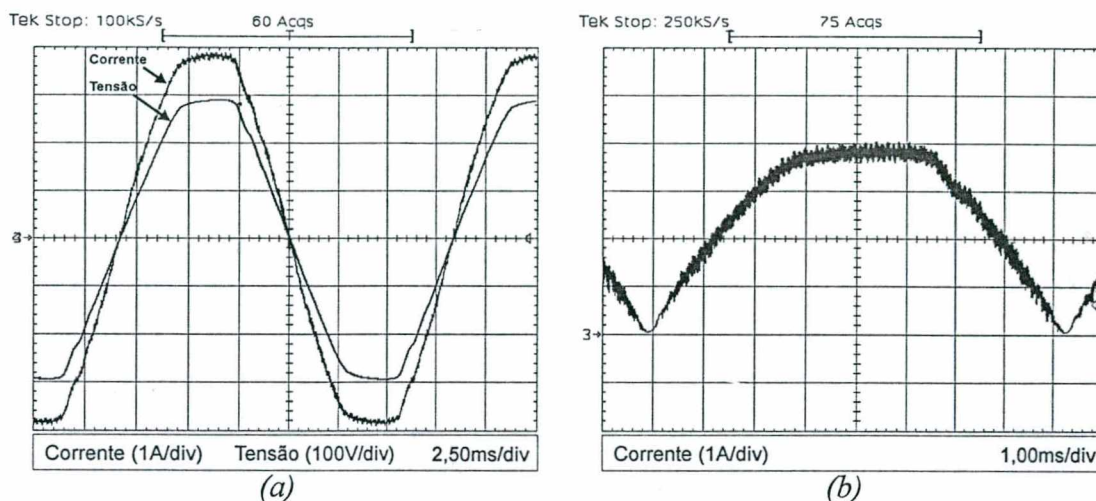


Fig. 4.39 – (a) Tensão e corrente de entrada; (b) Corrente pelo indutor  $L_b$

Verifica-se na Fig. 4.40.a que a entrada em condução do interruptor comandável  $S_b$  é não-dissipativa graças ao circuito *Snubber* dimensionado no item 4.2.8. Já o bloqueio deste interruptor é dissipativo, como é demonstrado na Fig. 4.40.b:

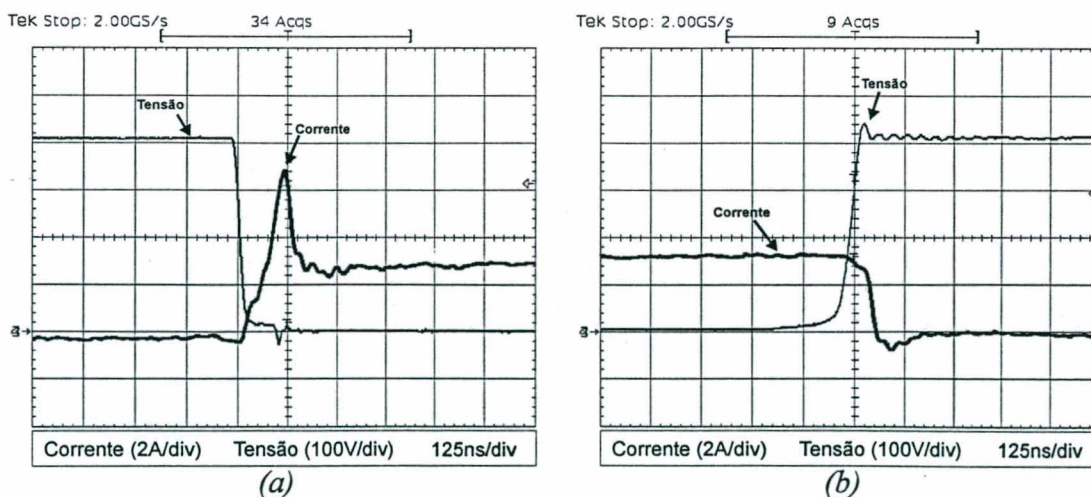


Fig. 4.40 – (a) Entrada em condução de  $S_b$ , (b) Bloqueio de  $S_b$

O rendimento obtido para o conversor elevador operando em sua máxima potência de saída (600W) foi de 96%.

A ondulação da tensão de saída na segunda harmônica da frequência da rede, pode ser visualizada na Fig. 4.41:

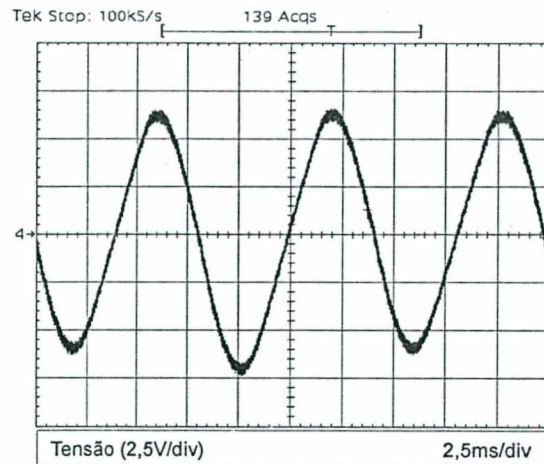


Fig. 4.41 – Ondulação da tensão de saída

#### 4.6.2 Resultados experimentais para o conversor FGA1

A Fig.4.42 mostra o circuito de potência, enquanto que na Fig. 4.43 é demonstrado o circuito de controle e comando:

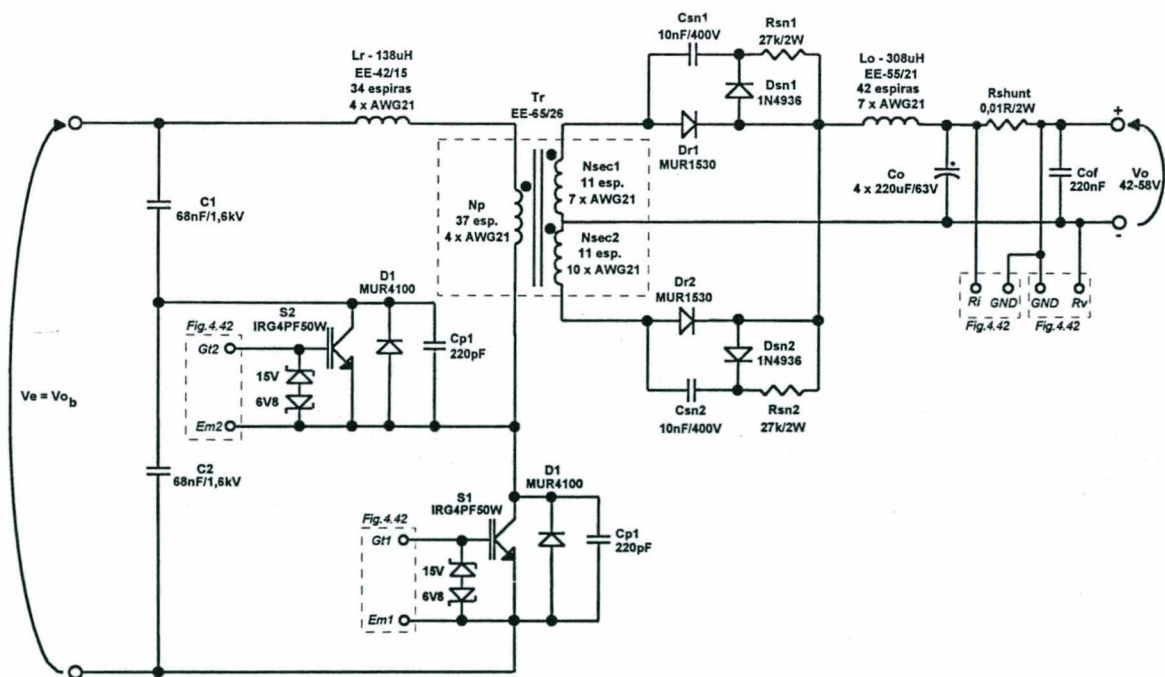


Fig. 4.42 – Circuito de potência do conversor FGA1

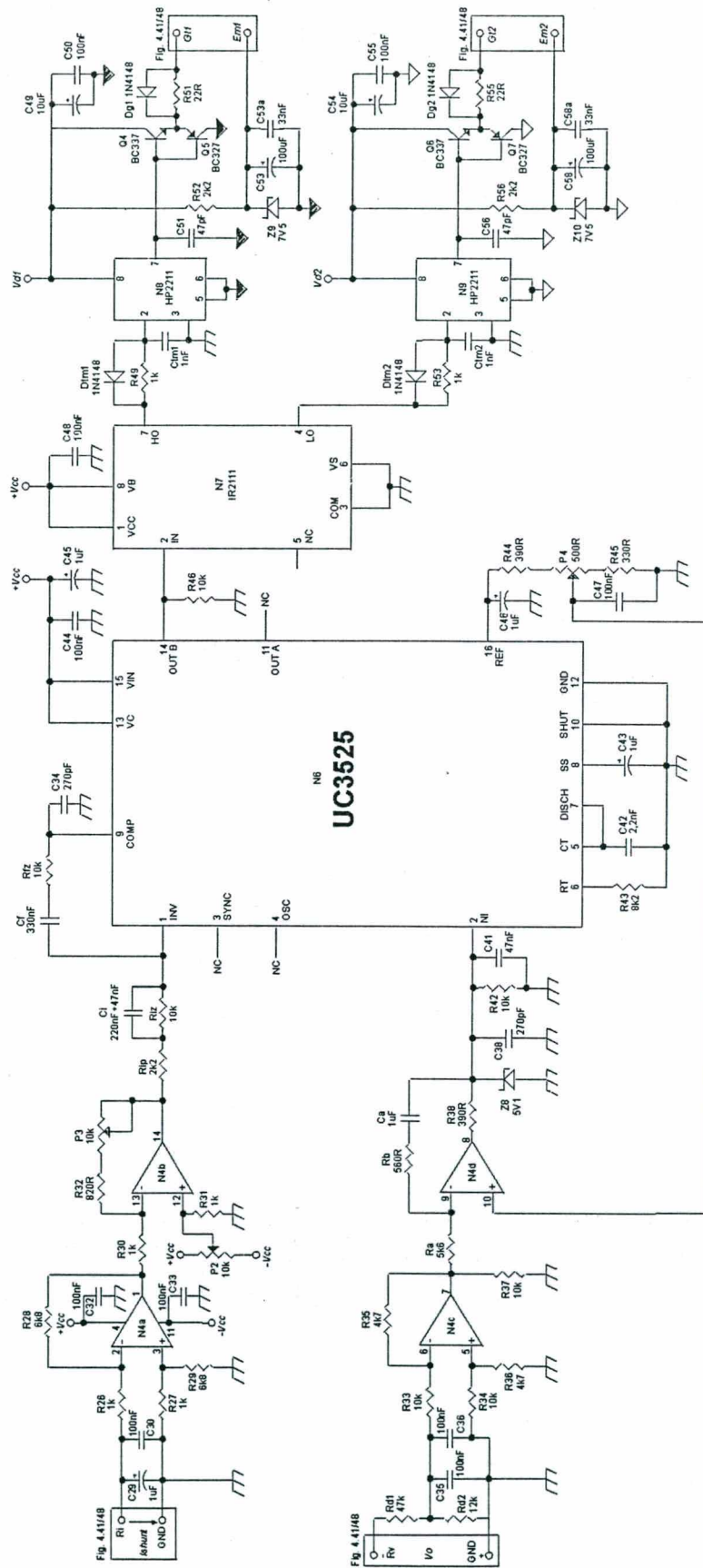


Fig. 4.43 – Circuito de controle e comando para o conversor FGA1 e FGA2



Para verificar a existência da comutação ZVS, são apresentados resultados experimentais para o protótipo operando na condição crítica para a comutação não-dissipativa, onde a tensão de saída é a mínima (42V) e a corrente de 5A.

A Fig. 4.44 demonstra que tanto a entrada em condução quanto o bloqueio de interruptor  $S_1$  são não-dissipativos. Verifica-se que após o bloqueio, há a circulação de corrente pelos capacitores paralelos à  $S_1$  e  $S_2$ , realizando a carga progressiva da tensão:

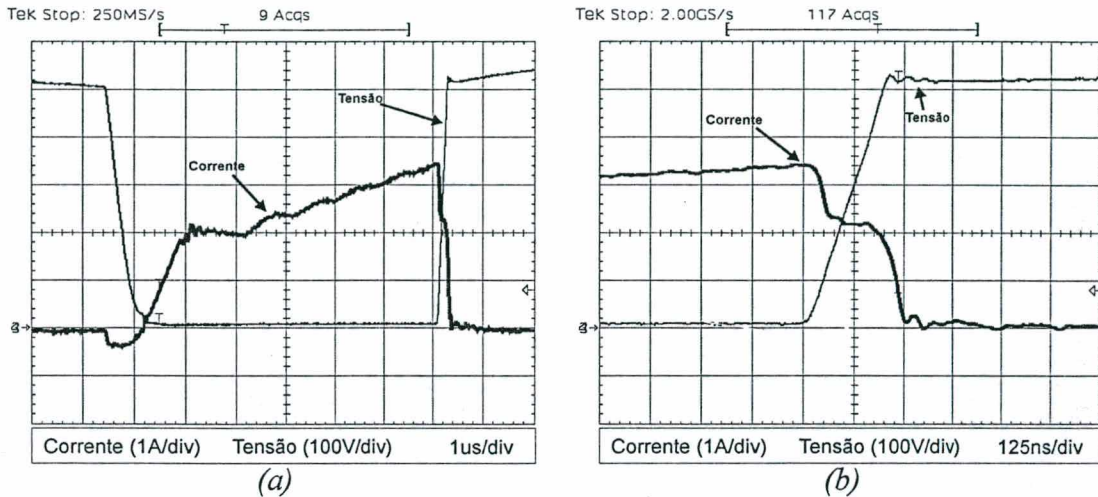


Fig. 4.44 – (a) Entrada em condução de  $S_1$ , (b) Bloqueio de  $S_1$

Na Fig. 4.45 são demonstradas as comutações do interruptor de grameamento. Percebe-se pela Fig. 4.45.(b) que a situação crítica de razão cíclica é atendida:

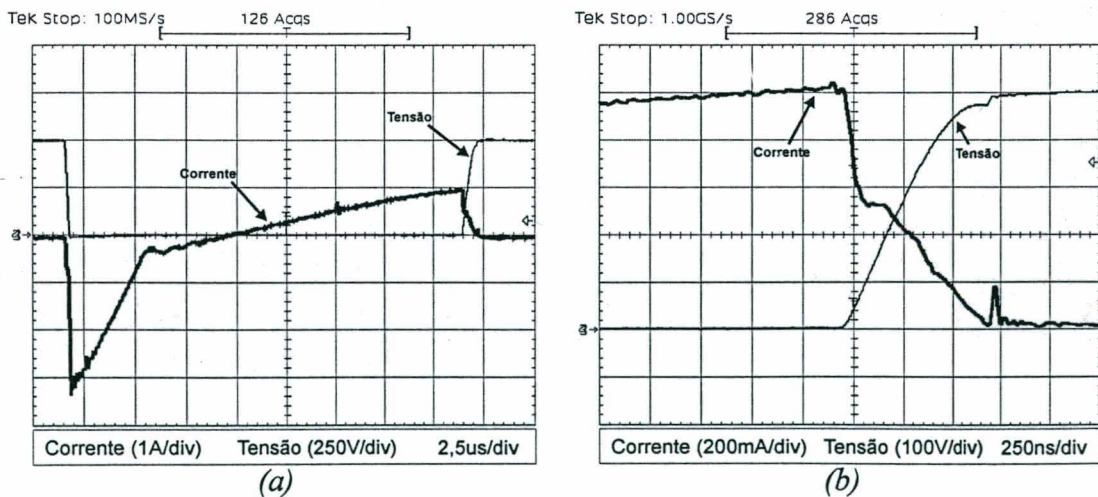


Fig. 4.45 – (a) Entrada em condução de  $S_2$ , (b) Bloqueio de  $S_2$

Com a fonte operando em sua condição nominal ( $48V - 11,5A$ ), são obtidas as principais formas de onda do conversor FGA1.

A Fig. 4.46 mostra a corrente pelo indutor ressonante, onde verifica-se a circulação bidirecional, causada pela ondulação de corrente na indutância magnetizante. Verifica-se também a tensão sobre o primário do transformador, onde a perda no ganho devido ao indutor  $L_r$  é visível:

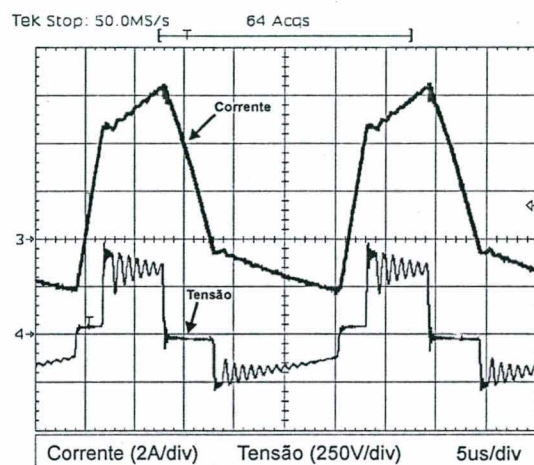


Fig. 4.46 – Corrente pelo indutor ressonante e tensão sobre o primário

Os esforços de tensão e corrente nos interruptores do circuito primário podem ser verificados na Fig. 4.47. Percebe-se que os comportamentos de corrente por  $S_1$  e  $S_2$  são idênticos aos adquiridos pela simulação (Fig. 4.24):

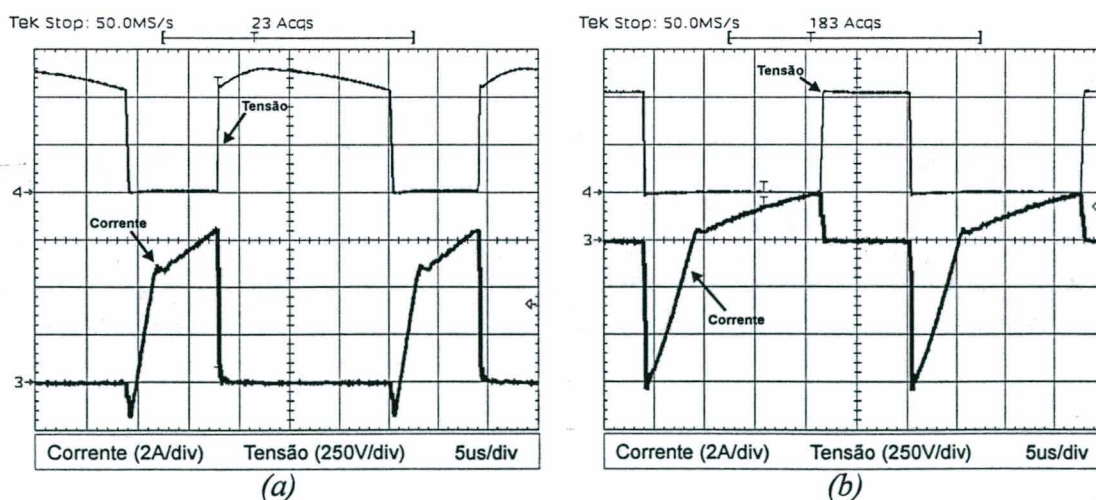


Fig. 4.47 – (a) Tensão e corrente em  $S_1$ , (b) Tensão e corrente em  $S_2$

A ação do grampeador de tensão para os diodos retificadores de saída pode ser verificada na Fig. 4.48. Observa-se também a comutação não-dissipativa destes interruptores resultante da inclinação na corrente provocada pelo indutor ressonante:

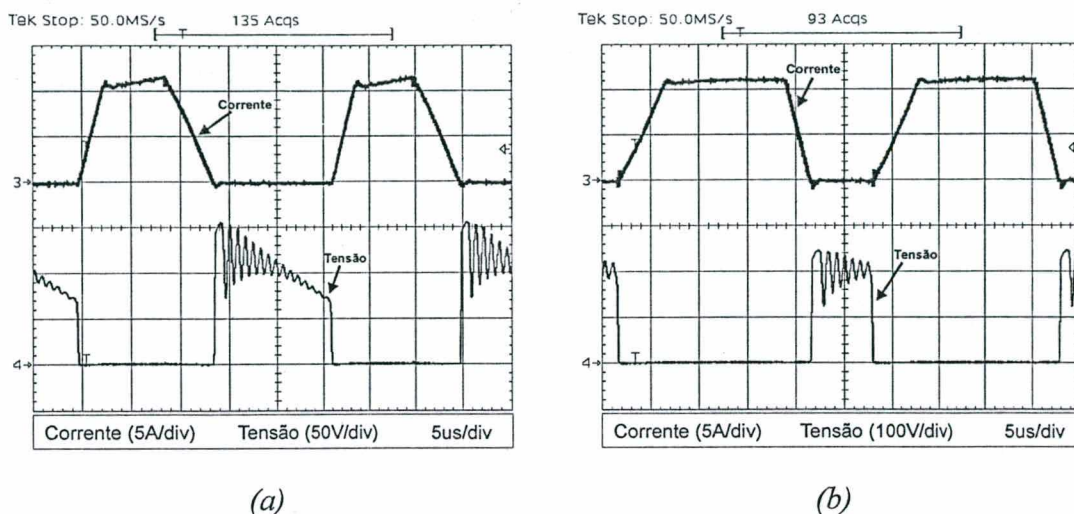


Fig. 4.48 – (a) Corrente e tensão em  $D_{r1}$ , (b) Corrente e tensão em  $D_{r2}$

O rendimento total da fonte de alimentação foi obtido conforme mostra a Fig. 4.49. Considerando que o estágio elevador de entrada apresentou um rendimento de 96% na sua máxima potência de saída, pode-se afirmar que o conversor FGA1 teve um rendimento de 91% em sua potência e tensão nominais de saída.

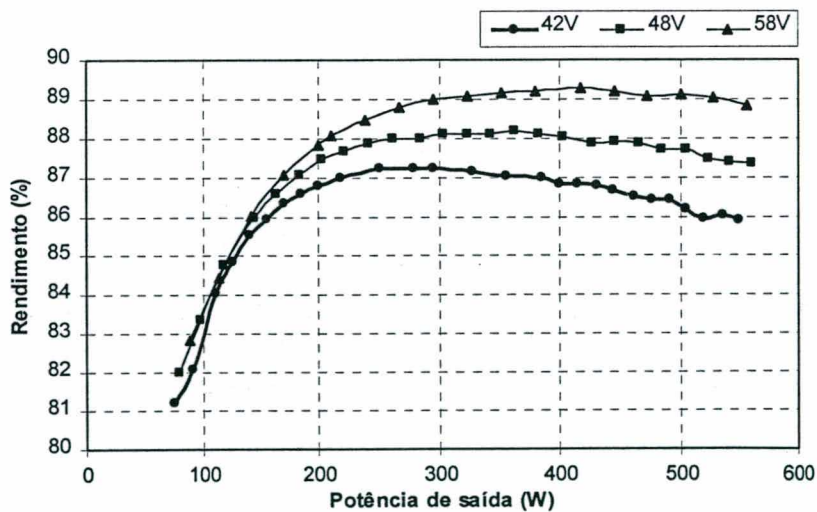


Fig. 4.49 – Rendimento total da fonte de alimentação utilizando o conversor FGA1 como estágio CC-CC



### 4.6.3 Resultados experimentais para o conversor FGA2

A Fig.4.50 mostra o circuito de potência. O circuito de controle e comando é o mesmo da Fig. 4.43, salientando que os componentes dos compensadores são os dimensionados no item 4.4.

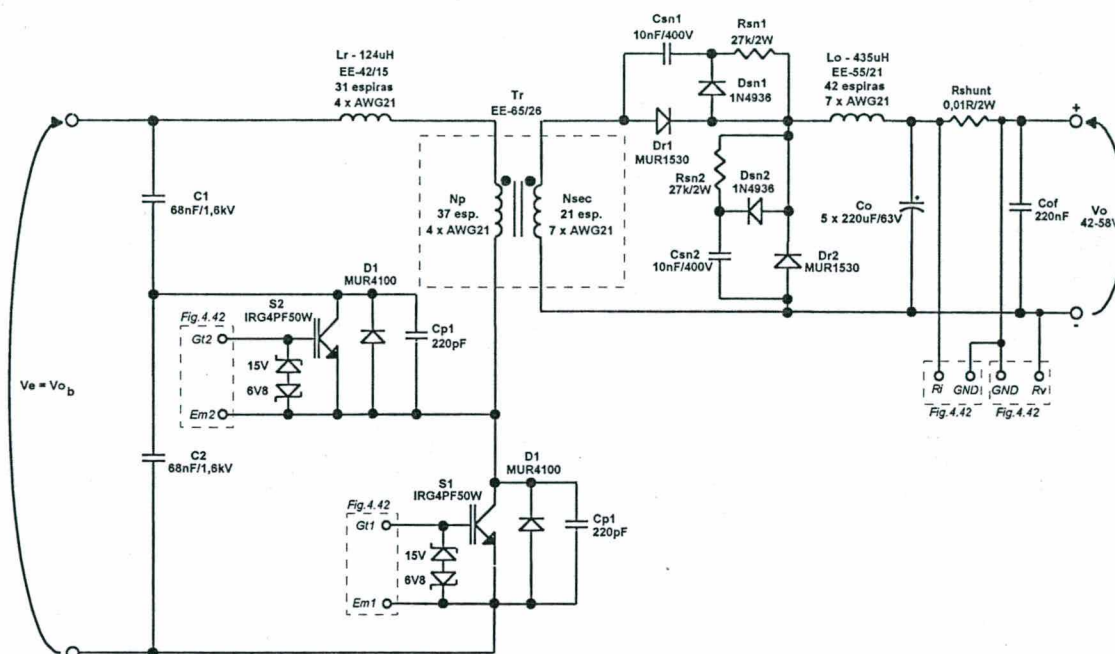


Fig. 4.50 – Circuito de potência do conversor FGA2

Com o protótipo operando na condição crítica para a comutação não-dissipativa, onde a tensão de saída é a mínima (42V) e a corrente de 5A, verifica-se a comutação ZVS.

A entrada em condução e o bloqueio de  $S_1$  são suaves como mostra a Fig. 4.51:

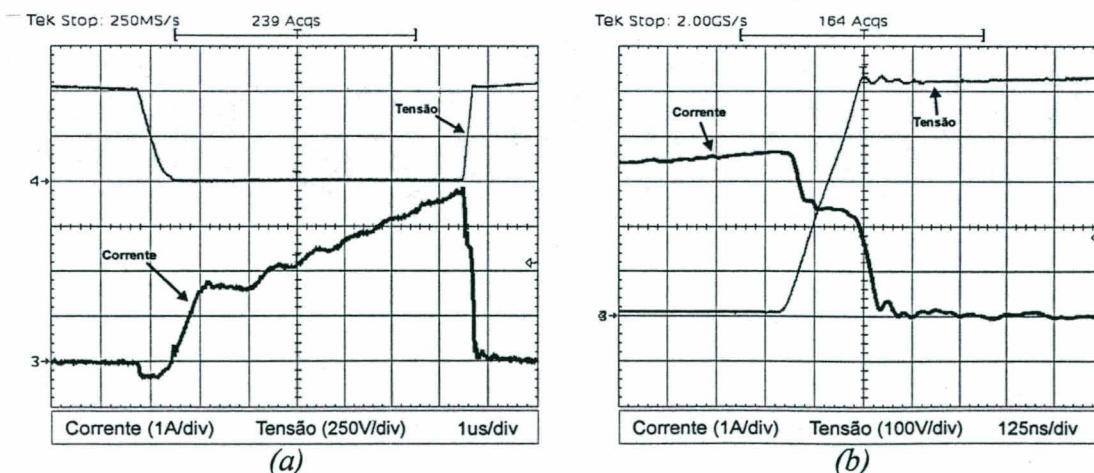


Fig. 4.51 – (a) Entrada em condução de  $S_1$ , (b) Bloqueio de  $S_1$



Na Fig. 4.52 são demonstradas as comutações do interruptor de grameamento. Percebe-se pela Fig. 4.52.(b) que a situação crítica de razão cíclica é atendida:

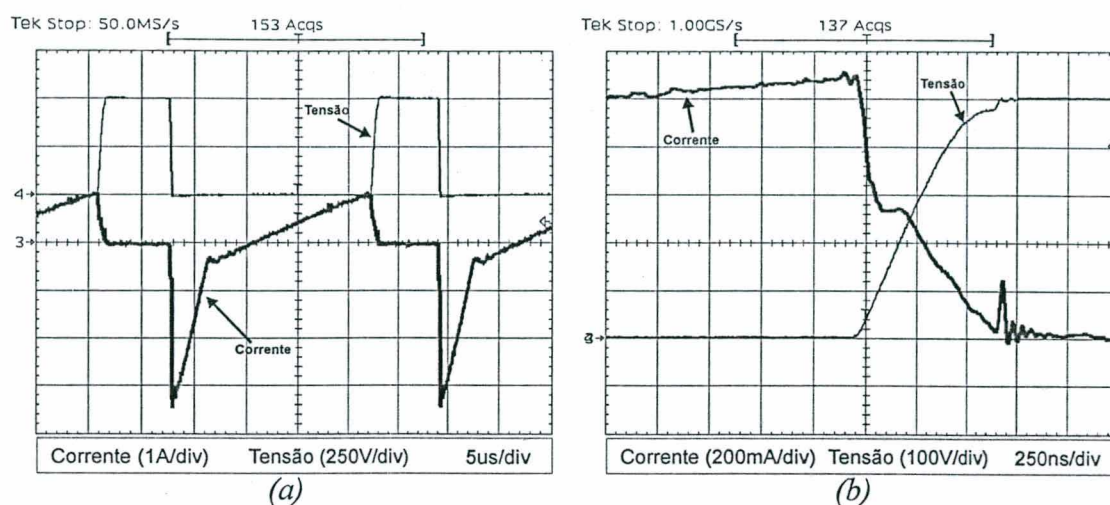


Fig. 4.52 – (a) Entrada em condução de  $S_2$ , (b) Bloqueio de  $S_2$

As principais formas de onda do conversor FGA2 são obtidas com a operação na condição nominal ( $48V - 11,5A$ ). Desta forma, os resultados experimentais apresentados podem ser comparados aos simulados no item 4.5.2.

A corrente pelo indutor ressonante e a tensão sobre o enrolamento primário são demonstradas na Fig.4.53. Verifica-se que, conforme os resultados das simulações, os comportamentos de tensão e corrente para o conversor FGA2 não apresentam grandes diferenças em relação ao conversor FGA1 quando as especificações são as mesmas.

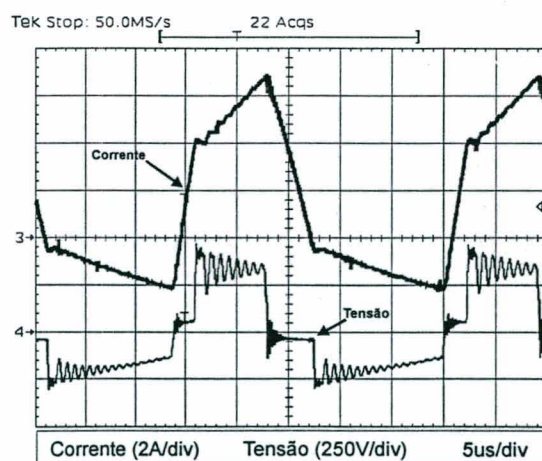


Fig. 4.53 – Corrente pelo indutor ressonante e tensão sobre o primário

Os esforços de tensão e corrente nos interruptores do circuito primário são demonstrados na Fig. 4.54:

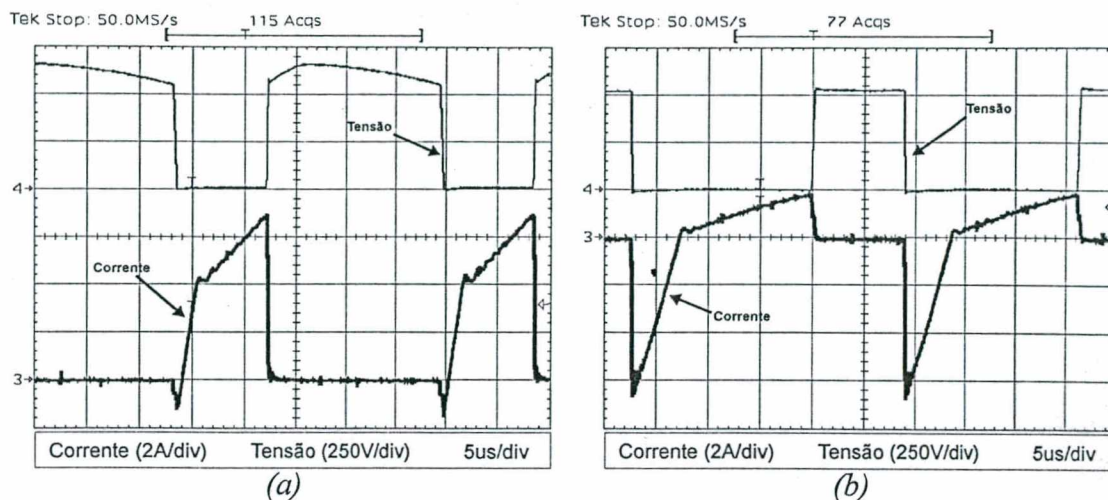


Fig. 4.54 – (a) Tensão e corrente em  $S_1$ , (b) Tensão e corrente em  $S_2$

A ação do grampeador de tensão para os diodos retificadores de saída pode ser verificada na Fig. 4.55. Assim como para o conversor FGA1, pode-se observar que a comutação é não-dissipativa para estes interruptores, devido à inclinação na corrente provocada pelo indutor ressonante:

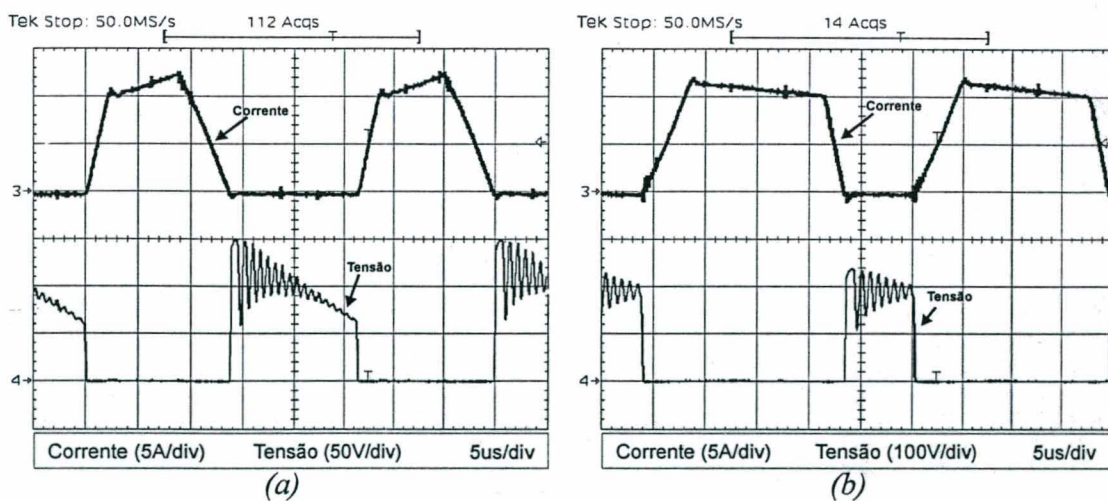


Fig. 4.55 – (a) Corrente e tensão em  $D_{r1}$ , (b) Corrente e tensão em  $D_{r2}$

Como feito para o primeiro conversor, toma-se o rendimento total da fonte de alimentação, como mostra a Fig. 4.56. Tendo o estágio elevador de entrada um rendimento de 96% na sua máxima potência de saída, pode-se afirmar que o conversor FGA2 apresentou um rendimento de 90,4% em sua potência e tensão nominais de saída.



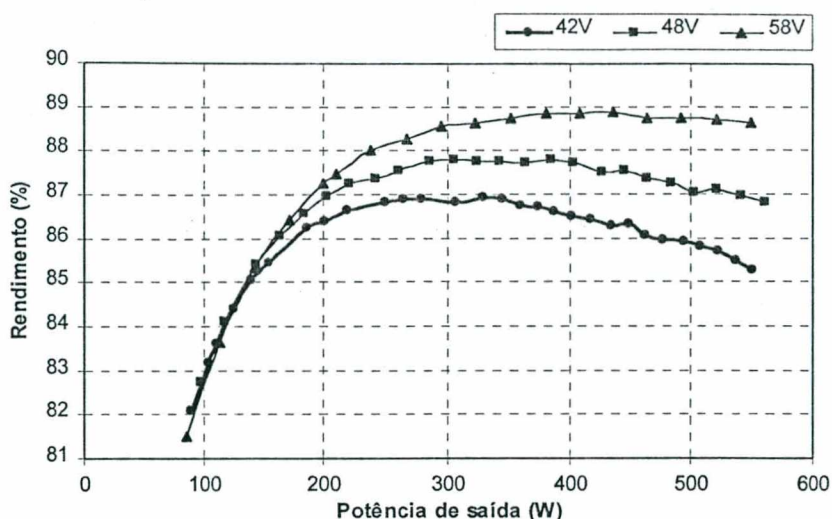


Fig. 4.56 – Rendimento da fonte de alimentação utilizando o conversor FGA2 no estágio CC-CC

## 4.7 Conclusão

Os conversores FGA em estudo foram projetados para serem aplicados em uma fonte para telecomunicações de  $550W$ , na função de segundo estágio, realizando a isolamento e regulação da tensão de saída.

Nesta aplicação, faz-se necessário o elevado fator de potência, levando ao uso de um primeiro estágio composto por um conversor elevador. O projeto do circuito de potência e das malhas de controle para este conversor foi feito considerando o uso do CI UC3854, componente largamente utilizado e de fácil implementação. Os resultados experimentais comprovam um fator de potência maior que 0,99 e a comutação não-dissipativa na entrada em condução, validando o circuito *Snubber* projetado.

O conversores FGA1 e FGA2 foram projetados conforme o procedimento demonstrado no capítulo 3. Verificou-se que a diferença básica ao final do projeto, está no transformador. No primeiro conversor, o transformador deverá fornecer a energia à saída no intervalo de sua desmagnetização, enquanto que no segundo conversor, esta ação é tomada pelo indutor do filtro de saída. Os resultados experimentais comprovam o funcionamento estático dos conversores. A comutação ZVS foi obtida para ambos os interruptores controláveis, o que no entanto não veio a eliminar totalmente as perdas por comutação. O efeito da corrente de cauda dos IGBTs foi verificado nos protótipos, provendo uma queda no rendimento esperado (em torno de 94%) dos conversores CC-CC.

## CONCLUSÃO GERAL

Foi apresentado neste trabalho, um estudo de dois conversores *Forward* com Grampeamento Ativo da tensão de desmagnetização do transformador. Ambos os conversores foram analisados de maneira qualitativa e quantitativa, elucidando a possibilidade de comutação suave e a operação em malha fechada de controle.

Verificou-se que utilizando um interruptor auxiliar, responsável pelo grampeamento ativo, consegue-se obter a comutação não-dissipativa de ambos os interruptores, para os dois conversores estudados. Apresentaram-se os requisitos para a obtenção da comutação ZVS, que se resumem na adição de uma indutância ressonante ao circuito primário, e na escolha de uma indutância magnetizante responsável pela circulação de uma ondulação de corrente pelos interruptores controláveis. Foi concluído que para realizar a comutação suave no bloqueio do interruptor auxiliar, torna-se necessário o uso de uma indutância ressonante de valor elevado (em torno de um décimo da indutância magnetizante do transformador), o que influenciará de maneira expressiva no equacionamento dos esforços de corrente pelo circuito primário.

A diferença topológica entre os dois conversores está na configuração do circuito retificador de saída, o que fornece as seguintes características individuais:

- O ganho estático do primeiro (FGA1) é o dobro do segundo (FGA2);
- A energia entregue à saída durante a etapa de desmagnetização, é proveniente da indutância magnetizante para o primeiro, enquanto que para o segundo, esta energia é proveniente do indutor de filtro da saída;
- A tensão de grampeamento do primeiro conversor é aplicada sobre o filtro de saída, fazendo com que a sua dinâmica seja mais afetada pelo circuito de grampeamento do que para o segundo conversor.

Citam-se algumas características comuns aos dois conversores:

- A comutação suave se faz com a circulação de uma ondulação de corrente pelo circuito primário, obtida através do ajuste da indutância magnetizante;

- Esta ondulação de corrente significa energia reativa circulando pelos interruptores, o que indica o uso de IGBTs;
- A tensão sobre os interruptores será sempre igual ou maior do que a tensão de barramento ( $V_e$ ), sendo um fator que limita a máxima razão cíclica de operação;
- O comportamento dinâmico dos conversores está fortemente relacionado ao circuito de grampeamento ativo;
- Os esforços de corrente pelo circuito primário são idênticos aos dois conversores quando a potência e a razão cíclica nominal são as mesmas.

O uso destas topologias em aplicações para telecomunicações torna-se restritivo devido principalmente à resposta dinâmica dos conversores. Outra característica a ser considerada é a elevada tensão de bloqueio dos interruptores, lembrando que geralmente tem-se uma tensão de barramento maior que o pico da tensão alternada de entrada.

Os conversores *Forward* foram implementados juntamente com um estágio retificador de elevado fator de potência (conversor elevador com controle por valores médios instantâneos) procurando uma aproximação com a aplicação em telecomunicações. O primeiro estágio foi projetado aplicando uma metodologia amplamente utilizada [13,14], sendo adicionado ao conversor elevador, um circuito *Snubber* não-dissipativo, o que praticamente elimina as perdas na entrada em condução do interruptor comandável. Os conversores *Forward* foram projetados para as mesmas especificações, de acordo com a metodologia apresentada no capítulo 3.

Os resultados experimentais obtidos com os protótipos comprovaram a análise inicial feita no capítulo 1. Verificaram-se a validade das etapas de operação, a característica de saída do conversor, os esforços de tensão e corrente, e as principais formas de onda. Quanto a comutação, verificou-se nos dois conversores, que o dimensionamento do indutor ressonante é válido. Afirma-se esta validade por ter sido verificado nos protótipos, a razão cíclica crítica para a comutação suave determinada no projeto. No entanto, foi verificado que a comutação dos interruptores IGBTs não foi totalmente suave devido à corrente de cauda destes componentes, o que diminuiu o rendimento da estrutura em relação ao esperado.

Por fim, pode-se afirmar que ambos os conversores estudados possuem características positivas e negativas para o uso em telecomunicações. A possibilidade da comutação suave foi confirmada, o que permite um rendimento competitivo com as atuais estruturas em uso atualmente. Por outro lado, aspectos como a elevada tensão de bloqueio dos interruptores e a dificuldade de controle em malha fechada, poderão ser obstáculos na escolha destas topologias.

Ao término deste trabalho, podem ser citadas algumas sugestões para a sua continuidade:

- Otimização dos elementos magnéticos;
- Melhora do rendimento através do uso de novos interruptores onde a corrente de cauda não seja relevante;
- Estudo de alternativas para o controle das topologias FGA.

## Referências bibliográficas

- [1] IMBERTSON, P.; MOHAN, N. *Asymmetrical duty cycle permits zero switching loss in PWM circuits with no conduction loss penalty*. In: IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (28/09/91: Dearborn, Michigan). Anais: IEEE. 1061-1065.
- [2] HENG, P. C.; ORUGANTI, R. *Family of two-switch soft-switched asymmetrical PWM DC/DC converters*. In: PESC94 (25.:20/06/94: Taipei, Taiwan). Proceedings: IEEE. 85-94.
- [3] DUARTE, C. M. C. *Conversores CC-CC ZVS-PWM com grampeamento ativo*. Florianópolis, 1996. Tese de Doutorado – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [4] BARBI, I.; SOUZA, F. P. *Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave*. Edição especial. Florianópolis: Ed. dos autores, 1999.
- [5] MICROSIM DESIGN CENTER, 1997. Versão 8.0. Programa para Simulação de Circuitos Eletrônicos Analógicos e Digitais.
- [6] BARBI, I. *Projetos de fontes chaveadas*. Florianópolis: Publicação interna, INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina, 1990.
- [7] VORPÈRIAN, V. *Simplified analysis of PWM converter using the model of the PWM switch: Part 1 – Continuous Conduction Mode*. In: VPEC Newsletter Current (1988).
- [8] JITARU, I. D.; BÎRCĂ-GĂLĂTEANUA, S. *Small-signal characterization of the forward-flyback converters with active clamp*. In: APEC98 (13.:15/02/98: Anaheim, California). Proceedings: IEEE. 626-632.
- [9] HAKODA, Y.; NINOMIYA, T.; SHOYAMA, M.; et al. *Effect of clamp capacitor on the stability of active-clamp DC-DC converters*. In: PESC98 (29.:17/05/98: Fukuoka, Japan). Proceedings: IEEE. 355-361.



- [10] LI, Q.; LEE, F. C.; JOVANOVIĆ, M. M. *Large-signal transient analysis of forward converter with active-clamp reset*. In: PESC98 (29.:17/05/98: Fukuoka, Japan). Proceedings: IEEE. 633-639.
- [11] UNITRODE. "Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual", 1986.
- [12] MWEENE, L. H.; WRIGHT, C. A.; SCHLECHT, M. F. *A 1kW, 500kHz Front-End converter for a distributed power supply system*. Applied Power Electronics Conference, 1989. 423-432.
- [13] TODD, P. C. UC 3854 Controlled power factor correction circuit design – Unitrode application note U-143. Merrimack, NH, USA. 1996.
- [14] BARBI, I.; SOUZA, A. F. de. *Retificadores de alto fator de potência*. Florianópolis: Publicação interna, INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [15] TSENG, C. J.; CHEN, C. L. *Passive lossless snubbers for DC-DC converters*. In: APEC98 (13.:15/02/98: Anaheim, California). Proceedings: IEEE. 1049-1054.
- [16] HELDWEIN, M. L. *Unidade retificadora trifásica de alta potência e alto desempenho para aplicação em centrais de telecomunicações*. Florianópolis, 1999. Dissertação de Mestrado – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [17] THORNTON INPEC ELETRÔNICA Ltda. *Catálogo de ferrite, Nº 419*. 1. ed. 1994.
- [18] INTERNATIONAL RECTIFIER INC. *Hexfet - Power MOSFET Designers manual*. 1. ed. 1993.
- [19] MOTOROLA INC. *Rectifier device data*. 1. ed. 1992.
- [20] SOUZA, A. F. de. *Retificadores monofásicos de alto fator de potência com reduzidas perdas de condução e comutação suave*. Florianópolis, 1998. Tese de Doutorado – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.