

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONVERSOR CC-CC ADITIVO PARA APLICAÇÃO EM TELECOMUNICAÇÕES**

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

**GILBERTO VALENTIM SILVA**

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1994

# CONVERSOR CC-CC ADITIVO PARA APLICAÇÃO EM TELECOMUNICAÇÕES

**GILBERTO VALENTIM SILVA**

*ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO.*



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

*BANCA EXAMINADORA:*



Prof. Hari Bruno Mohr, D.Sc.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

A Deus, que me carrega nos momentos mais difíceis e é luz e sentido para minha vida.

Aos meus pais, Julberto e Léa, que me educaram da melhor maneira possível, seus exemplos de vida.

## **Agradecimentos**

Neste documento o autor não poderia deixar de expressar sua gratidão ao grande número de pessoas que orientaram, auxiliaram e de diversas maneiras marcaram uma convivência produtiva e enriquecedora. Evitar-se-á, nesta etapa, a personificação dos agradecimentos, prevenindo-se assim a ingrata e injusta possibilidade do esquecimento de um sequer membro desta fantástica equipe.

Ao Prof. Ivo Barbi, cuja orientação e processo de criação são admiráveis. Pela sua ética e objetividade dispensada durante todas as etapas deste trabalho.

Aos demais professores do INEP, Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins, Enio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes pelos conhecimentos transmitidos, em especial aos membros da banca examinadora pelas correções e sugestões apresentadas.

Aos técnicos e funcionários do INEP, bem como aos servidores da UFSC, pelo serviço de apoio prestado durante a realização deste trabalho.

Aos amigos do INEP, pelas inúmeras contribuições técnicas, pelas discussões, questionamentos e principalmente pela alegria e amizade dispensada durante este breve convívio.

Aos meus pais, Julberto e Léa, pelo grande exemplo, amor e dedicação sempre presentes em todos os passos de minha vida.

À minha família, pela consideração e respeito para com meu trabalho.

A Deus, que sempre renova minhas forças e orienta meu caminho.

Ao sofrido povo brasileiro, UFSC e CNPq pelo apoio financeiro.

A todos aqueles que de uma forma ou de outra contribuíram para realização deste trabalho.

## *RANCHO DO AMOR À ILHA*

*Um pedacinho de terra perdido no mar  
Num pedacinho de terra belezas sem par  
Jamais a natureza reuniu tanta beleza  
Jamais algum poeta teve tanto pra cantar  
Num pedacinho de terra belezas sem par*

*Ilha da moça faceira,  
Da velha rendeira tradicional  
Ilha da velha figueira  
Onde em tarde fagueira  
Vou ler meu jornal*

*Tua Lagoa formosa  
Termura de rosa  
Poema ao Luar  
Cristal onde a lua vaidosa,  
sestrosa, dengosa  
Vem se espelhar.*

*(Cláudio Alvim Barbosa, o Zininho)*

## Índice

Resumo, viii  
Abstract, ix  
Simbologia, x

Introdução Geral, 1

### **1. Conversor de Weinberg - Análise Qualitativa e Quantitativa, 6**

- 1.1. Introdução, 6
- 1.2. Topologia do Conversor de Weinberg, 6
- 1.3. Princípio de Funcionamento, 7
  - 1.3.1. Descrição das Etapas de Funcionamento, 8
  - 1.3.2. Formas de Onda Fundamentais, 11
- 1.4. Análise do Ganho CC do Conversor, 12
- 1.5. Análise da Ondulação de Corrente do Transformador Flyback, 14
- 1.6. Análise da Ondulação de Tensão de Saída, 15
- 1.7. Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes Ativos, 17
- 1.8. Análise Complementar, 20
  - 1.8.1. Análise de Elementos Parasitas, 21
- 1.9. Conclusões, 27

### **2. Conversor de Weinberg - Projeto e Simulação, 29**

- 2.1. Introdução, 29
- 2.2. Metodologia de Projeto, 29
  - 2.2.1. Projeto do Transformador Push-Pull, 30
  - 2.2.2. Projeto do Transformador Flyback, 39
  - 2.2.3. Projeto do Capacitor de Filtragem, 47
  - 2.2.4. Elementos Semicondutores, 48
  - 2.2.5. Determinação dos Dissipadores, 51
  - 2.2.6. Análise do Circuito de Auxílio à Comutação, 53
- 2.3. Simulações, 60
- 2.4. Conclusões, 65

### **3. Conversor de Weinberg - Comando, Controle e Proteção, 67**

- 3.1. Introdução, 67
- 3.2. Projeto do Elemento Controlador, 67

3.2.1. Malha de Controle - Definição, 67

3.2.2. Modelagem, 69

3.2.3. Projeto do Controlador, 76

3.3. Implementação - Comando Controle e Proteção, 77

3.4. Conclusões, 80

#### **4. Conversor Aditivo - Weinberg - Experimentação, 82**

4.1. Introdução, 82

4.2. Diagrama do Conversor Aditivo, 82

4.3. Diagrama Completo do Circuito de Comando Implementado, 83

4.4. Diagrama do Circuito de Auxílio à Comutação Implementado, 83

4.5. Principais Formas de Onda, 84

4.6. Análise térmica, 94

4.7. Análise da Associação em Paralelo, 96

4.8. Conclusões, 97

Conclusão Geral, 98

Referências Bibliográficas, 99

## Resumo

Este trabalho consiste no estudo e implementação de um conversor CC-CC isolado, do tipo aditivo, para aplicação em Centrais Telefônicas com capacidade de  $1250W$ . A topologia estudada é do tipo *PUSH-PULL*, alimentada em corrente, controlada por modulação do tipo largura de pulso e apresenta características de operação do tipo abaixador de tensão. Analisa-se o conversor através de suas características estáticas para o modo de condução contínuo de operação. Esta análise é verificada inicialmente por simulação e posteriormente validada através dos resultados práticos obtidos. A contribuição básica deste trabalho reside no fato de adotar-se tecnologia recente e pouco desenvolvida na realização de um equipamento para aplicações industriais. Característico da topologia aditiva adotada, processa-se somente uma pequena parcela da energia entregue à carga. Resultados experimentais demonstraram que tal parcela oscila em torno de 15% da energia total envolvida. Reduzido nível de perdas de comutação, elevada frequência de chaveamento, alto rendimento, reduzido nível de ondulação de tensão de saída, característica de saída do tipo *Buck*, isolamento galvânico, além da robustez, são obtidos como resultados do conversor adotado.

## **Abstract**

This work focuses on the development of a DC-DC Additive Converter for telecommunication power supplies applications. The proposed topology is a Flyback Current-Fed Push-Pull Pulse-Width-Modulated one, showing characteristics similar to the *Buck* converter. The Converter analysis along with its static steady-state characteristics for continuous conduction mode of operation are presented. The analysis is validated both by numerical simulation and practical experimentation. The main contribution of this work is concerned with the use of a recent and undeveloped technology in industrial applications. As a result of the additive topology just a small fraction of the power delivered to the charge is processed by the switches. The experimental results have shown that this fraction is as low as 15% in the tested prototype. Low switching losses, high switching frequency operation, high efficiency and reliability, low output voltage ripple, galvanic isolation and *Buck* behavior are main characteristics of the proposed topology.

## Simbologia

- $A_E$  - Área da secção transversal da coluna central do núcleo -  $[cm^2]$ ;  
 $A_E \cdot A_W$  - Produto  $A_E \cdot A_W$  característico do núcleo de ferrite -  $[cm^4]$ ;  
 $A_M$  - Área ocupada pelos condutores do enrolamento genérico  $M$  -  $[cm^2]$ ;  
 $A_P$  - Área ocupada pelo enrolamento primário -  $[cm^2]$ ;  
 $A_S$  - Área ocupada pelo enrolamento secundário -  $[cm^2]$ ;  
 $A_W$  - Área da janela do carretel, destinada aos enrolamentos, do núcleo de ferrite -  $[cm^2]$ ;  
 $A_W \cdot K_W$  - Área total ocupada pelo cobre -  $[cm^2]$ ;  
 $B$  - Densidade de fluxo magnético -  $[T]$ ;  
 $C_{out}$  - Capacitância do filtro de saída do conversor *Weinberg* -  $[F]$ ;  
 $C_S$  - Capacitância ressonante, componente do circuito snubber -  $[F]$ ;  
 $D$  - Razão cíclica de operação -  $[\%]$ ;  
 $D_e$  - Ponto de operação da variável  $d_e$ , referente ao modelo da chave *PWM* -  $[\%]$ ;  
 $D_{off}$  - Diodo componente do circuito aditivo;  
 $D_{s1}$  - Diodo *reverso* componente do circuito snubber;  
 $D_{s2}$  - Diodo *direto* componente do circuito snubber;  
 $d$  - Razão cíclica de operação referente ao modelo da chave *PWM* -  $[\%]$ ;  
 $d'$  - Razão cíclica complementar referente ao modelo da chave *PWM* -  $[\%]$ ;  
 $d_e$  - Razão cíclica do conversor *Buck equivalente*, referente ao modelo da chave *PWM* -  $[\%]$ ;  
 $\hat{d}_e$  - Perturbação à variável  $d_e$ , referente ao modelo da chave *PWM* -  $[\%]$ ;  
 $d_{max}$  - Máximo diâmetro do condutor a ser utilizado considerando-se efeito Pelicular -  $[cm]$ ;  
 $dv_{Fbk}$  - Variação de tensão correspondente à etapa *Flyback* -  $[V]$ ;  
 $dv_{Ppl}$  - Variação de tensão correspondente à etapa *Push-Pull* -  $[V]$ ;  
 $ESL$  - Indutância série equivalente da capacitância de saída  $C_{out}$  -  $[H]$ ;

$ESR$	- Resistência série equivalente da capacitância de saída $C_{out}$ - $[\Omega]$ ;
$f_{sw}$	- Frequência de comutação - $[Hz]$ ;
$H$	- Intensidade de campo magnético - $[A/cm]$ ;
$I_D$	- Corrente de dreno máxima, especificada pelo fabricante - $[A]$ ;
$I_{Dfbavg}$	- Corrente média através do diodo <i>Flyback Dfb</i> - $[A]$ ;
$I_{Dfbrms}$	- Corrente eficaz através do diodo <i>Flyback Dfb</i> - $[A]$ ;
$I_{DM}$	- Corrente de dreno de pico repetitiva máxima, especificada pelo fabricante - $[A]$ ;
$I_{Dppavg}$	- Corrente média através do diodo <i>Push-Pull Dpp</i> - $[A]$ ;
$I_{Dpprms}$	- Corrente eficaz através do diodo <i>Push-Pull Dpp</i> - $[A]$ ;
$I_{FAV}$	- Máxima corrente média, especificada pelo fabricante - $[A]$ ;
$I_{FRM}$	- Máxima corrente de pico repetitiva, especificada pelo fabricante - $[A]$ ;
$I_{in-avg}$	- Corrente média da fonte de alimentação - $[A]$ ;
$I_{Lrpk}$	- Corrente de pico do indutor snubber - $[A]$ ;
$I_{load}$	- Corrente de carga - $[A]$ ;
$I_{Nmax}$	- Máximo valor de ondulação de corrente admissível, referente ao capacitor de filtro - $[A]$ ;
$I_{out}$	- Corrente de saída do estágio <i>Weinberg</i> , sendo esta constituída pelas parcelas que circulam através da carga ( $R_{out}$ ) e através do capacitor de filtro ( $C_{out}$ ) - $[A]$ ;
$I_{Pavg}$	- Valor médio da corrente no enrolamento primário - $[A]$ ;
$I_{Ppk}$	- Valor de pico da corrente no enrolamento primário - $[A]$ ;
$I_{Prms}$	- Valor eficaz da corrente no enrolamento primário - $[A]$ ;
$I_{Savg}$	- Valor médio da corrente no enrolamento secundário - $[A]$ ;
$I_{Spk}$	- Valor de pico da corrente no enrolamento secundário - $[A]$ ;
$I_{Srms}$	- Valor eficaz da corrente no enrolamento secundário - $[A]$ ;
$I_{Swavg}$	- Corrente média através do interruptor $Sw$ - $[A]$ ;
$I_{Swrms}$	- Corrente eficaz através do interruptor $Sw$ - $[A]$ ;
$i_p(t)$	- Corrente instantânea do circuito primário - $[A]$ ;
$J$	- Densidade de corrente - $[A/cm^2]$ ;

- $K_E$  - Coeficiente de perdas relativo às correntes parasitas;
- $K_H$  - Coeficiente de perdas por Histerese;
- $K_P$  - Fator de ocupação do enrolamento primário;
- $K_S$  - Ganho estático referente ao modelo da chave *PWM* - [%];
- $K_W$  - Fator de ocupação da área da janela do carretel, destinada aos enrolamentos, do núcleo de ferrite;
- $L_{Lk}$  - Indutância de dispersão total [H];
- $L_S$  - Indutância ressonante componente do circuito snubber - [H];
- $l_\delta$  - Comprimento magnético total do entreferro - [mm];
- $l_E$  - Comprimento magnético do núcleo de ferrite - [cm];
- $l_g$  - Comprimento físico do entreferro - [mm];
- $lk$  - Parâmetro referente à indutância de dispersão;
- $l_i$  - Comprimento médio de uma espira do carretel referente ao núcleo de ferrite - [cm];
- $M$  - Taxa de conversão do conversor *Buck* referente ao modelo da chave *PWM* - [%];
- $mg$  - Parâmetro referente à indutância magnetizante;
- $N_{JP}$  - Número de condutores componentes do cabo torcido, referente ao enrolamento primário;
- $N_{JS}$  - Número de condutores componentes do cabo torcido, referente ao enrolamento secundário;
- $N_{L1}$  - Número de espiras do enrolamento primário do transformador *Flyback*;
- $N_{L2}$  - Número de espiras do enrolamento secundário do transformador *Flyback*;
- $N_{Ls}$  - Número de espiras do indutor snubber;
- $N_P$  - Número de espiras do enrolamento primário;
- $N_{P1}$  - Número de espiras do enrolamento primário do transformador *Push-Pull I*;
- $N_{P2}$  - Número de espiras do enrolamento primário do transformador *Push-Pull II*;
- $N_S$  - Número de espiras do enrolamento secundário;
- $N_{S1}$  - Número de espiras do enrolamento secundário do transformador *Push-Pull I*;

$N_{S2}$	- Número de espiras do enrolamento secundário do transformador <i>Push-Pull II</i> ;
$P_C$	- Perda total no núcleo de ferrite do transformador - $[W]$ ;
$P_C/cm^3$	- Perdas por unidade de volume no núcleo de ferrite - $[W/cm^3]$ ;
$P_{Cu(P)}$	- Potência de perdas no cobre do enrolamento primário - $[W]$ ;
$P_{Cu(S)}$	- Potência de perdas no cobre referentes ao enrolamento secundário - $[W]$ ;
$P_{Flyback}$	- Perdas totais no elemento <i>Flyback</i> - $[W]$ ;
$P_{in}$	- Potência de entrada do estágio <i>Weinberg</i> - $[W]$ ;
$P_{out}$	- Potência de saída a ser processada via conversor <i>Weinberg</i> - $[W]$ ;
$P_{Push-Pull}$	- Perdas totais no elemento <i>Push-Pull</i> - $[W]$ ;
$P_W$	- Perda total nos enrolamentos do transformador - $[W]$ ;
$R_{DSOn}$	- Resistência de condução do interruptor <i>Sw</i> , especificada pelo fabricante - $[\Omega]$ ;
$R_{on}$	- Resistência de condução do interruptor <i>Sw</i> - $[\Omega]$ ;
$R_{out}$	- Resistência de carga conectada à saída do conversor <i>Weinberg</i> - $[\Omega]$ ;
$S_{Cu(smub)}$	- Seção de cobre necessária ao condutor que compõe o indutor snubber - $[cm^2]$ ;
$S_{cu(27AWG)}$	- Seção de cobre do condutor bitola # 27AWG - $[0.001021cm^2]$ ;
$S_{cu(P)}$	- Seção de cobre necessária ao condutor que compõe o enrolamento primário - $[cm^2]$ ;
$S_{cu(S)}$	- Seção de cobre necessária ao condutor que compõe o enrolamento secundário - $[cm^2]$ ;
$s$	- Possibilidade de execução do transformador - $[\%]$ ;
$ton$	- Período de condução do interruptor <i>Sw</i> - $[s]$ ;
$t_{rr}$	- Máximo tempo de recuperação reversa, especificado pelo fabricante - $[s]$ ;
$t_{sw}$	- Período referente ao intervalo de comutação - $[s]$ ;
$V_{\delta}$	- Volume do entreferro - $[cm^3]$ ;
$V_{Dfbpk}$	- Tensão reversa a ser aplicada sobre o diodo <i>Flyback Dfb</i> - $[V]$ ;
$V_{Dpppk}$	- Tensão reversa a ser aplicada sobre o diodo <i>Push-Pull Dpp</i> - $[V]$ ;
$V_{DSS}$	- Tensão dreno-fonte reversa máxima, especificada pelo fabricante - $[V]$ ;
$V_E$	- Volume do núcleo de ferrite - $[cm^3]$ ;

- $V_F$  - Tensão direta instantânea, especificada pelo fabricante -  $[V]$ ;  
 $V_{in-min}$  - Mínimo valor da tensão de alimentação -  $[V]$ ;  
 $V_{mdd}$  - Tensão proporcional à variável medida -  $[V]$ ;  
 $V_{out-max}$  - Máximo valor da tensão de saída do estágio *Weinberg* -  $[V]$ ;  
 $V_{out-reg}$  - Valor de tensão de saída, *regulada*, do estágio aditivo -  $[V]$ ;  
 $V_{pert}$  - Tensão de perturbação -  $[V]$ ;  
 $V_{RRM}$  - Tensão de pico repetitiva máxima, especificada pelo fabricante -  $[V]$ ;  
 $V_{ref}$  - Tensão de referência, referente ao nível de tensão desejado, variável de controle -  $[V]$ ;  
 $V_{Swpk}$  - Tensão reversa de pico a ser aplicada sobre o interruptor *Sw* -  $[V]$ ;  
 $v_{ct}$  - Potencial aplicado ao ponto central do transformador *Push-Pull*, durante a etapa de magnetização do núcleo -  $[V]$ ;  
 $\omega_n$  - Frequência natural não amortecida do sistema, referente ao modelo da chave *PWM* -  $[rad/s]$ ;  
 $\omega_z$  - Frequência do zero, referente ao modelo da chave *PWM* -  $[rad/s]$ ;  
 $\Delta B$  - Excursão da densidade de fluxo magnético -  $[T]$ ;  
 $\Delta I$  - Ondulação de corrente referente ao circuito primário -  $[A]$ ;  
 $\Delta I_{DS_{pk}}$  - Máximo incremento admissível de corrente do interruptor, referente ao circuito snubber -  $[A]$ ;  
 $\Delta i_{out}$  - Ondulação de tensão de saída do estágio *Weinberg* -  $[V]$ ;  
 $\overline{\Delta i_{out}}$  - Ondulação de corrente de saída normalizada referente ao estágio *Weinberg* -  $[A]$ ;  
 $[\Delta i_{out}]_{OFF}$  - Ondulação de corrente de saída do estágio *Weinberg*, referente ao período de bloqueio dos interruptores -  $[A]$ ;  
 $[\Delta i_{out}]_{ON}$  - Ondulação de corrente de saída do estágio *Weinberg*, referente ao período de condução dos interruptores -  $[A]$ ;  
 $\Delta T_{(Flyback)}$  - Elevação de temperatura do transformador *Flyback* -  $[^{\circ}C]$ ;  
 $\Delta T_{(Push-Pull)}$  - Elevação de temperatura do transformador *Push-Pull* -  $[^{\circ}C]$ ;

- $\Delta v$  - Queda de tensão efetiva nos elementos semicondutores e/ou magnéticos -  $[V]$ ;
- $\Delta v_{out}$  - Ondulação ideal de tensão de saída do estágio *Weinberg* -  $[V]$ ;
- $\Delta v_{out(Cout)}$  - Ondulação de tensão de saída do estágio *Weinberg*, referente à *Cout* -  $[V]$ ;
- $\Delta v_{out(ESR)}$  - Ondulação de tensão de saída do estágio *Weinberg*, referente à *ESR* -  $[V]$ ;
- $\Delta v_{out}^*$  - Ondulação de tensão de saída total, considerando-se parâmetros não ideais (*ESR*) -  $[V]$ ;
- $\Delta v_{Dfb}$  - Queda de tensão no diodo *Flyback Dfb* -  $[V]$ ;
- $\Delta v_{Dpp}$  - Queda de tensão no diodo *Push-Pull Dpp* -  $[V]$ ;
- $\Delta v_{Sw}$  - Queda de tensão nos interruptores *MOSFETs* -  $[V]$ ;
- $\Delta w$  - Energia acumulada no indutor -  $[J]$ ;
- $\Delta \phi$  - Variação de fluxo magnético -  $[Wb]$ ;
- $\mu_o$  - Permeabilidade magnética no vácuo -  $[H/m]$ ;
- $\sum P_{loss}$  - Potência total de perdas, envolvendo condução e comutação dos elementos ativos e passivos -  $[W]$ ;
- $\delta$  - Profundidade de penetração, considerando-se efeito pelicular -  $[cm]$ ;
- $\mathfrak{R}_T$  - Relutância térmica do núcleo de ferrite -  $[^{\circ}C/W]$ ;
- $\eta$  - Rendimento -  $[\%]$ ;
- $\xi$  - Tensão de erro em relação à tensão de referência -  $[V]$ ;
- $\mathfrak{R}_{\theta jc}$  - Resistência térmica junção-cápsula, especificada pelo fabricante -  $[^{\circ}C/W]$ ;
- $\rho_{twist(P)}$  - Resistividade equivalente do cabo torcido do circuito primário -  $[\Omega]$ ;
- $\rho_{twist(S)}$  - Resistividade equivalente do cabo torcido do circuito secundário -  $[\Omega]$ ;
- $\phi$  - Fluxo magnético -  $[Wb]$ ;
- $\zeta$  - Coeficiente de amortecimento referente ao modelo da chave *PWM* -  $[\%]$ ;
- (a) - Terminal Ativo, referente ao modelo da chave *PWM*;
- (c) - Terminal Comum, referente ao modelo da chave *PWM*;
- (p) - Terminal Passivo, referente ao modelo da chave *PWM*;

## Introdução Geral

Diversos equipamentos e/ou conversores possuem como fonte de alimentação, direta ou indireta, bancos de baterias. Tais fontes possuem uma regulação de tensão de saída de reduzida qualidade. Na tentativa de solucionar-se tal problema, o conversor a ser implementado teria como função básica a manutenção da tensão de saída mediante variações pré-fixadas de carga e/ou tensão de alimentação.

Existem dezenas de topologias atualmente disponíveis para implementação de um conversor. Cada topologia melhor adequa-se à determinada aplicação. Dentre as diversas topologias CC-CC conhecidas, fatores tais como tensão de entrada e saída, número de componentes, confiabilidade, complexidade, isolamento galvânico e possibilidade de múltiplas saídas, dentre outras, determinam a seleção de uma ou outra topologia.

A filosofia a ser empregada será a de um conversor aditivo, na qual gerar-se-ia um diferencial de tensão a ser *adicionado* à fonte de alimentação, obtendo-se então níveis de tensão superiores a própria tensão de alimentação, e processando-se desta forma somente um diferencial de energia, conforme diagrama apresentado na figura 1.

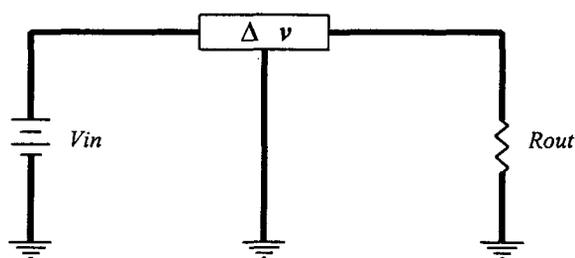


Fig.1 - Topologia básica do conversor aditivo.

Pode-se então definir algumas características a serem respeitadas pela topologia a ser adotada, tais como: característica de saída do tipo abaixador de tensão e isolamento galvânico entre entrada e saída. Assim sendo, qualquer conversor que respeite tais premissas poderia ser utilizado. Dentre os conversores conhecidos poder-se-ia citar: Conversor *Forward*, *Push-Pull*, *Buck-Boost*, *Cuk (Boost-Buck)*, *Sepic* e/ou *Zeta*.

Caso se considere que os níveis de corrente envolvidos tornam-se relativamente elevados nesta aplicação específica, atenção especial deve ser dedicada aos elementos magnéticos. Evita-se desta forma a utilização de topologia magnética assimétrica, conforme constatado na topologia *Forward*. Outro fator de desvantagem característico de tal topologia, devido à presença de um só dispositivo de comutação, seria o elevado nível de esforços referentes ao interruptor.

Levando-se em consideração fatores como simplicidade, confiabilidade, além da otimização da característica de saída, a qual definiria o ponto de operação para máxima transferência de potência, apresenta-se como a opção mais lógica a topologia *Push-Pull*.

O conversor a ser analisado, basicamente um *Push-Pull*, caracteriza-se pela transferência de potência via transformador, obtendo-se automaticamente a isolamento galvânica entre entrada e saída. Simplesmente através da inserção de múltiplos enrolamentos, várias saídas independentes podem ser obtidas.

A estrutura *Push-Pull* originalmente concebida foi uma das primeiras topologias a ser analisada. Pode fornecer tensões maiores e/ou menores que a de alimentação, embora apresente um sério problema, a saturação do núcleo devido ao desbalanceamento de fluxo [13]. Constitui-se basicamente de um transformador com enrolamento de ponto central, sendo que cada enrolamento opera durante meio período de chaveamento. Atuando-se sobre o tempo de condução do respectivo interruptor e/ou número de espiras controlar-se-ia a amplitude da tensão de saída.

Esta ação de controle *PWM (Pulse Width Modulation)* ocorre duas vezes a cada período de comutação do conversor, e efetivamente duplica a frequência das oscilações observadas na carga, reduzindo-se conseqüentemente os volumosos elementos magnéticos e filtros associados [4].

O problema da assimetria de fluxo tem causado o abandono da topologia *Push-Pull*. Existem diversas maneiras para se contornar tal problema, possuindo porém, a grande maioria, mais ou menos desvantagens, como por exemplo: a elevação do custo e/ou número de componentes.

Algumas técnicas de combate à assimetria de fluxo do conversor *Push-Pull* são citadas a seguir [13]:

- Utilização de um pequeno entreferro;
- Adição de resistência ao circuito primário;
- Utilização de interruptores do tipo MOSFET (*Metal Oxide Silicon - Field Effect Transistor*) e/ou equalização dos interruptores;
- Monitoração e/ou controle ativo de corrente;
- Utilização da topologia alimentada em corrente.

A topologia em estudo, *Conversor Weinberg*, também conhecida como *Topologia Push-Pull alimentada em corrente via transformador Flyback*, caracteriza-se pela presença do transformador *Flyback* em série com o conversor *Push-Pull*. Devido à elevada impedância de entrada do transformador *Flyback*, o usual problema do crescimento do desequilíbrio de fluxo da topologia *Push-Pull* alimentada em tensão não mais resulta em saturação do transformador e consequente destruição do interruptor. Este transformador *Flyback* possui um enrolamento secundário ativo, quando ambos os interruptores  $Sw_1$  e  $Sw_2$  possam simultaneamente estar bloqueados. Caso as chaves não possuam bloqueio simultâneo, então tal enrolamento torna-se desnecessário.

A energia armazenada no transformador *Flyback* pode ser transferida à carga, reduzindo-se os níveis de oscilação de tensão de saída. Pode ainda ser devolvida à fonte de alimentação, reduzindo-se consequentemente o nível de oscilação da corrente de entrada. Devido às características intrínsecas do conversor, bem como características específicas desta aplicação, adotou-se a primeira das configurações anteriormente citadas.

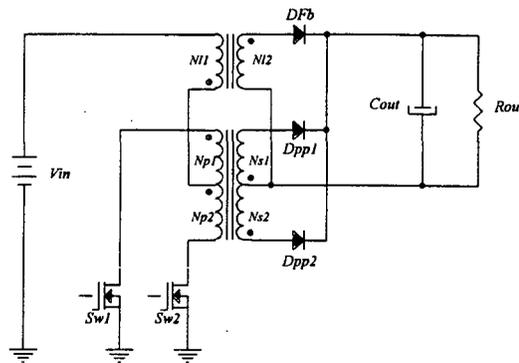


Fig.2 - Conversor de Weinberg.

A configuração em estudo, figura 2, pode operar em dois modos distintos. No primeiro destes, os interruptores primários não são ordenados a conduzir simultaneamente. Porém, ao contrário deste, no segundo modo os interruptores podem apresentar condução simultânea, quando, por exemplo, da redução dos níveis de tensão de entrada. Estabelecendo-se então:

(a) - *Modo de Não-Sobreposição - Buck* -  $D < 1,0$ ,

(b) - *Modo de Sobreposição - Boost* -  $D \geq 1,0$ ; definindo-se a variável  $D$  (*Duty Cycle*),

como razão cíclica, dada por:

$$D = \frac{ton}{T_{sw} / 2} \quad (1)$$

Onde:

$D$  - Razão cíclica de operação;

$T_{sw}$  - Período de comutação;

$ton$  - Período de condução do interruptor.

Devido às características de funcionamento deste circuito, seria este projetado não para permanecer em um dos modos de operação, mediante variação da tensão de entrada, e sim para excursionar entre ambos, mediante a variação da tensão de alimentação. Alterando-se desta forma a característica de saída do conversor de abaixador para elevador de tensão e vice-versa.

No conversor em estudo, devido à transferência de energia ocorrer em duas etapas contínuas (*Flyback* e *Push-Pull*), pressupõe-se uma maior continuidade no processo de transferência de energia, i.e., pressupõe-se que o pacote de energia seja diluído, gerando-se

consequentemente menores esforços nos componentes, bem como menores índices de rádiointerferência (RFI & EMI). Finalmente, poder-se-ia sugerir uma faixa de utilização para o conversor em questão, a qual oscilaria entre 1000 à 2000Watts [13]. Ainda assim topologias utilizando a versão *Full-Bridge*, posteriormente apresentada, poderiam ser implementadas, ampliando assim a faixa ora sugerida.

## Capítulo 1

### Conversor de Weinberg - Análise Qualitativa e Quantitativa

#### 1.1. Introdução

Inicialmente estudar-se-á a topologia do *conversor de Weinberg* controlada por largura de pulso (*PWM*), conforme figura 1.1. Tal conversor apresenta como principais características: reduzido nível de perdas de comutação, elevada frequência de operação, alto rendimento, reduzido nível de ondulação de tensão de saída, característica de saída do tipo abaixador de tensão, isolamento galvânico entre entrada e saída, além da robustez [13],[4], obtida como consequência do transformador *Flyback* que atua como elemento limitador.

O conversor de *Weinberg* é do tipo *Push-Pull* alimentado em corrente, apresentando características de operação semelhantes às do conversor *Buck*. O conversor será controlado por modulação *PWM*, operando no modo de operação de *Não Sobreposição* e condução contínua.

Neste capítulo efetuam-se análises qualitativas e quantitativas do conversor em condução contínua de corrente no transformador *Flyback*. Serão apresentadas as formas de onda e etapas de funcionamento, bem como as equações para o dimensionamento do circuito de potência.

Inicialmente o circuito será idealizado, sendo introduzidos os efeitos dos elementos parasitas quando se fizerem necessários.

#### 1.2. Topologia do Conversor de Weinberg

A topologia do conversor *Weinberg* é mostrada na figura 1.1.

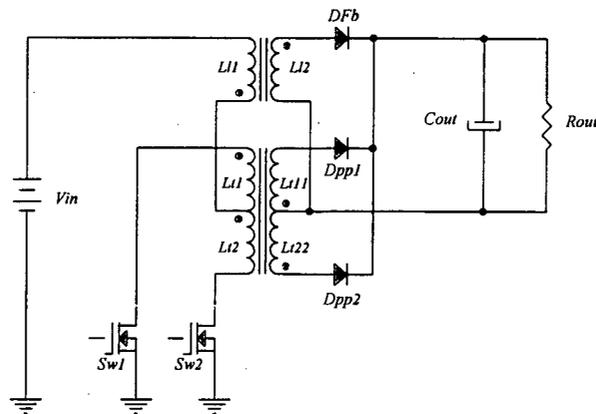


Fig.1.1 - Conversor de Weinberg.

### 1.3. Princípio de Funcionamento

Nesta seção descreve-se o funcionamento idealizado do conversor em estudo, apresentando-se as principais formas de onda e ganho estático. Considera-se nesta análise operação em regime permanente, desconsiderando-se os efeitos causados pelas não idealidades dos componentes. As chaves serão comandadas complementarmente por largura de pulso.

A operação básica do conversor apresenta quatro etapas distintas de funcionamento, a saber:

- 1-Interruptor  $Sw1$ -Conduzindo - Etapa *Push-Pull*-01;
- 2-Interruptor  $Sw1$ -Bloqueado - Etapa *Flyback*-01;
- 3 e 4-Obtidas simetricamente através da atuação do interruptor  $Sw2$ .

Conforme anteriormente citado, os interruptores  $Sw1$  e  $Sw2$  serão comandados complementarmente via ação *PWM*, controlando a tensão de saída do conversor. Será ainda adotado para simplificação do projeto, bem como a obtenção de algumas características específicas deste projeto:

$$\frac{N_{L1}}{N_{L2}} = \frac{N_{P1}}{N_{S2}} = \frac{N_{S2}}{N_{P2}} = \frac{N_P}{N_S} \quad (1.1)$$

Onde:

$N_{L1}$  - Número de espiras do enrolamento primário do transformador *Flyback* ( $L_{L1}$ );

$N_{L2}$  - Número de espiras do enrolamento secundário do transformador *Flyback* ( $L_{L2}$ );

Tendo em vista que o transformador *Push-Pull* constitui-se por dois enrolamentos de ponto central, defini-se:

$N_{P1}$  - Número de espiras do enrolamento primário do transformador *Push-Pull I* ( $L_{T1}$ );

$N_{P2}$  - Número de espiras do enrolamento primário transformador *Push-Pull II* ( $L_{T2}$ );

$N_{S1}$  - Número de espiras do enrolamento secundário do transformador *Push-Pull I* ( $L_{T11}$ );

$N_{S2}$  - Número de espiras do enrolamento secundário transformador *Push-Pull II* ( $L_{T22}$ ).

### 1.3.1. Descrição das Etapas de Funcionamento

O conversor apresenta uma fonte de entrada CC em série com o transformador *Flyback* para impor a corrente de entrada, dois interruptores comandados e um transformador para prover a isolamento galvânica da carga. O estágio de saída é composto pelos diodos retificadores (*Push-Pull* e *Flyback*), filtro de saída por apenas um capacitor equivalente e carga puramente resistiva.

As principais etapas para um período de operação são então apresentadas:

Etapa 01 - ( $t_o < t \leq t_1$ ) - Etapa *Push-Pull*, conforme mostrado na figura 1.2.

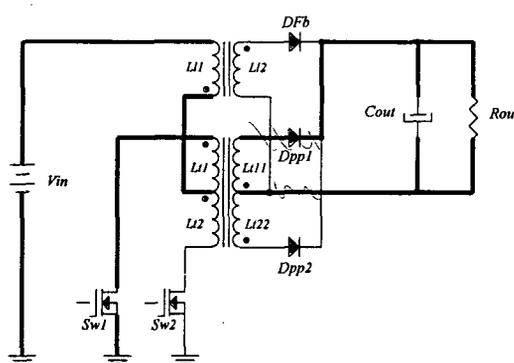


Fig.1.2 - Etapa 01 de funcionamento - *Push-Pull*.

Nesta etapa o interruptor  $Sw1$  é ordenado a conduzir, o transformador *Flyback*  $L_{L1}$  limita a corrente aplicada ao ponto central do enrolamento primário do transformador *Push-Pull*. Conforme relação de transformação ora considerada, via efeito transformador pode-se definir a corrente instantânea referente ao transformador *Flyback*:

$$i(L_{T1}) \cdot \frac{N_P}{N_S} = i(L_{T11}) \quad (1.2)$$

O enrolamento secundário do transformador *Push-Pull* ( $L_{L1}$ ) encontra-se conectado à saída, possuindo assim seu potencial pré-definido, donde pode-se facilmente calcular a oscilação de corrente relacionada ao indutor  $L_{L1}$ . Definindo-se inicialmente a tensão instantânea aplicada ao enrolamento:

$$v(L_{L1}) = \left[ V_{in} - V_{out} \cdot \frac{N_P}{N_S} \right] = L_{L1} \cdot \frac{\Delta i(L_{L1})}{\Delta(t)} \quad (1.3)$$

Pode-se então calcular o valor da oscilação de corrente de saída do estágio *Weinberg* referente ao período de condução dos interruptores:

$$\left[ \frac{\Delta i(L_{L1})}{\Delta(t)} \right]_{ON} = \frac{1}{L_{L1}} \cdot \left[ V_{in} - V_{out} \cdot \frac{N_P}{N_S} \right] \quad (1.4)$$

Etapa 02 - ( $t_1 < t \leq t_2$ ) - Etapa *Flyback*, conforme mostrado na figura 1.3.

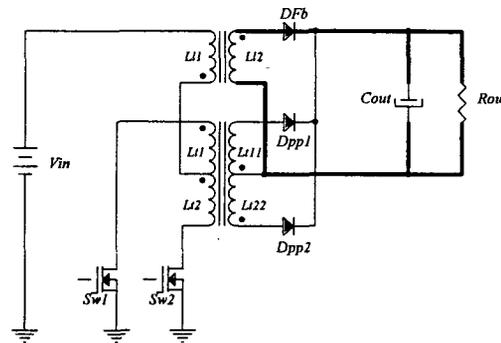


Fig. 1.3 - Etapa 02 de funcionamento - *Flyback*.

Nesta etapa o interruptor  $Sw1$  é ordenado a bloquear, a tensão do transformador *Flyback* inverte sua polaridade na tentativa de manter o fluxo do núcleo constante. Uma vez o diodo *Flyback* ( $D_{Fb}$ ) diretamente polarizado, função do acoplamento magnético, a corrente passa a fluir através do enrolamento secundário do transformador *Flyback*, transferindo a energia armazenada à carga. A oscilação de corrente relacionada a esta etapa pode então ser estimada. Definindo-se inicialmente a tensão instantânea aplicada ao enrolamento:

$$v(L_{L2}) = [V_{out}] = L_{L2} \cdot \frac{\Delta i(L_{L2})}{\Delta(t)} \quad (1.5)$$

Efetuada-se tal análise referente ao lado primário, obtém-se:

$$v(L_{L1}) = \left[ V_{out} \cdot \frac{N_P}{N_S} \right] = L_{L1} \cdot \frac{\Delta i(L_{L1})}{\Delta(t)} \quad (1.6)$$

Pode-se então calcular o valor da oscilação de corrente de saída do estágio *Weinberg*, durante o período de bloqueio dos interruptores:

$$\left[ \frac{\Delta i(L_{L1})}{\Delta(t)} \right]_{OFF} = \frac{1}{L_{L1}} \cdot \left[ V_{out} \cdot \frac{N_P}{N_S} \right] \quad (1.7)$$

### 1.3.2. Formas de Onda Fundamentais

As principais formas de onda idealizadas, referentes ao conversor em estudo, operando no modo de condução contínua e razão cíclica constante, são apresentadas na figura 1.4.

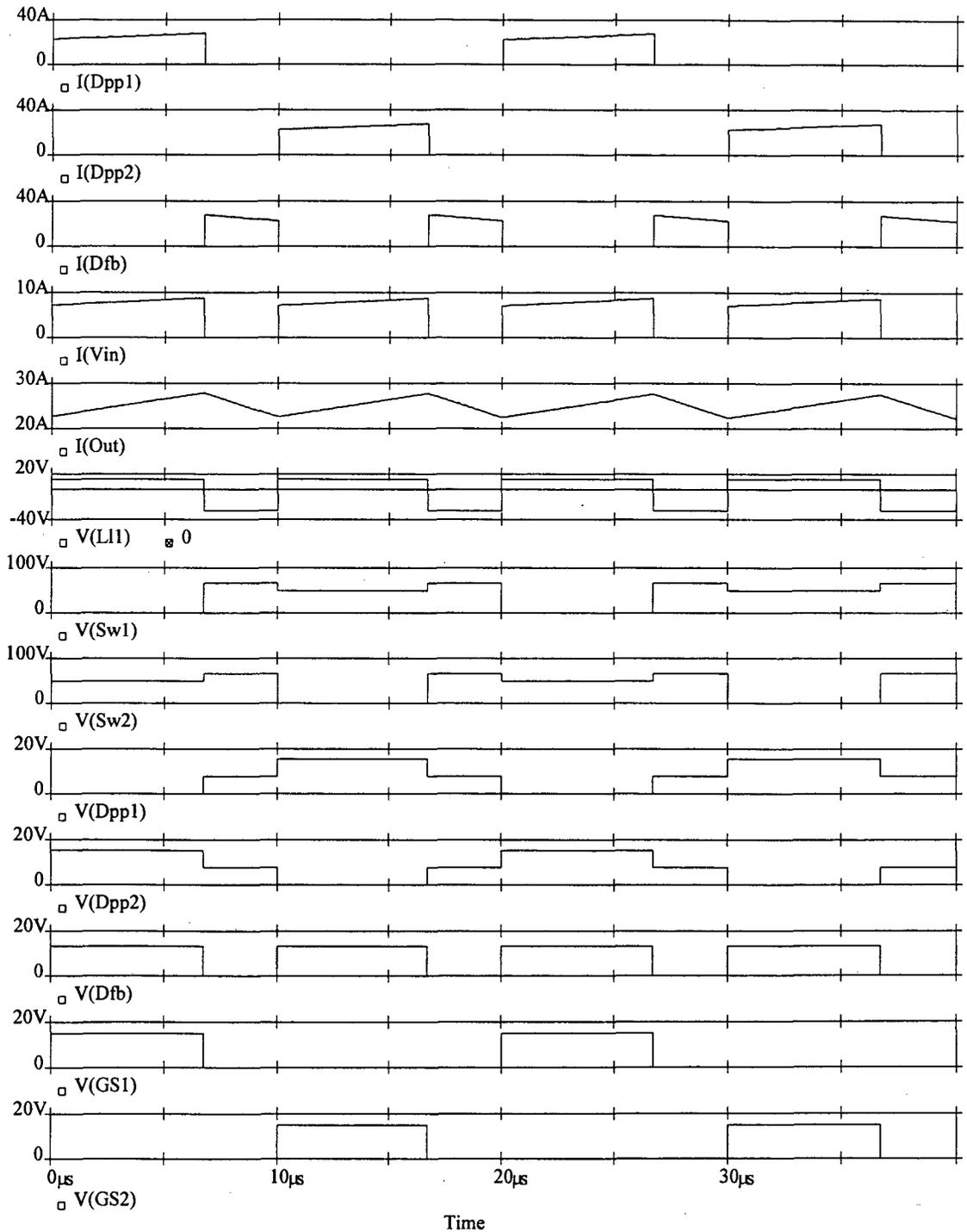


Fig.1.4 - Formas de onda fundamentais do conversor de Weinberg.

Definindo-se:

$I_{load}$  - Corrente de carga;

$I_{out}$  - Corrente de saída do estágio *Weinberg*, sendo esta constituída pelas parcelas que circulam via carga ( $R_{out}$ ) e capacitor de filtro ( $C_{out}$ ).

#### **1.4. Análise do Ganho CC do Conversor**

Considerar-se-á operação em regime permanente, bem como a não anulação da corrente do indutor, ou seja, caso respeite-se o limite de mínima carga:  $I_{load(min)} > \Delta I_{out}/2$ .

Retomando-se a variável razão cíclica:  $D = \frac{ton}{T_{SW}/2}$  e considerando-se:

$$[\Delta i_{out}]_{ON} = [\Delta i_{out}]_{OFF} \quad (1.8)$$

Onde:

$[\Delta i_{out}]_{ON}$  - Valor de oscilação de corrente de saída do estágio *Weinberg* durante o período de condução dos interruptores;

$[\Delta i_{out}]_{OFF}$  - Valor de oscilação de corrente de saída do estágio *Weinberg* durante o período de bloqueio dos interruptores.

De (1.4) e (1.7), ou ainda da análise do balanço de fluxo no indutor  $L_{Ll}$ , obtém-se:

$$\frac{I}{L_{Ll}} \left[ V_{in} - v_{out} \cdot \frac{N_P}{N_S} \right] \cdot D = -\frac{I}{L_{Ll}} \left[ -v_{out} \cdot \frac{N_P}{N_S} \right] \cdot (1-D) \quad (1.9)$$

Obtendo-se o ganho CC da estrutura *Weinberg*:

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (1.10)$$

Verificando-se que o conversor em estudo possui idealmente característica de saída do tipo *Buck*, ou seja, abaixador de tensão, fornecendo teoricamente tensões inferiores ao valor da fonte de alimentação. Convém lembrar que o modo de operação utilizado trata-se do modo de *Não Sobreposição*.

Uma das principais fontes de dificuldade na análise de uma estrutura trata-se normalmente do complexo circuito equivalente resultante. Uma Análise exata, geralmente

consideraria as resistências série dos diodos, interruptores, elementos magnéticos, capacitores, além da queda de tensão referente às comutações. Normalmente tais parâmetros afetam significativamente o comportamento dinâmico do circuito, especialmente a resistência série de capacitores (*ESR*). Tendo em vista que estes elementos normalmente possuem efeito reduzido sobre as características estáticas do circuito, resistências parasitas foram até então omitidas nesta análise, resultando num simples equacionamento e fácil compreensão das relações quantitativas obtidas. Porém, este efeito pode tornar-se apreciável quando níveis de tensão de entrada e/ou saída tornam-se reduzidos, quando comparados com as quedas de tensão em tais elementos.

Retomando-se a análise do balanço de fluxo no transformador *Flyback*, e adicionando-se as quedas relacionadas aos semicondutores, pode-se redefinir as equações (1.3) e (1.6):

$$\left[ v_{LII} \right]_{ON} = \left[ V_{in} - \Delta v_{Sw} - [V_{out} + \Delta v_{Dpp}] \cdot \frac{N_P}{N_S} \right] \quad (1.11)$$

$$\left[ v_{LII} \right]_{OFF} = [V_{out} + \Delta v_{Dfb}] \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (1.12)$$

Onde:

$\Delta v$  - Queda de tensão efetiva dos elementos semicondutores e/ou magnéticos;

$\Delta v_{Dfb}$  - Valor da queda de tensão referente aos diodos *Flyback*;

$\Delta v_{Dpp}$  - Valor da queda de tensão referente aos diodos *Push-Pull*.

Considerando-se tais resistências parasitas e  $\Delta v_{Dpp} = \Delta v_{Dfb} = \Delta v_D$ , pode-se redefinir a relação do ganho CC do conversor de *Weinberg*:

$$V_{out} = \left[ (V_{in} - \Delta v_{Sw}) \cdot D \cdot \frac{N_S}{N_P} - \Delta v_D \right] \quad (1.13)$$

### **1.5. Análise da Ondulação de Corrente do Transformador Flyback**

Analisando-se a oscilação de corrente no transformador *Flyback* ( $L_{LI}$ ) através da equação (1.4), obtém-se:

$$\Delta i(L_{LI}) = \frac{I}{L_{LI}} \cdot \left[ V_{in} - v_{out} \cdot \frac{N_P}{N_S} \right] \cdot ton \quad (1.14)$$

Retomando-se a equação (1.10), e considerando-se  $V_{in}$  constante, obtém-se:

$$\Delta i(L_{LI}) = \left[ \frac{V_{in} - D \cdot V_{in}}{L_{LI}} \right] \cdot \frac{D}{2 \cdot f_{sw}} \quad (1.15)$$

Onde:

$f_{sw} = 1/T_{sw}$ . Definindo-se  $f_{sw}$  como a frequência de operação do interruptor *Push-Pull*.

Rearranjando-se a equação (1.15), obtém-se:

$$\Delta i(L_{LI}) = \left[ \frac{V_{in} \cdot (1 - D) \cdot D}{2 \cdot L_{LI} \cdot f_{sw}} \right] \quad (1.16)$$

Tendo em vista o acoplamento magnético entre os enrolamentos do transformador *Flyback*, bem como a idêntica relação de transformação entre ambos os componentes magnéticos (transformador *Push-Pull* e *Flyback*), pode-se calcular a oscilação equivalente de corrente de carga:

$$\Delta i_{out} = \left[ \frac{V_{in} \cdot (1 - D) \cdot D}{2 \cdot L_{LI} \cdot f_{sw}} \right] \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (1.17)$$

Convém ressaltar que, em tal análise considera-se como corrente de carga a corrente total de saída do estágio *Weinberg*, ou seja, a soma das correntes que circulam através do capacitor de filtro ( $C_{out}$ ) e resistor de carga ( $R_{out}$ ). O comportamento normalizado da oscilação da corrente de saída é mostrado na figura 1.5:

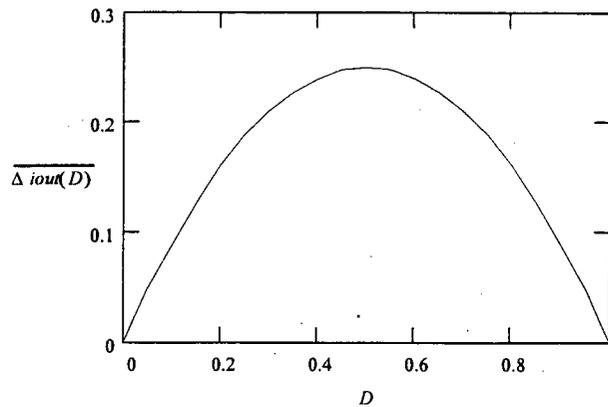


Fig.1.5 - Comportamento normalizado da oscilação de corrente de saída.

Definindo-se como oscilação de corrente de saída normalizada:

$$\overline{\Delta i_{out}} = \Delta i_{out} \cdot \frac{2 \cdot L_{L1} \cdot f_{sw} \cdot N_S}{V_{in} \cdot N_P} \quad (1.18)$$

Assim sendo, a máxima ondulação de corrente de saída pode ser calculada e consequentemente pode-se determinar a indutância necessária à entrada.

$$\Delta i_{out-max} = \left[ \frac{V_{in}}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{L1}} \right] \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (1.19)$$

*D=0.5*

## 1.6. Análise da Ondulação de Tensão de Saída

Da análise do filtro de saída, tomando-se por simplicidade somente  $T_{sw}/4$ , pode-se definir a corrente instantânea que circula via capacitor de filtro, obtendo-se:

$$i_c(t) = C_{out} \cdot \frac{dv_{out}(t)}{dt} \quad (1.20)$$

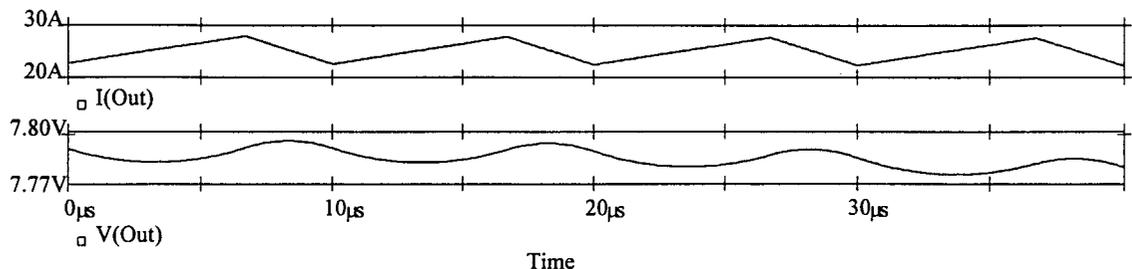


Fig.1.6 - Formas de onda relacionadas ao filtro de saída.

Podendo-se então definir a variação de tensão de saída referente a etapa *Push-Pull*.

$$dv_{Ppl} = \frac{\Delta i_{out}}{2 \cdot (ton / 2)} \cdot t \cdot \frac{dt}{C_{out}} \quad (1.21)$$

Onde:

$dv_{Ppl}$  - Corresponde à variação de tensão de saída referente a etapa *Push-Pull*.

Após simples tratamento algébrico, obtém-se:

$$dv_{Ppl} = \frac{\Delta i_{out} \cdot ton}{8 \cdot C_{out}} \quad (1.22)$$

De forma semelhante, pode-se definir a variação de tensão de saída referente a etapa *Flyback*.

$$dv_{Fbk} = \left[ \frac{\Delta i_{out}}{2} - \frac{\Delta i_{out}}{toff} \cdot t \right] \frac{dt}{C_{out}} \quad (1.23)$$

Onde:

$dv_{Fbk}$  - Corresponde à variação de tensão de saída referente a etapa *Flyback*.

Após simples tratamento algébrico, pode-se também obter:

$$dv_{Fbk} = \frac{\Delta i_{out} \cdot toff}{8 \cdot C_{out}} \quad (1.24)$$

Totalizando-se a oscilação de tensão ideal de saída, obtém-se:

$$\Delta v_{out} = \Delta v_{Ppl} + \Delta v_{Fbk} \quad (1.25)$$

Finalmente:

$$\Delta v_{out} = \frac{\Delta i_{out}}{16 \cdot f_{sw} \cdot C_{out}} \quad (1.26)$$

Porém, conforme definido anteriormente, através da equação (1.17), obtém-se:

$$\Delta v_{out} = \left[ \frac{V_{in} \cdot (1 - D) \cdot D}{32 \cdot f_{sw}^2 \cdot L_{LI} \cdot C_{out}} \right] \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (1.27)$$

Assim sendo, a máxima oscilação de tensão de saída idealizada pode ser calculada pela expressão (1.28), através da qual pode-se determinar a capacitância necessária à saída.

$$\Delta v_{out-max} = \left[ \frac{V_{in}}{128 \cdot f_{sw}^2 \cdot L_{LI} \cdot C_{out}} \right] \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (1.28)$$

## **1.7. Esforços de Tensão e Corrente nos Componentes Ativos**

Nesta etapa serão inicialmente desconsideradas as não idealidades dos componentes ativos e passivos, bem como a oscilação de corrente em determinados elementos, tendo como objetivo básico a simplificação do equacionamento elaborado. A fim de dimensionar os elementos constituintes do conversor, serão apresentadas as expressões de tensão e corrente nos principais elementos, considerando-se para tal, operação no modo de condução contínua e razão cíclica constante.

### **1.7.1. Interruptores Sw1 e Sw2**

#### **1.7.1.1. Tensão Máxima Reversa:**

Da análise do circuito, pode-se calcular teoricamente o máximo valor de tensão a que os interruptores serão submetidos, obtendo-se:

$$V_{Sw_{pk}} = V_{in} + V_{out} \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (1.29)$$

Comparando-se com a equação (1.10), obtém-se teoricamente:

$$V_{Sw_{pk}} = V_{in} \cdot (1 + D) \quad (1.30)$$

#### **1.7.1.2. Corrente média:**

Calculando-se teoricamente o valor médio de corrente nos interruptores, obtém-se:

$$I_{Sw_{avg}} = \frac{I}{T_{sw}} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{Sw}(t) \cdot dt \quad (1.31)$$

Donde resulta:

$$I_{Sw_{avg}} = 0,5 \cdot I_{out} \cdot D \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (1.32)$$

#### **1.7.1.3. Corrente eficaz:**

Calculando-se teoricamente o valor de corrente eficaz nos interruptores, obtém-se:

$$I_{Sw_{rms}} = \sqrt{\frac{I}{T_{sw}} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{Sw}^2(t) \cdot dt} \quad (1.33)$$

Donde resulta:

$$I_{Sw_{rms}} = I_{out} \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (1.34)$$

## **1.7.2. Diodos Push-Pull Dpp1 e Dpp2**

### **1.7.2.1. Tensão Máxima Reversa:**

Da análise do circuito, pode-se calcular o máximo valor de tensão a que os diodos *Push-Pull* serão submetidos, obtendo-se:

$$V_{Dpp_{pk}} = 2 \cdot V_{out} \quad (1.35)$$

Comparando-se com a equação (1.10); obtém-se teoricamente:

$$V_{Dpp_{pk}} = 2 \cdot D \cdot V_{in} \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (1.36)$$

### **1.7.2.2. Corrente média:**

Calculando-se teoricamente o valor de corrente média através dos diodos *Push-Pull*, obtém-se:

$$I_{Dpp_{avg}} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{Dpp}(t) \cdot dt \quad (1.37)$$

Donde resulta:

$$I_{Dpp_{avg}} = 0,5 \cdot I_{out} \cdot D \quad (1.38)$$

### **1.7.2.3. Corrente eficaz:**

Calculando-se teoricamente o valor de corrente eficaz através dos diodos *Push-Pull*, obtém-se:

$$I_{Dpp_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{Dpp}^2(t) \cdot dt} \quad (1.39)$$

Donde Resulta:

$$I_{Dpp_{rms}} = I_{out} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (1.40)$$

### **1.7.3. Diodo Flyback Dfb**

#### **1.7.3.1. Tensão Máxima Reversa:**

Da análise do circuito, pode-se calcular o máximo valor de tensão a ser aplicado aos diodos *Flyback*, obtendo-se teoricamente:

$$V_{Dfb_{pk}} = V_{in} \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (1.41)$$

#### **1.7.3.2. Corrente média:**

Calculando-se teoricamente o valor de corrente média através dos diodos *Flyback*, obtém-se:

$$I_{Dfb_{avg}} = \frac{1}{T_{sw} / 2} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{Dfb}(t) \cdot dt \quad (1.42)$$

Donde resulta:

$$I_{Dfb_{avg}} = I_{out} \cdot (1 - D) \quad (1.43)$$

#### **1.7.3.3. Corrente eficaz:**

Calculando-se teoricamente o valor de corrente eficaz através dos diodos *Flyback*, obtém-se:

$$I_{Dfb_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_{sw} / 2} \cdot \int_0^{t_{off}} i_{Dfb}^2(t) \cdot dt} \quad (1.44)$$

Donde Resulta:

$$I_{Dfb_{rms}} = I_{out} \cdot \sqrt{1 - D} \quad (1.45)$$

## 1.8. Análise Complementar

Nesta seção analisa-se algumas variações topológicas do conversor de *Weinberg*, bem como modificações no funcionamento ideal do conversor originalmente concebido, devido à influência de elementos parasitas.

O conversor em estudo pode acomodar, por exemplo, múltiplas saídas. Porém neste caso, o transformador *Flyback* ( $L_{L1}$ ) deve também dispor de múltiplos enrolamentos secundários, com seus respectivos diodos, conforme figura 1.7.

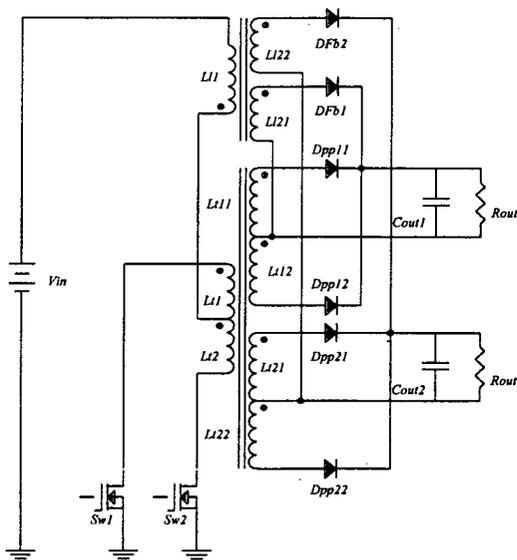


Fig.1.7 - Conversor de Weinberg com múltiplas saídas isoladas.

Versões *Full-Bridge* deste circuito são utilizadas quando da necessidade de elevados níveis de potência de saída e tensão de entrada, conforme mostra-se a seguir (figura 1.8).

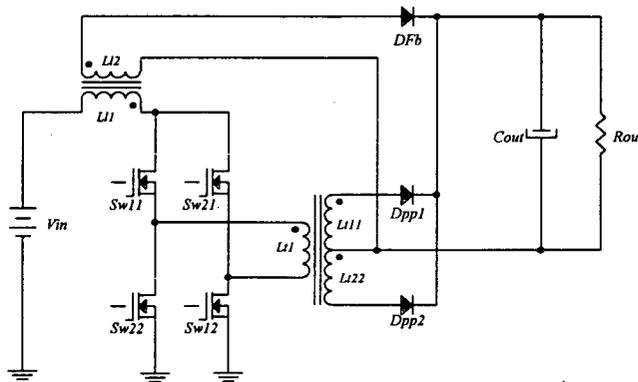


Fig.1.8 - Topologia Full Bridge do Conversor de Weinberg.

### **1.8.1. Análise de Elementos Parasitas**

Em aplicações práticas, a ondulação de tensão de saída torna-se um importante parâmetro a ser considerado. A forma de onda e magnitude desta grandeza são em geral determinados como função da capacitância e resistência série equivalente do capacitor de filtro de saída.

O capacitor de filtro destina-se ao controle da oscilação de tensão de saída. Este componente foi até aqui considerado como ideal, porém um modelo mais realista deste elemento deveria englobar sua resistência e indutância série.

Estes parâmetros são denominados na literatura [13] da seguinte forma:

*ESR* - Resistência série equivalente;

*ESL* - Indutância série equivalente.

Porém, os efeitos causados por *ESL* podem ser desprezados quando da operação em frequências inferiores a faixa de 300 à 500kHz, sendo então a oscilação de tensão de saída basicamente determinada por  $C_{out}$  e *ESR*. Deve-se ainda considerar que o efeito causado por tais componentes não estão em fase, sendo  $\Delta v_{out(ESR)}$  (Oscilação de tensão de saída devido à *ESR*) proporcional à ondulação de corrente de saída  $\Delta i_{out}$ ,  $\Delta v_{out(Cout)}$  (Oscilação de tensão de saída devido à  $C_{out}$ ) proporcional à integral desta, muito embora nesta análise considerar-se-á tais quedas de tensão em fase, visando a simplificação deste processo.

Para quantificar-se a oscilação de tensão deste componente, o que permitiria a seleção do capacitor de filtro, torna-se necessária a determinação de *ESR*, dado este nem sempre disponível. Porém, quando da análise de alguns catálogos de fabricantes de capacitores, observa-se que o produto "*ESR.C<sub>out</sub>*" tende a se manter constante, mesmo em uma extensa faixa de tensão e capacitância. Retomando-se então à equação (1.28), que descreve a máxima oscilação idealizada de tensão, tem-se:

$$\Delta v_{out-max} = \left[ \frac{V_{in}}{128 \cdot f_{sw}^2 \cdot L_{L1} \cdot C_{out}} \right] \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (1.46)$$

E, ainda, de (1.19) que descreve a máxima oscilação de corrente de saída:

$$\Delta i_{out-max} = \left[ \frac{V_{in}}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{LI}} \right] \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (1.47)$$

Caso considere-se que a oscilação de corrente circule integralmente pelo capacitor de filtro, pode-se definir a ondulação de tensão de saída:

$$\Delta v_{out(ESR)} = ESR \cdot \Delta i_{out} \quad (1.48)$$

Ou seja:

$$\Delta v_{out(ESR)} = \frac{ESR \cdot V_{in}}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{LI}} \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (1.49)$$

Maximizando-se a oscilação total de tensão, obtém-se:

$$\Delta v_{out}^* = \Delta v_{out(Co)} + \Delta v_{out(ESR)} \quad (1.50)$$

Onde:

$\Delta v_{out}^*$  - Ondulação de tensão de saída total, considerando-se parâmetros não ideais ( $ESR$ ).

Após simples tratamento algébrico, obtém-se:

$$\Delta v_{out}^* = \frac{V_{in}}{L_{LI} \cdot f_{sw}} \cdot \frac{N_P}{N_S} \cdot \left[ \frac{1 + 16 \cdot ESR \cdot f_{sw} \cdot C_o}{128 \cdot f_{sw} \cdot C_o} \right] \quad (1.51)$$

Devido às características dos capacitores disponíveis (linha de capacitores eletrolíticos de alumínio - HFC, de fabricação *Icotron*), adotar-se-á:  $ESR \cdot C_o \cong 130 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot F$ .

Obtém-se finalmente:

$$\Delta v_{out}^* = \frac{V_{in}}{L_{LI} \cdot f_{sw}} \cdot \frac{N_P}{N_S} \cdot \left[ \frac{1 + 2,1 \cdot 10^{-3} \cdot f_{sw}}{128 \cdot f_{sw} \cdot C_o} \right] \quad (1.52)$$

Considerando-se que a frequência de comutação utilizada normalmente oscila entre a faixa de dezenas a centenas de milhares de ciclos por segundo, pode-se calcular tal grandeza aproximadamente via equação (1.53):

$$\Delta v_{out}^* \cong 16,25 \cdot 10^{-6} \frac{V_{in}}{L_{LI} \cdot f_{sw} \cdot C_o} \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (1.53)$$

A indutância série do capacitor de filtro pode gerar pequenas alterações na forma de onda da tensão de saída, devido a componente  $L_o \cdot di/dt$  da corrente que circula pelo capacitor. Porém, conforme anteriormente citado, esta atuação será aqui desconsiderada.

Outros parâmetros parasitas que possuem significativa influência na operação do circuito, são as indutâncias de dispersão do transformador, indesejáveis por vários motivos, dentre estes:

- Causam sobretensão nos interruptores durante o bloqueio. Caso este pico não seja evitado, a junção eletrônica dos interruptores pode ser danificada, resultando na redução de confiabilidade e eficiência [2]. O esforço resultante desta sobretensão, ao qual o interruptor estaria sujeito, pode ser limitado simplesmente via utilização de circuitos de auxílio a comutação, conforme será apresentado posteriormente;
- Existência de um pequeno intervalo de tempo entre disparo do interruptor e efetiva condução dos retificadores secundários, reduzindo o tempo de condução dos retificadores e a faixa de tensão de entrada na qual o controle conseguiria manter a tensão de saída dentro dos valores estipulados.

Outro fator a ser considerado na análise do conversor de *Weinberg* é a existência de valores finitos de indutância magnetizante. Portanto, durante o intervalo em que ambos os interruptores encontram-se bloqueados, a tensão sobre os enrolamentos primários não pode ser nula devido a corrente de descarga magnetizante que impõe a condução de um dos diodos secundários, fixando então ao potencial de carga a tensão no enrolamento secundário. Durante este intervalo, uma tensão acima do potencial da fonte adicionado à tensão de saída refletida (via indutor  $L_{LI}$ ) é aplicada sobre um dos interruptores, elevando a tensão de bloqueio aplicada sobre um dos interruptores e conseqüentemente reduzindo-a em outro, elevando-se desta forma o fluxo residual do transformador e conseqüentemente a probabilidade de saturação do núcleo [15].

O circuito utilizado na tentativa de representar-se, via parâmetros concentrados, os elementos parasitas ora considerados é apresentado na figura 1.9.

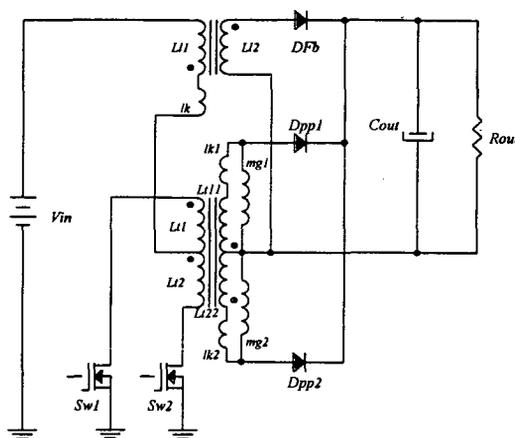


Fig. 1.9 - Circuito equivalente do Conversor de Weinberg incluindo parâmetros parasitas.

Onde:

$mg$  - Parâmetro referente a indutância magnetizante;

$lk$  - Parâmetro referente a indutância de dispersão.

Algumas formas de onda aproximadas, previstas para representação do fenômeno, estão apresentadas na figura 1.10.

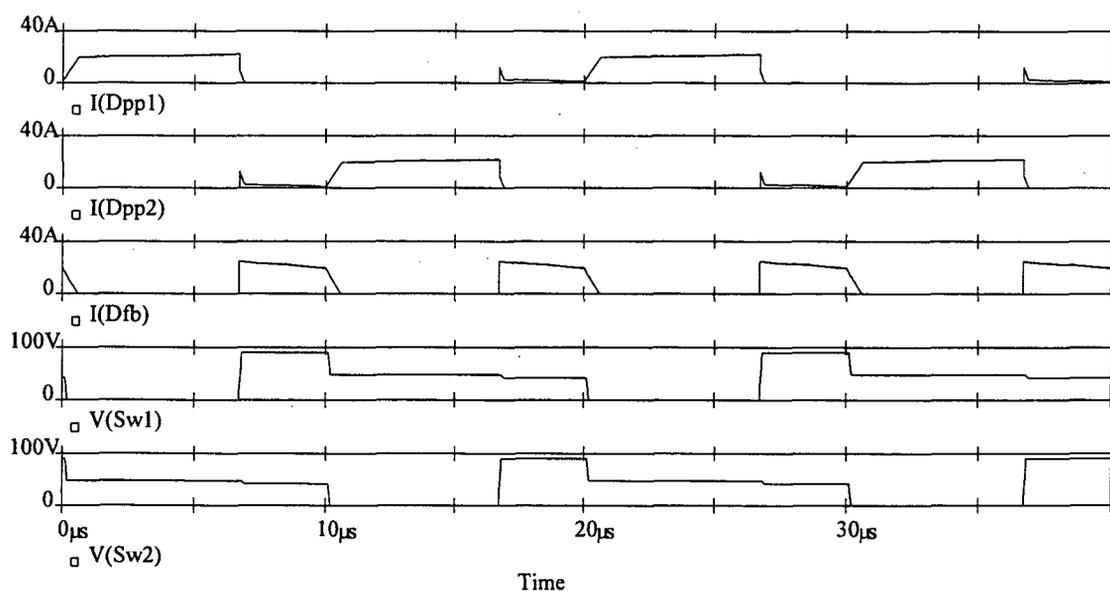


Fig. 1.10 - Formas de Onda do Conversor de Weinberg incluindo parâmetros parasitas.

Retomando-se o problema apresentado, gerado pela descarga da indutância magnetizante, pode-se dizer que tal problema pode ser facilmente solucionado com a utilização da topologia apresentada na figura 1.11, simplesmente pela adição de um diodo ao lado secundário do transformador *Flyback*. Ambos os diodos de comutação são então

conectados, anulando a tensão do secundário do transformador durante o instante em que ambos os interruptores encontram-se bloqueados.

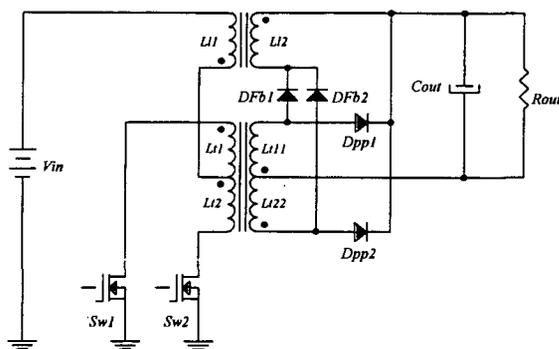


Fig.1.11 - Conversor de Weinberg com Reset do transformador.

A seguir serão apresentados alguns comentários sobre a topologia apresentada anteriormente, figura 1.11, destinada à eliminação do problema gerado pela descarga da indutância magnetizante, o qual em tese poderia levar à saturação dos componentes magnéticos.

Assim sendo, analisa-se o circuito apresentado na figura 1.12. Circuito este destinado à representação dos componentes magnéticos parasitas, verificando-se seu perfeito funcionamento.

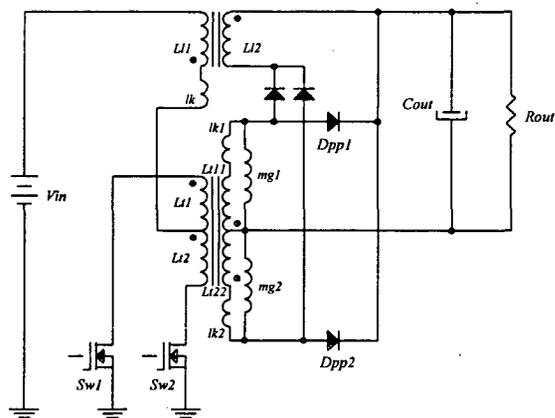


Fig.1.12 - Circuito equivalente do Conversor de Weinberg com Reset do transformador, referente aos elementos parasitas

Previsivelmente alguns problemas, como picos de tensão nos interruptores, são ainda verificados, necessitando-se ainda de alguma providência, como por exemplo a utilização de circuitos de auxílio a comutação.

Devido a ação de indutâncias parasitas, após o disparo de um dos interruptores, ambos os diodos do circuito *Flyback* ( $D_{fb1}$  e  $D_{fb2}$ ) permanecem em condução, impedindo desta forma que o acréscimo do fluxo primário seja transferido, via ação do transformador, ao secundário, retardando assim o disparo efetivo dos diodos *Push-Pull* ( $D_{pp1}$  e  $D_{pp2}$ ) e ainda reduzindo o fluxo secundário, via ação do indutor, reduzindo-se conseqüentemente o nível de corrente secundária, função do crescimento da corrente primária. Gera-se portanto uma elevada oscilação de corrente na carga, não prevista inicialmente, verificando-se também uma conseqüente elevação na oscilação de tensão de saída do conversor, sendo que em alguns casos as condições de projeto inicialmente estabelecidas não mais são respeitadas. Nestes casos, otimizações do filtro de saída poderiam apresentar-se como soluções de fácil implementação.

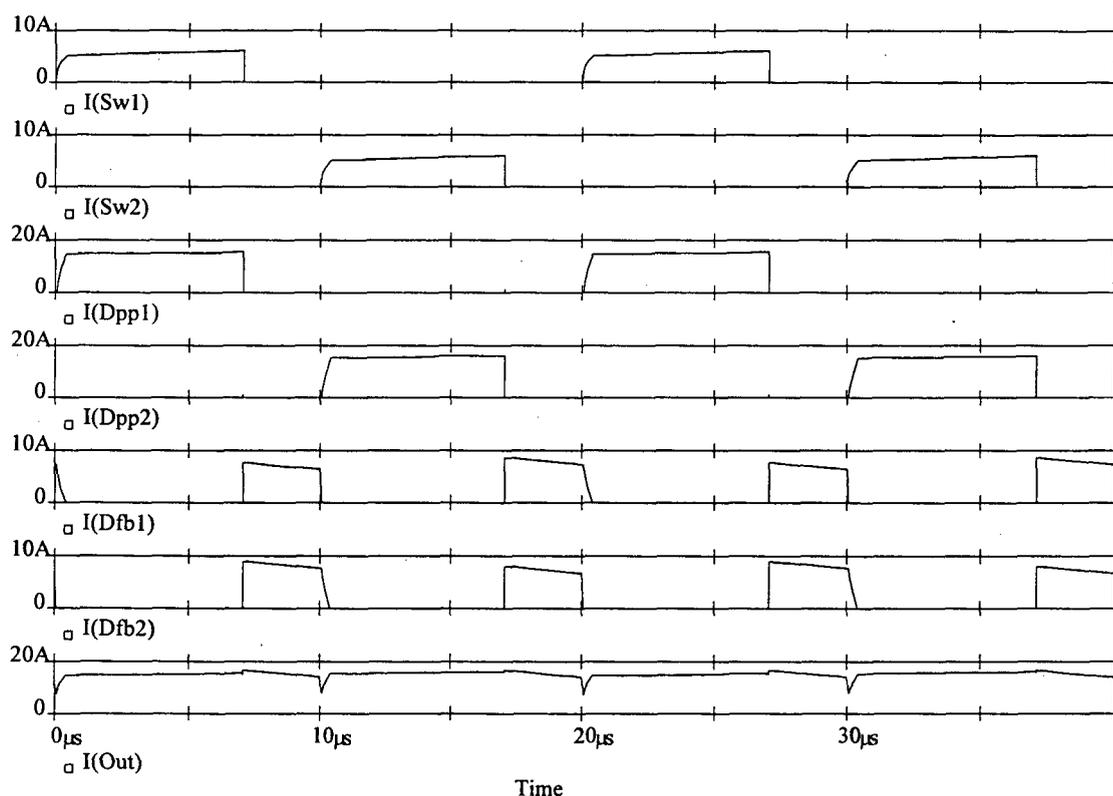


Fig. 1.13 - Formas de Onda do Conversor de Weinberg, referentes aos elementos parasitas.

## 1.9. Conclusões

Neste capítulo apresentou-se a análise do conversor de *Weinberg* em condução contínua de corrente no transformador *Flyback*, operando em regime permanente. Desenvolveu-se o equacionamento que permite descrever o funcionamento do conversor, bem como a determinação dos valores médios, máximos e eficazes envolvidos no modo contínuo de operação.

A tensão de bloqueio dos interruptores é proporcional à tensão de saída. O efeito das indutâncias parasitas é fator limitante do projeto no que tange à tensão sobre os interruptores e rendimento, tornando-se indispensável o uso de um circuito de limitação de tensão e/ou otimização dos parâmetros parasitas.

O conversor caracteriza-se por saídas isoladas, ausência de saturação do núcleo, ausência do indutor de filtragem da tensão de saída, além de possuir reduzidos níveis de corrente eficaz nos interruptores e elementos magnéticos. Existe também a possibilidade da operação do conversor como abaixador ou elevador de tensão, dependendo unicamente da ação de controle.

Um estudo comparativo entre a ondulação de corrente de saída obtida teoricamente, bem como via simulação em computador digital, pode ser visto na figura 1.14. Comparando-se os resultados da figura 1.14, verifica-se a validade das aproximações utilizadas durante esta etapa deste trabalho.

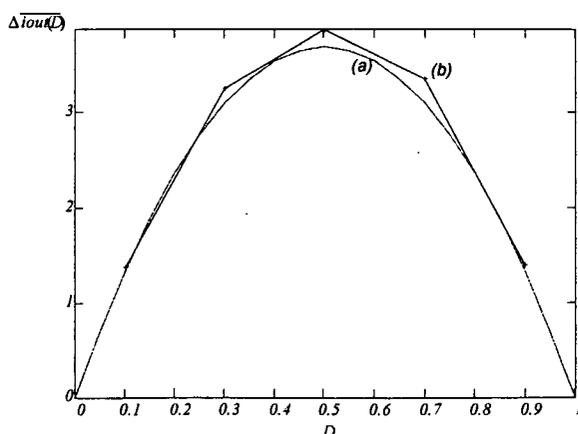


Fig.1.14 - Comportamento do ripple de corrente;  
(a) - Obtido teóricamente; (b) - Obtido via simulação.

Através destas simulações pode-se também comprovar a possibilidade de controle da tensão de saída via razão cíclica, conforme figura 1.15:

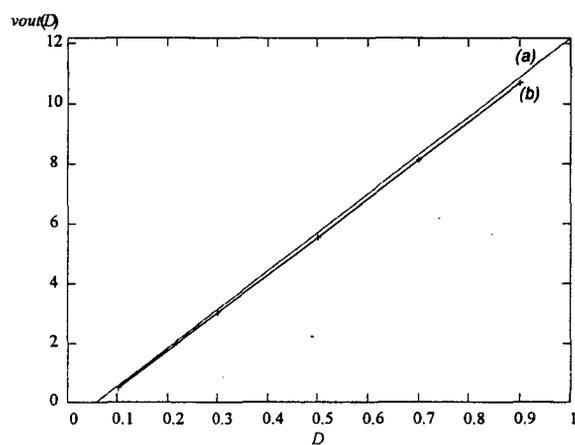


Fig.1.15 - Comportamento da tensão de saída do conversor,  
(a) - Obtido teóricamente; (b) - Obtido via simulação.

## Capítulo 2

### Conversor de Weinberg - Projeto e Simulação

#### 2.1. Introdução

Neste capítulo será estabelecida uma metodologia de projeto para o conversor de *Weinberg*, controlado por modulação *PWM*, operando no modo de operação de *Não-Sobreposição* e condução contínua.

Serão determinadas expressões para o projeto do transformador *Push-Pull* e *Flyback*, bem como o dimensionamento dos elementos de potência, circuito snubber e filtro de saída, de acordo com as especificações propostas, visando a implementação de um protótipo em laboratório. Apresentar-se-á também resultados de simulação, os quais demonstram o comportamento global do conversor atuando em um ponto de operação fixo.

#### 2.2. Metodologia de Projeto

Através da metodologia descrita a seguir pretende-se estabelecer os parâmetros necessários à implementação. Os dados abaixo apresentados referem-se a um protótipo com potência de saída da ordem de *800 Watts*, para utilização em telecomunicações. Tendo em vista o elevado nível de corrente de saída necessário (*100A*), o conversor será particionado. O projeto apresentado a seguir possui, portanto, corrente de saída máxima fixada em *25 Ampères*.

Conforme adotado anteriormente, a relação de transformação dos elementos magnéticos pode ser definida por:

$$\frac{N_{L1}}{N_{L2}} = \frac{N_{P1}}{N_{S2}} = \frac{N_{S2}}{N_{P2}} = \frac{N_P}{N_S} \quad (2.1)$$

### **2.2.1. Projeto do Transformador Push-Pull**

Seja o transformador *Push-Pull* para o conversor de *Weinberg*, constituído por vários enrolamentos conforme figura 1.3. Pode-se finalmente definir o processo de cálculo do transformador *Push-Pull* [11], [14].

Definindo-se inicialmente:

$A_M$  - área ocupada pelos condutores do enrolamento genérico  $M$ ;

Assim, pode-se definir:

$A_W \cdot K_W = A_1 + A_2 + \dots + A_M$ , onde:

$A_W$  - área da janela do núcleo;

$K_W$  - fator de ocupação da área da janela do carretel, destinada aos enrolamentos, do núcleo de ferrite; adotado igual a 0,4 para os transformadores, devido ao material isolante que separa os enrolamentos, ou seja:

$$K_W = 0,4$$

Assim sendo, define-se:

$A_W \cdot K_W$  - área total ocupada pelo cobre;

$A_p$  - área do enrolamento primário;

$A_s$  - área do enrolamento secundário.

Obtendo-se finalmente:

$$A_p = A_W \cdot K_W \cdot K_p \quad (2.2)$$

Onde:

$K_p$  - fator de ocupação do enrolamento primário.

Analisando-se a topologia em questão, e considerando-se tão somente um par de enrolamentos da topologia *Push-Pull*, pode-se definir o fator de ocupação do enrolamento primário:

$$K_p = 0,25$$

Admitindo-se que a área do cobre do enrolamento primário ocupe a metade da área total do cobre, obtém-se:

$$A_p = A_s \quad (2.3)$$

Através da lei de Ampère aplicada aos condutores do enrolamento primário, resulta:

$$N_p \cdot I_{P_{rms}} = A_p \cdot J = K_p \cdot K_w \cdot A_w \cdot J \quad (2.4)$$

Obtendo-se então:

$$A_w = \frac{N_p \cdot I_{P_{rms}}}{K_p \cdot K_w \cdot J} \quad (2.5)$$

Onde:

$J$  - Densidade de corrente;

$I_{P_{rms}}$  - valor eficaz da corrente no enrolamento primário.

Em seguida estima-se o valor eficaz da corrente que circula via enrolamento primário.

Assim sendo, redefinindo-se a variável razão cíclica:

$$D = \frac{t_{on}}{T_{sw}/2} \quad (2.6)$$

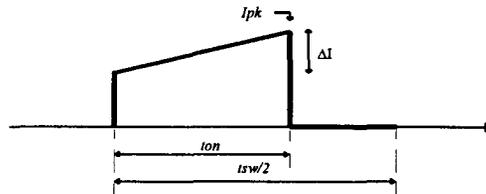


Fig.2.1 - Análise da ondulação de corrente primária.

Calculando-se inicialmente o valor médio da corrente que circula pelo enrolamento primário:

$$I_{P_{avg}} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \int_0^{t_{on}} i_p(t) \cdot dt \quad (2.7)$$

Assim sendo, obtém-se:

$$I_{P_{avg}} = \left( I_{pk} - \frac{\Delta I}{2} \right) \cdot \frac{D}{2} = \sqrt{\left( I_{pk}^2 - I_{pk} \cdot \Delta I + \frac{\Delta I^2}{4} \right)} \cdot \left( \frac{D}{2} \right) \quad (2.8)$$

Onde:

$i_p(t)$  - corrente instantânea referente ao circuito primário;

$\Delta I$  - ondulação de corrente referente ao circuito primário;

$I_{P_{pk}}$  - valor de pico da corrente no enrolamento primário;

$I_{P_{avg}}$  - valor médio da corrente no enrolamento primário.

Calculando-se então o valor eficaz da corrente que circula via enrolamento primário:

$$I_{P_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_{SW}} \cdot \int_0^{t_{on}} i_P^2(t) \cdot dt} \quad (2.9)$$

Assim sendo:

$$I_{P_{rms}} = \sqrt{\left( I_{pk}^2 - I_{pk} \cdot \Delta I + \frac{\Delta I^2}{3} \right) \cdot \left( \frac{D}{2} \right)} \quad (2.10)$$

Caso então fixe-se a ondulação de corrente em 15%; obtém-se:

$$I_{P_{avg}} = 0,925 \cdot I_{pk} \cdot (D/2) \quad (2.11)$$

Ou ainda:

$$I_{P_{rms}} = 0,926 \cdot I_{pk} \cdot (\sqrt{D/2}) \quad (2.12)$$

Verificando-se finalmente que:

$$I_{P_{rms}} \cong \frac{1,416 \cdot I_{P_{avg}}}{\sqrt{D}} \quad (2.13)$$

Considerando-se um só enrolamento do transformador *Push-Pull*; obtém-se:

$$I_{P_{avg}} = \frac{P_{out}}{2 \cdot \eta \cdot V_{in-min}} \quad (2.14)$$

Finalmente:

$$I_{P_{rms}} \cong 0,708 \frac{P_{out}}{\sqrt{D} \cdot \eta \cdot V_{in-min}} \quad (2.15)$$

Associando-se (2.5) e (2.15), obtém-se:

$$A_W \cong 0,708 \cdot \frac{P_{out} \cdot N_P}{\sqrt{D} \cdot K_P \cdot K_W \cdot J \cdot \eta \cdot V_{in-min}} \quad (2.16)$$

Utilizando-se então a lei de Faraday durante o intervalo de magnetização do transformador, pode-se escrever que:

$$v_{cl} = N_P \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (2.17)$$

Linearizando-se a equação (2.17), obtém-se:

$$v_{ct} = N_p \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (2.18)$$

Onde:

$v_{ct}$  - potencial aplicado ao ponto central, durante a etapa de magnetização do núcleo.

Caso considere-se reduzido nível de ondulação de corrente, pode-se calcular o potencial aplicado ao ponto central do enrolamento, para o caso de  $V_{in-min}$ , obtendo-se:

$$v_{ct} = [V_{in-min} \cdot 0,75 - \Delta v_{Sw}] \quad (2.19)$$

Retomando-se (2.18) e lembrando-se que o fluxo através do núcleo é dado por:

$$\Phi = B \cdot S \quad (2.20)$$

Obtém-se:

$$v_{ct} = \frac{N_p \cdot \Delta B \cdot A_E}{D \cdot T_{Sw} / 2} \quad (2.21)$$

Onde:

$\Delta\phi$  - variação de fluxo magnético;

$\Delta B$  - excursão da densidade de fluxo magnético;

$A_E$  - área da secção transversal da coluna central do núcleo de ferrite.

Reunindo-se as equações (2.19) e (2.21), e considerando-se máxima razão cíclica, obtém-se:

$$A_E = \frac{[0,75 \cdot V_{in-min} - \Delta v_{Sw}] \cdot D}{2 \cdot N_p \cdot \Delta B \cdot f_{sw}} \quad (2.22)$$

Obtendo-se finalmente o produto  $A_E \cdot A_W$  característico do núcleo, necessário:

$$A_E \cdot A_W \cong 3,539 \cdot 10^{-1} \cdot \frac{[0,75 \cdot V_{in-min} - \Delta v_{Sw}] \cdot \sqrt{D}}{\Delta B \cdot f_{sw}} \cdot \frac{P_{out}}{K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \eta \cdot V_{in-min}} \quad (2.23)$$

Ou ainda, caso se considere todas as dimensões em [cm], obtém-se:

$$A_E \cdot A_W \cong 3,539 \cdot 10^3 \cdot \frac{[0,75 \cdot V_{in-min} - \Delta v_{Sw}] \cdot \sqrt{D} \cdot P_{out}}{\Delta B \cdot f_{sw} \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \eta \cdot V_{in-min}} \quad (2.24)$$

Caso desconsidere-se o efeito  $\Delta v_{Sw}$ , pode-se obter aproximadamente:

$$A_E \cdot A_W \cong 2,654 \cdot 10^3 \cdot \frac{\sqrt{D} \cdot P_{out}}{\Delta B \cdot f_{sw} \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \eta} \quad (2.25)$$

O projeto dos transformadores para o conversor em estudo deveria ser realizado iterativamente, para otimização das características de ambos os transformadores (*Push-Pull* e *Flyback*), tendo em vista sua atuação simultânea. Após algumas possibilidades elaboradas inicialmente, optou-se pelo projeto apresentado a seguir.

Fixando-se inicialmente alguns parâmetros de projeto, e adotando-se inicialmente um rendimento aproximado de 80%, pode-se definir:

Potência de saída -  $P_{out} = 200W$ ;

Frequência de comutação -  $f_{sw} = 50kHz$ .

Densidade de corrente -  $J = 350A/cm^2$ ;

Excursão da densidade de fluxo magnético -  $\Delta B = 0,1T$ ;

Rendimento -  $\eta = 80\%$ ;

Fator de ocupação do enrolamento primário -  $K_p = 0,25$ ;

Fator de ocupação do enrolamento -  $K_w = 0,4$ ;

Potência de entrada -  $P_{in} = P_{out}/\eta = 250W$ ;

Tensão da fonte de alimentação (mínima) -  $V_{in-min} = 41,8V$ ;

Corrente média na fonte -  $I_{in-avg} \cong 6,0A$ ;

Queda de tensão nos diodos -  $\Delta v_d \cong 0,75V$ ;

Resistência de condução do interruptor -  $R_{on} = 0,20\Omega @ 25^\circ C$ ;

Queda de tensão nos interruptores -  $\Delta v_{sw} \cong 3,0V$ ;

Razão cíclica máxima de operação -  $D = 0,85$ ;

Tensão de saída (máxima) -  $V_{out-max} = V_{out-reg} - V_{in-min} = 7,70V$ .

Retomando-se inicialmente (1.13), pode-se definir a relação de transformação necessária ao transformador *Push-Pull*:

$$V_{out} = \left[ (V_{in} - \Delta v_{sw}) \cdot D \cdot \frac{N_S}{N_P} - \Delta v_{Dfb} \right] \quad (2.26)$$

Considerando-se a máxima razão cíclica de 85%, obtém-se:

$$\frac{N_P}{N_S} \cong 3,9$$

Calcular-se-á então o produto  $A_E \cdot A_W$  necessário.

Retomando-se a equação (2.24):

$$A_E \cdot A_W \cong 3,539 \cdot 10^3 \cdot \frac{[0,75 \cdot V_{in-min} - \Delta v_{Sw}] \cdot \sqrt{D} \cdot P_{out}}{\Delta B \cdot f_{sw} \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \eta \cdot V_{in-min}} \quad (2.27)$$

Obtém-se:

$$A_E \cdot A_W \cong 3,162 \text{ cm}^4$$

Adotando-se inicialmente o núcleo de ferrite tipo "E" de fabricação *Thornton - E42/20 - IP6*, com as seguintes características [34]:

$$A_E \cdot A_W = 3,77 \text{ cm}^4; A_E = 2,40 \text{ cm}^2; A_W = 1,57 \text{ cm}^2$$

$$V_E = 23,30 \text{ cm}^3; l_E = 9,7 \text{ cm}; l_t = 10,5 \text{ cm}.$$

Após a adoção do núcleo pode-se calcular o número de espiras necessárias ao enrolamento primário. Retomando-se (2.22), obtém-se:

$$A_E = \frac{[0,75 \cdot V_{in-min} - \Delta v_{Sw}] \cdot D}{2 \cdot N_p \cdot \Delta B \cdot f_{sw}} \quad (2.28)$$

Logo:

$$N_p \cong 10,04 \text{ esp.}$$

Analisando-se a possibilidade de execução (*s*), ou seja, a relação entre a área disponível para a alocação do cobre e a área efetivamente ocupada pelos enrolamentos, constata-se a possibilidade da elevação do número de espiras primárias. Na tentativa de reduzir-se os níveis de corrente magnetizante, eleva-se o número de espiras primárias em aproximadamente 10%; donde:

$$N_p = 11 \text{ esp.}$$

O passo seguinte é o cálculo do número de espiras do enrolamento secundário. Retomando-se a equação (2.26) já desenvolvida, obtém-se:

$$V_{out} = \left[ (V_{in} - \Delta v_{Sw}) \cdot D \cdot \frac{N_S}{N_P} - \Delta v_{Dfb} \right] \quad (2.29)$$

Logo:

$$N_S \cong 2,83 \text{ esp.}$$

Elevando-se o número de espiras secundárias em aproximadamente 10%, na tentativa de compensar-se quedas de tensão inerentes ao circuito, aqui desconsideradas, adotar-se-á:

$$N_S = 3 \text{ esp.}$$

Considerando-se o valor de densidade de corrente anteriormente adotado ( $J=350A/cm^2$ ), pode-se calcular a seção de cobre necessária aos enrolamentos primário e secundário. Iniciando-se pelo circuito primário, obtém-se:

Retomando-se a equação (2.15):

$$I_{P_{rms}} \cong 0,708 \frac{P_{out}}{\sqrt{D \cdot \eta \cdot V_{in-min}}} \cong 4,59 \text{ A} \quad (2.30)$$

Ou ainda:

$$S_{Cu(P)} = \frac{I_{P_{rms}}}{J} \quad (2.31)$$

Conforme determinado, equação (2.30) e (2.31), calcula-se:

$$S_{Cu(P)} \cong 13,12 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

O que nos levaria a utilização de fio # 15AWG -  $S_{15AWG}=0,016504\text{cm}^2$ . Porém calculando-se a profundidade de penetração devido ao efeito pelicular, para a temperatura de  $100^\circ\text{C}$ , obtém-se:

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{fsw}} \quad (2.32)$$

Assim sendo, na tentativa de otimizar-se a área da seção do condutor, pode-se definir o máximo diâmetro do condutor a ser utilizado:

$$d_{max} = 2 \cdot \delta \quad (2.33)$$

Logo:

$$d_{max} = 0,067 \text{ cm}$$

O que nos levaria a adoção de condutor # 22AWG -  $d_{22AWG}=0,064\text{cm}$ . Porém devido à disponibilidade e padronização entre ambos os transformadores que compõe a topologia

Weinberg, adotar-se-á fio # 27AWG -  $d_{27AWG}=0,036cm$ . Donde pode-se calcular o número de condutores que irão compor o cabo torcido.

$$N_{JP} = \frac{S_{Cu(P)}}{S_{Cu(27AWG)}} \quad (2.34)$$

Onde:

$S_{Cu(P)}$  - Seção de cobre necessária ao condutor que compõe o enrolamento primário;

$S_{Cu(27AWG)}$  - Seção de cobre do condutor bitola # 27AWG -  $0,001021cm^2$ .

Obtendo-se:

$$N_{JP} \cong 12,85cond.$$

Adotando-se finalmente:

$$N_{JP} = 13cond.$$

Pode-se calcular então a seção de cobre necessária ao enrolamento secundário. De forma análoga à dedução anteriormente efetuada, mantendo-se os valores definidos inicialmente, calcula-se:

$$I_{S_{rms}} \cong 9,95 \cdot 10^{-1} \cdot I_{out} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \cong 16,22A \quad (2.35)$$

Tendo-se que:

$$S_{Cu(S)} = \frac{I_{S_{rms}}}{J} \quad (2.36)$$

Donde obtém-se:

$$S_{Cu(S)} \cong 46,35 \cdot 10^{-3} cm^2$$

Pode-se, então, calcular o número de condutores que irão compor o cabo torcido:

$$N_{JS} = \frac{S_{Cu(S)}}{S_{Cu(27AWG)}} \quad (2.37)$$

Então:

$$N_{JS} \cong 45,40cond.$$

Adotando-se finalmente:

$$N_{JS} = 45cond.$$

Calculando-se, então, a possibilidade de execução ( $s$ ):

$$s = \frac{A_W}{(N_P \cdot N_{JP} \cdot S_{Cu(27 AWG)} + N_S \cdot N_{JS} \cdot S_{Cu(27 AWG)}) \cdot 2} \cong 2,77 \quad (2.38)$$

Garantindo-se assim a executabilidade do mesmo.

Após o cálculo das características do elemento magnético *Push-Pull*, pode-se efetuar a análise térmica deste. Iniciando-se pelo cálculo das perdas no enrolamento deste elemento, obtém-se:

$$P_{Cu(P)} = (l_t \cdot N_P \cdot \rho_{twist(P)}) \cdot I_{P_{rms}}^2 \quad (2.39)$$

Onde:

$\rho_{twist(P)}$  - resistividade equivalente do cabo torcido do circuito primário;

$P_{Cu(P)}$  - potência de perdas no cobre referentes ao enrolamento primário.

De maneira similar, obtém-se:

$$P_{Cu(S)} = (l_t \cdot N_S \cdot \rho_{twist(S)}) \cdot I_{S_{rms}}^2 \quad (2.40)$$

Onde:

$\rho_{twist(S)}$  - resistividade equivalente do cabo torcido do circuito secundário;

$P_{Cu(S)}$  - potência de perdas no cobre referentes ao enrolamento secundário.

Totalizando-se a perda nos enrolamentos ( $P_W$ ), obtém-se:

$$P_W = (P_{Cu(P)} + P_{Cu(S)}) \cdot 2 \quad (2.41)$$

Donde calcula-se a perda total nos enrolamentos do transformador *Push-Pull*.

$$P_W \cong 1,68W$$

Estimando-se, então, as perdas por unidade de volume no núcleo de ferrite *Thornton - E42/20 - IP6*, conforme [14]:

$$P_C / cm^3 = \Delta B^{2,4} \cdot [K_H \cdot fsw + K_E \cdot fsw^2] \quad (2.42)$$

Caso adote-se  $K_H=4 \cdot 10^{-4}$  e  $K_E=4 \cdot 10^{-10}$ , pode-se estimar a potência perdida no núcleo:

$$P_C = P_C / cm^3 \cdot V_E \quad (2.43)$$

Obtendo-se:

$$P_C \cong 1,95W$$

Totalizando-se as perdas no elemento:

$$P_{Push-Pull} \cong 3,62W$$

Podendo-se desta forma estimar a elevação de temperatura deste elemento. Calculando-se inicialmente a relutância térmica do núcleo de ferrite:

$$\mathfrak{R}_T = 23.(A_E \cdot A_W)^{-0,37} \cong 14,08 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (2.44)$$

Logo:

$$\Delta_{T(Push-Pull)} = P_{Push-Pull} \cdot \mathfrak{R}_T \cong 51,03 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (2.45)$$

Finalizando-se assim o projeto do transformador *Push-Pull*.

## **2.2.2. Projeto do Transformador Flyback**

Seja o transformador *Flyback* para o conversor de *Weinberg*, conforme figura 1.11. Conforme [11], [14], pode-se definir o processo de cálculo deste elemento.

Convém ressaltar que o transformador a ser projetado possui certa particularidade. Conforme determinado, via figura 1.5, a máxima ondulação de corrente vincula-se à razão cíclica de 50%, muito embora a máxima transferência de potência ocorra com a máxima razão cíclica. Assim sendo, durante este projeto alterar-se-á tal grandeza convenientemente.

Devido às considerações ora efetuadas nas quais prevê-se  $N_p/N_s$  idênticos, ou o mais próximo possível entre ambos os transformadores constituintes do conversor, caso contrário ocorrerão descontinuidades, ou seja, elevação na ondulação de corrente de saída, adota-se inicialmente:

$$N_p/N_s = 11/3$$

Aplicando-se a lei de Faraday ao transformador *Flyback* tem-se:

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} \Rightarrow -\frac{N \cdot d}{dt} \int_S B \cdot d\vec{s} \Rightarrow -N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (2.46)$$

Com:

$$v(L_{LI}) = N_p \cdot A_E \cdot \frac{dB}{dt} \quad (2.47)$$

Conforme definição anterior, de (1.11):

$$\left[ v_{LLI} \right]_{ON} = \left[ V_{in} - \Delta v_{Sw} - [V_{out} + \Delta v_{Dfb}] \cdot \frac{N_P}{N_S} \right] \quad (2.48)$$

Linearizando-se a equação (2.47), obtém-se:

$$v(L_{LI}) = \frac{2 \cdot N_P \cdot A_E \cdot \Delta B \cdot f_{sw}}{D} \quad (2.49)$$

Logo:

$$A_E = \frac{D_{max} \cdot v(L_{LI})}{2 \cdot N_P \cdot \Delta B \cdot f_{sw}} \quad (2.50)$$

E conforme anteriormente definido:

$$A_p = A_W \cdot K_W \cdot K_p \quad (2.51)$$

Através da lei de Ampère aplicada aos condutores do enrolamento primário, obtém-se:

$$N_P \cdot I_{P_{ms}} = A_p \cdot J = K_p \cdot K_W \cdot A_W \cdot J \quad (2.52)$$

Agrupando-se (2.48), (2.50) e (2.52) obtém-se finalmente o produto  $A_E \cdot A_W$  característico do núcleo, necessário:

$$A_E \cdot A_W = 5,005 \cdot 10^{-1} \frac{v(L_{LI}) \cdot \sqrt{D} \cdot P_{out}}{\Delta B \cdot f_{sw} \cdot K_p \cdot K_W \cdot J \cdot \eta \cdot V_{in-min}} \quad (2.53)$$

Caso se adote todas as dimensões em [cm], e mantenham-se as definições efetuadas para o transformador *Push-Pull*, obtém-se aproximadamente:

$$A_E \cdot A_W \cong 5,005 \cdot 10^3 \frac{v(L_{LI}) \cdot \sqrt{D} \cdot P_{out}}{\Delta B \cdot f_{sw} \cdot K_p \cdot K_W \cdot J \cdot \eta \cdot V_{in-min}} \quad (2.54)$$

Devido a fatores tais como frequência de operação do transformador *Flyback*, níveis de tensão relativos e topologia empregada, adota-se uma reduzida excursão de fluxo no projeto a ser elaborado. Definindo-se então:

Potência de saída -  $P_{out} = 200W$ ;

Frequência de comutação -  $f_{sw} = 50kHz$ ;

Densidade de corrente -  $J = 350A/cm^2$ ;

Excursão da densidade de fluxo magnético -  $\Delta B = 0,05T$ ;

Máxima densidade de fluxo magnético -  $B_{max} = 0,22T$ ;

Rendimento -  $\eta=80\%$ ;

Fator de ocupação do enrolamento primário -  $K_p=0,50$ ;

Fator de ocupação do enrolamento -  $K_w=0,4$ ;

Potência de entrada -  $P_{in}=P_{out}/\eta=250W$ ;

Tensão da fonte de alimentação (mínima) -  $V_{in-min}=41,8V$ ;

Corrente média na fonte -  $I_{in-avg}\cong 6,0A$ ;

Queda de tensão nos diodos -  $\Delta v_d \cong 0,75V$ ;

Resistência de condução do interruptor -  $R_{on}=0,20\Omega @ 25^\circ C$ ;

Queda de tensão nos interruptores -  $\Delta v_{sw} \cong 3,0V$ ;

Razão cíclica de operação -  $D=0,85 / 0,5$ ;

Tensão de saída (máxima) -  $V_{out-max}=V_{out-reg}-V_{in-min}=7,70V$ .

Podendo-se então estimar a tensão a ser aplicada ao transformador *Flyback*:

$$\left[ V_{LLI} \right]_{ON} = \left[ V_{in} - \Delta v_{Sw} - [V_{out} + \Delta v_{Dfb}] \cdot \frac{N_p}{N_s} \right] \cong 19,4V. \quad (2.55)$$

Assim como, o produto  $A_E \cdot A_W$  necessário:

$$A_E \cdot A_W = 5,005 \cdot 10^3 \frac{v(L_{LI}) \cdot \sqrt{D} \cdot P_{out}}{\Delta B \cdot f_{sw} \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \eta \cdot V_{in-min}} \cong 1,332cm^4 \quad (2.56)$$

Após o levantamento de algumas possibilidades, considerando-se a possibilidade de execução, elevação de temperatura e disponibilidade discreta de núcleos optou-se pela utilização do núcleo de ferrite tipo "E" de fabricação *Thornton - E42/20 - IP6*, com as seguintes características [34]:

$$A_E \cdot A_W = 3,77cm^4; A_E = 2,40cm^2; A_W = 1,57cm^2$$

$$V_E = 23,30cm^3; l_E = 9,7cm; l_t = 10,5cm.$$

Analisando-se a forma de onda idealmente concebida da corrente primária; obtém-se:

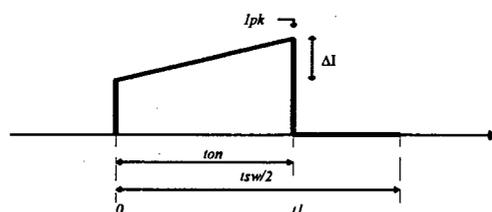


Fig.2.2 - Corrente ideal do circuito primário.

Concluindo-se que a energia acumulada no indutor no instante  $t1$  é expressa por:

$$\Delta w = \frac{1}{2} \cdot L_{LI} \cdot I_{P_{pk}}^2 \quad (2.57)$$

Ou então:

$$\Delta w = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H \cdot V_{\delta} \quad (2.58)$$

Considerando-se:

$$H = \frac{B}{\mu_o} \quad (2.59)$$

Obtém-se:

$$\Delta w = \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu_o} \cdot V_{\delta} \quad (2.60)$$

Onde:

$V_{\delta}$  - Volume de entreferro;

$\mu_o$  - Permeabilidade magnética do vácuo;

$I_{P_{pk}}$  - Corrente de pico do circuito primário;

Porém;

$$V_{\delta} = A_E \cdot l_{\delta} \quad (2.61)$$

Onde:

$l_{\delta}$  - comprimento total de entreferro.

Assim sendo, pode-se calcular o entreferro necessário ao transformador:

$$l_{\delta} = \frac{2 \cdot \mu_o \cdot \Delta w}{B^2 \cdot A_E} \quad (2.62)$$

Analisando-se então o circuito, obtém-se:

$$v_{LLI} = L_{LI} \cdot \frac{di_p(t)}{dt} \cong \frac{L_{LI} \cdot \Delta I_P}{T_{max}} = \frac{L_{LI} \cdot \Delta I_P \cdot 2 \cdot f_{sw}}{D_{max}} \quad (2.63)$$

Conforme fixado anteriormente, adota-se uma ondulação de corrente de saída de 15%, podendo-se desta forma estimar inicialmente o valor máximo de corrente do circuito primário, bem como a ondulação de corrente referente ao circuito primário.

Retomando-se a relação de transformação adotada inicialmente, obtém-se:

$$\Delta I_P \cong \Delta I_{out} \cdot \frac{N_S}{N_P} \cong 1,023 A \quad (2.64)$$

Utilizando-se, conforme anteriormente justificado, a própria relação de transformação do transformador *Push-Pull*, calcula-se:

$$L_{LI} = \frac{v_{LLI} \cdot D}{\Delta I_P \cdot 2 \cdot f_{sw}} \cong 94,84 \cdot 10^{-6} H \quad (2.65)$$

De posse destes dados, conforme (2.57), pode-se calcular a energia acumulada no indutor durante o intervalo de magnetização:

$$\Delta w = \frac{1}{2} \cdot L_{LI} \cdot I_{P_{peak}}^2 \cong 2,548 \cdot 10^{-3} J \quad (2.66)$$

Podendo-se finalmente estimar o entreferro necessário:

$$l_{\delta} = \frac{2 \cdot \mu_o \cdot \Delta w}{B^2 \cdot A_E} \cong 0,551 mm \quad (2.67)$$

Obtendo-se:

$$l_g = \frac{l_{\delta}}{2} \cong 0,275 mm \quad (2.68)$$

Onde:

$l_g$  - comprimento de entreferro.

Da lei de Ampère:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} \Rightarrow N_P \cdot i_{pk} \quad (2.69)$$

Caso considere-se igual densidade de fluxo magnético ( $B$ ) em todo entreferro:

$$\vec{B} = \mu_o \cdot \vec{H} \quad (2.70)$$

Adotando-se inicialmente o sistema de unidades [CGS], obtém-se:

$$0,4 \cdot \pi \cdot N_p \cdot i_{pk} = B \cdot \delta \quad (2.71)$$

Calculando-se então o número de espiras necessárias ao circuito primário:

$$N_p = \frac{B \cdot \delta}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot I_{pk}} \cong 13,17 \text{ esp.} \quad (2.72)$$

Adotando-se então:

$$N_p = 13 \text{ esp.}$$

Conforme anteriormente citado, idealmente adota-se idêntica relação de transformação entre ambos os transformadores. Assim sendo, calcula-se:

$$N_s \cong 3,59 \text{ esp}$$

Adotando-se então:

$$N_s \cong 4 \text{ esp}$$

Finalmente, pode-se especificar os enrolamentos deste transformador, calculando-se a seção de cobre necessária aos enrolamentos primário e secundário. Iniciando-se pelo circuito primário e relembrando-se a frequência de operação do transformador *Flyback*, obtém-se:

$$I_{p_{rms}} = 1,0011 \frac{P_{out}}{\eta \cdot V_{in-min} \cdot \sqrt{D}} \cong 6,69 \text{ A} \quad (2.73)$$

Bem como:

$$S_{Cu(P)} = \frac{I_{p_{rms}}}{J} \quad (2.74)$$

Donde calcula-se:

$$S_{Cu(P)} \cong 19,12 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

O que nos levaria a utilização de fio # 14AWG -  $S_{14AWG} = 0,020811 \text{ cm}^2$ . Porém, calculando-se o diâmetro máximo a ser utilizado devido ao efeito pelicular, obtém-se:

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot f_{sw}}} \quad (2.75)$$

Assim sendo, define-se o máximo condutor a ser utilizado:

$$d_{max} = 2.8 \quad (2.76)$$

Ou seja:

$$d_{max} = 0,047 \text{ cm}$$

O que nos levaria a adoção de condutor # 25AWG -  $d_{25AWG} = 0,045 \text{ cm}$ . Porém, devido a disponibilidade, adotar-se-á fio # 27AWG -  $d_{27AWG} = 0,036 \text{ cm}$ . Donde pode-se calcular o número de condutores que irão compor o cabo torcido:

$$N_{JP} = \frac{S_{Cu(P)}}{S_{Cu(27AWG)}} \quad (2.77)$$

Onde:

$S_{Cu(P)}$  - Seção de cobre necessária ao condutor que compõe o enrolamento primário;

$S_{Cu(27AWG)}$  - Seção de cobre do condutor bitola # 27AWG -  $0,001021 \text{ cm}^2$ .

Obtendo-se:

$$N_{JP} \cong 18,73 \text{ cond.}$$

Adotando-se finalmente:

$$N_{JP} = 19 \text{ cond.}$$

Estimando-se então a seção de cobre necessária aos enrolamentos do secundário, para o pior caso, pode-se definir que:

$$I_{S_{rms}} = 9,95 \cdot 10^{-1} \cdot I_{out} \cdot \sqrt{D} \cong 22,94 \text{ A} \quad (2.78)$$

Bem como:

$$S_{Cu(S)} = \frac{I_{S_{rms}}}{J} \quad (2.79)$$

Donde obtém-se:

$$S_{Cu(S)} \cong 65,55 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Pode-se então calcular o número de condutores que irão compor o cabo torcido.

$$N_{JS} = \frac{S_{Cu(S)}}{S_{Cu(27AWG)}} \quad (2.80)$$

Donde:

$$N_{JS} \cong 64,21 \text{ cond.}$$

Adotando-se finalmente:

$$N_{fS} = 64 \text{ cond.}$$

Calculando-se então a possibilidade de execução:

$$S = \frac{N_P \cdot N_{fP} \cdot S_{Cu(27AWG)} + N_S \cdot N_{fS} \cdot S_{Cu(27AWG)}}{A_W} \cong 3,06 \quad (2.81)$$

Garantindo-se assim a executabilidade do mesmo.

Após o cálculo das características do elemento magnético (*Flyback*), pode-se efetuar a análise térmica deste. Iniciando-se pelo cálculo das perdas no enrolamento deste elemento, obtém-se:

$$P_{Cu(P)} = (l_t \cdot N_P \cdot \rho_{twist(P)}) \cdot I_{P_{rms}}^2 \quad (2.82)$$

Onde:

$\rho_{twist(P)}$  - resistividade equivalente do cabo torcido do circuito primário.

De maneira similar, obtém-se:

$$P_{Cu(S)} = (l_t \cdot N_S \cdot \rho_{twist(S)}) \cdot I_{S_{rms}}^2 \quad (2.83)$$

Onde:

$\rho_{twist(S)}$  - resistividade equivalente do cabo torcido do circuito secundário.

Totalizando-se a perda nos enrolamentos ( $P_W$ ):

$$P_W = (P_{Cu(P)} + P_{Cu(S)}) \quad (2.84)$$

Então:

$$P_W \cong 1,50W$$

Estimando-se então as perdas por unidade de volume no núcleo de ferrite *Thornton - E42/20 - IP6*, conforme [14]:

$$P_C / \text{cm}^3 = \Delta B^{2,4} \cdot [K_H \cdot (2 \cdot f_{sw}) + K_E \cdot (2 \cdot f_{sw})^2] \quad (2.85)$$

Adota-se:

$K_H=4 \cdot 10^{-4}$  e  $K_E=4 \cdot 10^{-10}$ , podendo-se estimar a potência perdida no núcleo de ferrite

*Thornton - E42/20 - IP6*:

$$P_C = P_C / \text{cm}^3 \cdot V_E \quad (2.86)$$

Então:

$$P_C \cong 0,77W$$

Totalizando-se as perdas no elemento, obtém-se:

$$P_{Flyback} \cong 2,28W$$

Podendo-se desta forma estimar a elevação de temperatura. Calculando-se inicialmente a relutância térmica do núcleo de ferrite:

$$\mathfrak{R}_T = 23 \cdot (A_E \cdot A_W)^{-0,37} \cong 14,08^\circ C/W \quad (2.87)$$

Logo:

$$\Delta_{T(Flyback)} = P_{Flyback} \cdot \mathfrak{R}_T \cong 32,08^\circ C \quad (2.88)$$

Finalizando-se assim o projeto do transformador *Flyback*.

### **2.2.3. Projeto do Capacitor de Filtragem**

Analisando-se a topologia em estudo, e considerando-se a influência de alguns parâmetros não-ideais, obtém-se a equação aproximada (1.53), que pode ser utilizada para o dimensionamento do capacitor de saída. Adotando-se uma ondulação de tensão específica, calcula-se:

$$\Delta v_{out}^* = 16,25 \cdot 10^{-6} \frac{V_{in}}{L_{Ll} \cdot f_{sw} \cdot C_o} \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (2.89)$$

Adotando-se uma relação de transformação intermediária entre ambos os transformadores constituintes da estrutura, obtém-se:

$$\frac{N_P}{N_S} \cong 3,46$$

Analisando-se a topologia do conversor aditivo ( $V_{out-reg} = 49,5Volts$ ), adota-se a máxima ondulação de tensão de saída:

$$\Delta v_{out-max} = 0,20V$$

Adotando-se então o valor do transformador *Flyback* conforme anteriormente definido:

$$L_{Ll} = 95\mu H$$

Obtém-se o valor da capacitância de filtragem necessária:

$$C_{out} \cong 2,473 \cdot 10^{-3} F$$

Supondo-se que a ondulação de corrente de saída circule integralmente através do capacitor, pode-se definir através de (1.19):

$$\Delta i_{out-max} = \left[ \frac{V_{in}}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{LI}} \right] \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (2.90)$$

Obtém-se:

$$\Delta i_{out-max} \cong 3,804 A$$

Caso se opte pela utilização do capacitor eletrolítico de alumínio da série *HFC - Icotron*:

*Capacitor eletrolítico - Alumínio - 2200 $\mu$ F - 10(16)Volts - HFC - Icotron*

*Esr $\cong$ 0,06 $\Omega$  @ 25 $^{\circ}$ C / 120Hz -  $I_{Nmax}$  $\cong$ 2800mA @ 85 $^{\circ}$ C / 10-100kHz.*

Comparar-se-á as características do elemento adotado com os dados anteriormente calculados, verificando-se a necessidade da utilização do seguinte valor de capacitância:

$$C_{out} = 2 \times (2200 \mu F) - 10/16V.$$

Após esta etapa pode-se finalmente estabelecer as características dos componentes ativos a serem utilizados. Tais componentes possuem diferenciados pontos de operação nos quais seus esforços de tensão e corrente são máximos. Assim sendo, durante o projeto destes componentes altera-se tais grandezas convenientemente, objetivando-se a determinação dos esforços máximos individuais. Com base no desenvolvimento efetuado anteriormente pode-se realizar uma análise quantitativa simplificada da topologia do conversor de *Weinberg* com reset do transformador, apresentada na figura 1.11.

#### **2.2.4. Elementos Semicondutores**

Neste item, de posse das equações anteriormente descritas, serão estabelecidos os parâmetros necessários à implementação dos elementos semicondutores. Volta-se a lembrar que algumas das variáveis envolvidas serão alteradas convenientemente durante o processo de cálculo dos componentes, com o objetivo da determinação dos esforços máximos individuais.

### **2.2.4.1. Interruptores Sw1 e Sw2**

#### **2.2.4.1.1. Tensão Máxima Reversa:**

Analisando-se as figuras 1.12 e 1.13, que prevêm a atuação dos componentes parasitas no funcionamento do conversor em estudo, obtém-se teoricamente o valor máximo de tensão a ser aplicado sobre o interruptor quando de seu bloqueio:

$$V_{Sw_{pk}} = V_{in} \cdot (1 + 2 \cdot D) \cong 117V \quad (2.91)$$

Muito embora devido ao efeito das indutâncias parasitas, tal grandeza seria limitada a priori, pela ação de um circuito grampeador, posteriormente analisado.

#### **2.2.4.1.2. Corrente média:**

Retomando-se a equação (1.32) que define a corrente média a ser processada pelo interruptor, obtém-se:

$$I_{Sw_{avg}} = 0,5 \cdot I_{out} \cdot D \cdot \frac{N_S}{N_P} \cong 4,09 A \quad (2.92)$$

#### **2.2.4.1.3. Corrente eficaz:**

Retomando-se a equação (1.34) que define a corrente eficaz a ser processada pelo interruptor, obtém-se:

$$I_{Sw_{rms}} = I_{out} \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \cong 6,10 A \quad (2.93)$$

Adotando-se a tensão de grampeamento em *150 Volts*, pode-se finalmente determinar o componente a ser utilizado. Devido à disponibilidade, bem como o valor de resistência série, optou-se pela utilização do transistor *MOSFET - APT4020BN*, de fabricação *Advanced Power Technology*, com as seguintes características:

*V<sub>DSS</sub> - 400 V - Tensão reversa máxima;*

*I<sub>D</sub> - 26 A - Corrente média máxima;*

*I<sub>DM</sub> - 104 A - Máxima corrente de pico repetitiva;*

*R<sub>DSOn</sub> - 0,20 Ω @ 25°C - Resistência de condução do interruptor;*

*ℜ<sub>θjc</sub> - 0,40°C/W - Resistência térmica junção-cápsula.*

### **2.2.4.2. Diodos Push-Pull Dpp1 e Dpp2**

#### **2.2.4.2.1. Tensão Máxima Reversa:**

Retomando-se a equação (1.36), que define a tensão reversa a que o diodo *Push-Pull* estaria sujeito, obtém-se:

$$V_{Dpp_{pk}} = 2 \cdot D \cdot V_{in} \cdot \frac{N_S}{N_P} \cong 27,36V \quad (2.94)$$

#### **2.2.4.2.2. Corrente média:**

Retomando-se a equação (1.38) que define a corrente média a ser processada pelo diodo *Push-Pull*, obtém-se:

$$I_{Dpp_{avg}} = 0,5 \cdot I_{out} \cdot D \cong 11,25A \quad (2.95)$$

#### **2.2.4.2.3. Corrente eficaz:**

Retomando-se a equação (1.40), que define a corrente eficaz a ser processada pelo diodo *Push-Pull*, obtém-se:

$$I_{Dpp_{rms}} = I_{out} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \cong 16,77A \quad (2.96)$$

De posse dos valores calculados, optou-se pela utilização do módulo de diodos schottky - *MBR3045PT*, de fabricação *Motorola*, com as seguintes características:

*V<sub>RRM</sub>* - 45 V - Tensão de pico repetitiva máxima;

*I<sub>FAV</sub>* - 15x2 A - Corrente média máxima;

*I<sub>FRM</sub>* - 30x2 A - Máxima corrente de pico repetitiva;

*V<sub>F</sub>* - 0,72 V @ 30 A / 125°C - Tensão direta instantânea;

*R<sub>θjc</sub>* - 1,40°C/W - Resistência térmica junção-cápsula.

### **2.2.4.3. Diodos Flyback Dfb1 e Dfb2**

#### **2.2.4.3.1. Tensão Máxima Reversa:**

Retomando-se a equação (1.41), que define a tensão reversa a que o diodo *Flyback* estaria sujeito, obtém-se:

$$V_{Dfb_{pk}} = V_{in} \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot (1 + D) \cong 28,88V \quad (2.97)$$

#### 2.2.4.3.2. Corrente média:

Analisando-se as figuras 1.12 e 1.13, pode-se definir a corrente média a ser processada pelo diodo *Flyback*, para o pior caso, obtendo-se:

$$I_{Dfb_{avg}} = \frac{I_{out}}{2} \cdot (1 - D) \cong 12,49 A \quad (2.98)$$

#### 2.2.4.3.3. Corrente eficaz:

Analisando-se as figuras 1.12 e 1.13, pode-se definir a corrente eficaz a ser processada pelo diodo *Flyback*, para o pior caso, obtendo-se:

$$I_{Dfb_{rms}} = \frac{I_{out}}{2} \cdot \sqrt{1 - D} \cong 12,49 A \quad (2.99)$$

De posse dos valores calculados, optou-se pela utilização do módulo de diodo schottky - *MBR3045PT*, de fabricação *Motorola*; com as seguintes características:

$V_{RRM}$  - 45 V - Tensão de pico repetitiva máxima;

$I_{FAV}$  - 15x2 A - Corrente média máxima;

$I_{FRM}$  - 30x2 A - Máxima corrente de pico repetitiva;

$V_F$  - 0,72 V @ 30 A / 125°C - Tensão direta instantânea;

$R_{\theta jc}$  - 1,40°C/W - Resistência térmica junção-cápsula.

### **2.2.5. Determinação dos Dissipadores**

Após esta etapa pode-se definir quanto a necessidade da utilização de elementos dissipadores.

A perda nos interruptores constitui-se basicamente por perdas devido à resistência série, tendo em vista que sua entrada em condução é suavizada pela atuação da indutância *Flyback* e quanto ao bloqueio possui-se a ação favorável do circuito snubber não dissipativo, a ser analisado posteriormente.

Alguns fabricantes indicam como temperatura aceitável de junção a faixa de  $100$  à  $150^{\circ}\text{C}$ . Na tentativa de ampliar o tempo médio entre falhas (*MTBF*) da estrutura adotou-se  $100^{\circ}\text{C}$  como temperatura limite de junção e  $40^{\circ}\text{C}$  como temperatura ambiente.

Com a estimativa de perdas nos componentes, realizada anteriormente, conclui-se da necessidade de utilização de dissipadores com as seguintes características:

**Dissipador 01** - Contendo ambos os interruptores, além dos diodos componentes do circuito snubber:

$R_{\theta ha} - 1,60^{\circ}\text{C}/\text{W}$  - Resistência térmica dissipador-ambiente.

Será implementado via utilização do dissipador *KP125* de fabricação *Semikron*, com comprimento de  $80\text{mm}$ .

**Dissipador 02** - Contendo ambos os diodos *Flyback*, diodos *Push-Pull*, além do diodo do circuito aditivo (*Doff*):

$R_{\theta ha} - 2,15^{\circ}\text{C}/\text{W}$  - Resistência térmica dissipador-ambiente.

Será implementado via utilização do dissipador *KP125* de fabricação *Semikron*, com comprimento de  $70\text{mm}$ .

Convém ressaltar que no cálculo de tais dissipadores, considerou-se a máxima dissipação dos diodos retificadores simultânea, embora este fenômeno não ocorra efetivamente de tal forma. Assim, a estimativa de perdas poderia ser reduzida, via fator de diversidade. Porém, quando da implementação, utilizar-se-á um módulo *NST3045* em encapsulamento *TO220*, sobre o qual não se dispõe de informações precisas, justificando-se desta forma a consideração efetuada.

## **2.2.6. Análise do Circuito de Auxílio à Comutação**

### **2.2.6.1. Introdução**

Genericamente, pode-se dizer que existem basicamente duas categorias de dissipação de potência relacionadas à comutação de um interruptor em um circuito. Uma das razões desta dissipação de potência resulta das não idealidades do interruptor quando de sua comutação, ou seja, tempos não nulos de comutação. Quando do bloqueio e/ou disparo, o transistor opera por um determinado tempo em sua região ativa, sob elevada tensão e corrente simultaneamente. Assim sendo, quanto menores forem os tempos de comutação associados ao interruptor (*Tempo de subida e/ou descida*) menores serão as perdas geradas por tal fator.

A segunda razão pela qual ocorreriam perdas deve-se à presença de reatâncias externas inerentes a cada comutação. Capacitâncias parasitas levam à dissipação de potência expressa por  $1/2.(C.V^2)$  relacionadas a cada disparo. Ao passo que indutâncias parasitas possuiriam uma parcela de energia de perdas dada por  $1/2.(L.I^2)$  relacionadas a todo e qualquer bloqueio.

Analisando-se a parcela referente aos elementos externos parasitas, pode-se afirmar que tal dissipação é independente das características intrínsecas do transistor. Sendo a única forma de combate a utilização de algum circuito externo de auxílio a comutação. Lembrando-se que tal circuito tenderia também a auxiliar no decrescimento das perdas geradas pelas não idealidades de comutação do interruptor [7]. Na busca de soluções para os problemas anteriormente mencionados, diversas técnicas podem ser assim utilizadas: topologias de comutação suave (*ZVS, ZCS, ZVT*), além dos circuitos de auxílio à comutação.

Quando da utilização de um circuito de auxílio à comutação dissipativo, tal circuito transfere a dissipação de potência do interruptor para um elemento de dissipação, normalmente um resistor. Entretanto um circuito não dissipativo eliminaria, teoricamente, tal perda.

A energia normalmente envolvida em tal processo constitui parcela considerável do mesmo. Desta forma, caso tal energia não seja regenerada, a própria eficiência (rendimento) do conversor pode ser comprometida.

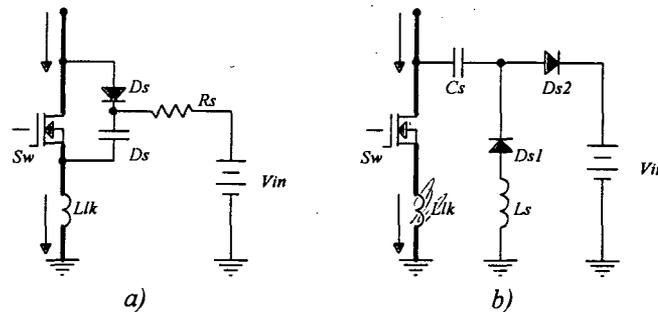


Fig.2.3 - Topologias de auxílio à comutação;  
a) Snubber RCD; b) Snubber Matson-Segar.

Devido aos fatos anteriormente expostos, circuitos de auxílio à comutação não dissipativos são comumente utilizados, justificando-se assim a possível elevação do nível de complexidade e/ou custo associado ao circuito.

Ainda que tal decisão fosse contrária ao exposto, inicialmente adotou-se uma das topologias do snubber RCD [17], devido a sua simplicidade e parcial regeneração de energia, conforme se verifica na figura 2.3a, aliado ao objetivo inicial da familiarização do funcionamento do conversor.

Sendo este circuito posteriormente substituído, após constatar-se uma dissipação da ordem de 10% da potência processada no circuito de auxílio à comutação, quando em potência nominal. Operando-se com mínima tensão de entrada os interruptores encontravam-se expostos a uma diferença de potencial próxima à 200Volts. Na busca de um circuito não dissipativo, optou-se então pela implementação do circuito ressonante LCD, conforme figura 2.3b, apresentado inicialmente por Matson & Segar [6], sofrendo posteriores alterações quando da análise por Redl, Sokal & Domb [7], resultando em uma topologia com nível de perdas inferiores a 3Watts, bem como menores níveis de tensão aplicados ao interruptor.

### **2.2.6.2. Análise de Funcionamento**

O circuito de auxílio à comutação em estudo é composto por quatro componentes: diodo snubber direto ( $Ds2$ ), diodo snubber reverso ( $Ds1$ ), indutor ressonante ( $Ls$ ) e Capacitor ressonante ( $Cs$ ), conforme figura 2.3b.

Na análise efetuada,  $L_{Lk}$  representa não somente a indutância de dispersão dos transformadores (referida ao primário), bem como as demais indutâncias parasitas existentes, porém recebe tal denominação por tratar-se a dispersão da maior parcela destas.

Assume-se que a indutância magnetizante é muito superior quando comparada com a dispersão, embora sua influência não seja fundamental nesta análise. Convém ainda ressaltar que em uma análise mais representativa deve-se considerar a presença da indutância de entrada do circuito. Porém não caracterizando-se objetivo fundamental deste trabalho uma análise exaustiva deste circuito de auxílio à comutação, realiza-se tão somente uma análise simplificada do mesmo. Tal circuito opera fundamentalmente da seguinte forma:

Assume-se inicialmente que o interruptor  $Sw$  encontra-se saturado, até que sua ordem de bloqueio seja efetuada. Após o *tempo de resposta* do transistor, a corrente do interruptor inicia seu decréscimo. Porém, devido à influência da impedância indutiva associada aos terminais do interruptor, a corrente total a ser comutada não altera-se instantaneamente. Assim sendo, parte desta corrente, a qual não seria transferida via *MOSFET*, inicia sua circulação através do diodo  $Ds2$  e capacitor  $Cs$ , até que os diodos do circuito secundário assumam o valor respectivo de corrente envolvido.

Assumindo-se também que, anteriormente ao processo de bloqueio, o capacitor  $Cs$  estivesse carregado com potencial entre *zero* e  $V_{in}$ . Dependendo do atual valor desta tensão, a ação de contenção do potencial aplicado ao interruptor iniciaria quando o diodo  $Ds2$  iniciasse sua condução. Desta forma, a taxa de crescimento da tensão sobre o interruptor ( $V_{ds}$ ) é limitada através da ação do capacitor do circuito snubber. Então, adotando-se uma capacitância apropriada, bem como uma tensão inicial do capacitor snubber adequada, a tensão aplicada sobre o interruptor pode ser contida até a total extinção da corrente no *MOSFET*.

Preserva-se a carga do capacitor snubber, mesmo quando da total transferência da corrente para o circuito secundário. Nesta fase, o capacitor  $C_s$  carrega-se através da energia acumulada na indutância parasita ( $Llk$ ). Assim que  $Llk$  descarrega-se, ou seja, a corrente do interruptor ( $i_{sw}$ ) anula-se, a tensão  $V_{ds}$  do interruptor decresce. Neste instante tal tensão é expressa pela tensão total do secundário refletida.

No próximo período, durante a condução do *MOSFET*, a tensão sobre o capacitor snubber inverte-se, resultado da ação ressonante entre  $L_s$  e  $C_s$ , os quais serão conectados em série via  $Ds1$ . No período em que tal corrente circula, o potencial do capacitor não atinge valor superior a  $V_{in}$ , devido a ação de contenção do diodo  $Ds2$ , finalizando-se o processo de comutação.

Convém ainda salientar que em função das características de funcionamento envolvidas na comutação, várias particularidades deste circuito são efetivadas. Outro detalhe a ser considerado seria a existência de dois ramos de comutação e seu funcionamento simultâneo, quando da aplicação específica deste snubber ao circuito em estudo. A figura 2.4 mostra a atuação do circuito snubber, muito embora, neste caso os valores de corrente associados ao circuito snubber tenham sido propositadamente ampliados, objetivando-se a sua correta visualização.

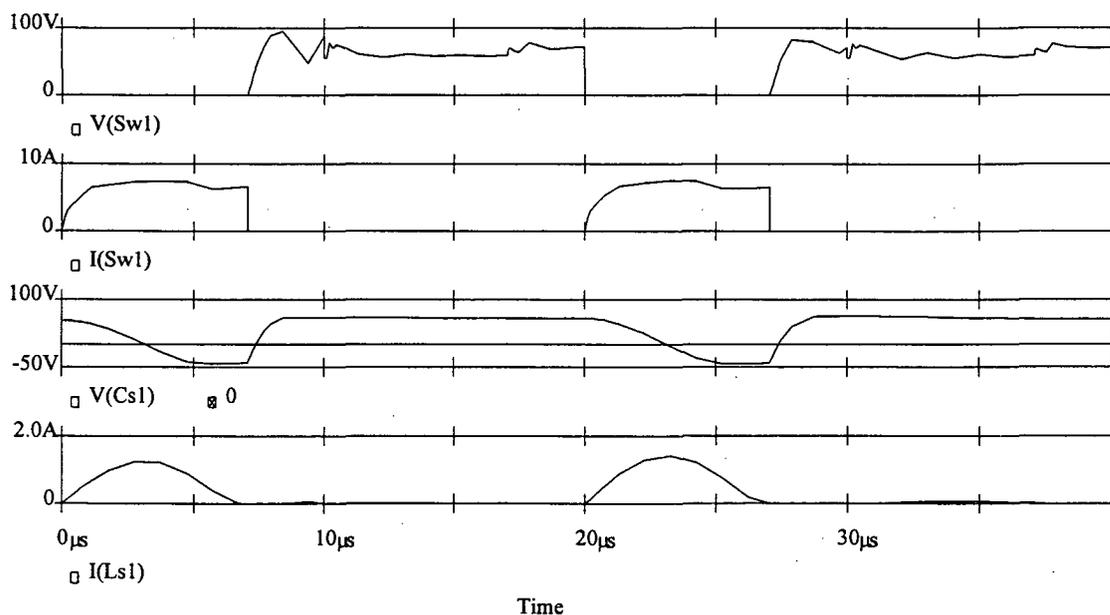


Fig.2.4 - Formas de Onda do Conversor de Weinberg com o circuito de auxílio à comutação.

### 2.2.6.3. Análise Quantitativa Aproximada

Nesta etapa elabora-se a análise quantitativa do circuito de auxílio à comutação, desenvolvendo-se uma metodologia de projeto deste.

O elo formado pela indutância de dispersão e capacitor ressonante tende a limitar a tensão máxima aplicada ao interruptor. Assim sendo, da análise do funcionamento do circuito de auxílio a comutação deduz-se:

$$V_{Sw_{pk}} = V_{in} + V_{out} \cdot \frac{N_P}{N_S} + I_{pk} \cdot \sqrt{L_{lk} / Cs} \quad (2.100)$$

Onde:

$V_{Sw_{pk}}$  - Tensão máxima aplicada ao interruptor MOSFET.

Obtém-se, portanto, o valor de capacitância necessário:

$$Cs \geq \frac{I_{pk}^2 \cdot L_{lk}}{\left( V_{Sw_{pk}} - V_{in} - V_{out} \cdot \frac{N_P}{N_S} \right)^2} \quad (2.101)$$

O valor da indutância a ser empregado pode ser calculado como função da máxima corrente ressonante adotada. Deve-se recordar que a corrente ressonante que circula através de  $L_s$  e  $C_s$  é adicionada à corrente do interruptor durante a etapa de transferência direta de energia. Assim sendo, adota-se um valor percentual da corrente a ser comandada como admissível, valor este a ser acrescido na corrente do interruptor quando do cálculo do indutor ressonante.

Tomando-se a máxima tensão associada ao capacitor ressonante durante a etapa de bloqueio do interruptor, pode-se calcular a máxima corrente ressonante a ser obtida, e consequentemente o valor de indutância ressonante associado. Então:

$$I_{Ls_{pk}} = \Delta I_{DS_{pk}} = \left( V_{out} \cdot \frac{N_P}{N_S} + I_{pk} \cdot \sqrt{L_{lk} / Cs} \right) \quad (2.102)$$

Onde:

$I_{Ls_{pk}}$  - Corrente de pico do indutor ressonante;

$\Delta I_{DS_{pk}}$  - Máximo incremento admissível de corrente no interruptor.

Adotando-se:

$$I_{pk} \cong 10 A;$$

$$L_{lk} \cong 4 \mu H;$$

$$V_{in} = 41,8 V;$$

$$V_{out} = 7,7 V;$$

$$\frac{N_P}{N_S} = 11/4 = 2,75, \text{ considerando-se:}$$

$$V_{Sw_{pk}} \cong 150 V$$

Analisando-se então a figura 2.5, adota-se:

$$I_{Ls_{pk}} \cong 2,5 A$$

Obtendo-se através da equação (2.135):

$$C_s \cong 52,8 \cdot 10^{-9} F$$

Adotando-se então o valor comercial de  $68 \eta F$ . E com base na equação (2.136), obtém-se:

$$L_s \cong 104,22 \cdot 10^{-6} H$$

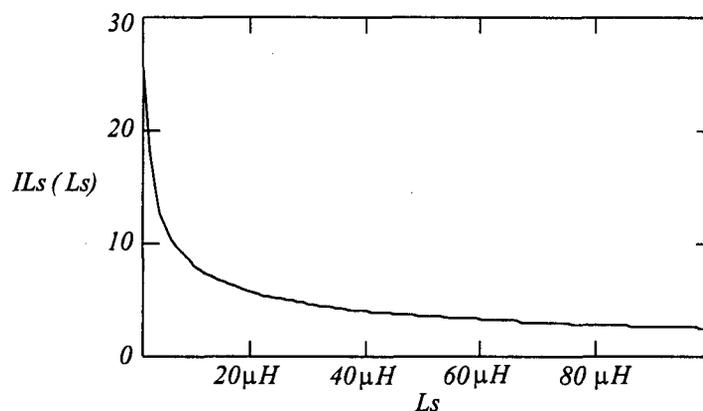


Fig.2.5 - Comportamento da corrente máxima do circuito de auxílio a comutação.

Neste caso específico, justifica-se o fato do valor relativamente elevado adotado inicialmente para a corrente máxima do circuito de auxílio a comutação ( $I_{Ls_{pk}}$ ), devido à reduzida sensibilidade da corrente ressonante para indutâncias superiores à faixa dos  $100 \mu H$ .

Finalmente pode-se calcular o indutor a ser empregado no circuito de auxílio à comutação. Levando-se em consideração a potência a ser processada por este circuito, adota-se:

Densidade de corrente -  $J=450A/cm^2$ ;

Máxima densidade de fluxo magnético -  $B_{max} = 0,3T$ ;

Fator de utilização do enrolamento -  $K_w=0,7$ ;

Tensão da fonte de alimentação (mínima) -  $V_{in-min}=41,8V$ ;

Corrente máxima comutada -  $I_{pk} \cong 10 A$ ;

Indutância necessária a comutação -  $L_s \cong 100\mu H$ , podendo-se então definir o núcleo a ser utilizado. Adotando-se o núcleo de ferrite tipo "E" de fabricação *Thornton - E30/7 - IP6*, com as seguintes características [34]:

$$A_E \cdot A_W = 0,48cm^4; A_E = 0,60cm^2; A_W = 0,80cm^2$$

$$V_E = 4,00cm^3; l_E = 6,7cm; l_i = 5,6cm.$$

Após a adoção do núcleo, pode-se calcular o número de espiras necessárias:

$$N_{L_s} \cong 55,5esp.$$

Adotando-se:

$$N_{L_s} = 55esp.$$

Pode-se finalmente estimar o entreferro necessário:

$$\delta \cong 4,56mm$$

Ou seja:

$$l_g = \frac{\delta}{2} \cong 2,28mm \quad (2.103)$$

Finalmente, pode-se calcular a seção de cobre necessária ao enrolamento:

$$S_{Cu(smub)} \cong 2,356 \cdot 10^{-3} cm^2$$

Adotando-se então condutor # 22AWG. -  $S_{22AWG} = 0,003255cm^2$ .

Finaliza-se o cálculo do circuito de auxílio à comutação com a estipulação dos diodos a serem utilizados. Após fixar-se a tensão de atuação do circuito, corrente de pico a ser

comutada, e de posse dos valores calculados, optou-se pela utilização de diodos ultra-rápido - *MUR830*, de fabricação *Motorola*; com as seguintes características:

$V_{RRM} - 300 V$  - *Máxima tensão de pico repetitiva*;

$I_{FAV} - 8,0 A$  - *Máxima corrente média*;

$I_{FRM} - 16,0 A$  - *Máxima corrente de pico repetitiva*;

$V_F - 1,0 V @ 8 A / 150^{\circ}C$  - *Tensão direta instantânea*;

$t_{rr} - 100 ns$  - *Máximo tempo de recuperação reversa*;

$R_{\theta jc} - 2,0^{\circ}C/W$  - *Resistência térmica junção-cápsula*.

A análise efetuada do circuito de auxílio a comutação, conforme já mencionado, não pretende abordar exaustivamente tal topologia, por não tratar-se do objetivo deste estudo. Em uma análise mais rigorosa, tempos de comutação dos interruptores, dentre outros fatores, deveriam ser considerados. Convém ainda ressaltar que tal circuito poderia atuar diferenciadamente do ora previsto, função deste e de outros fatores. Porém na análise efetuada não observa-se a necessidade de tal processo, embora tenha-se constatado alterações comportamentais. Outro fator passível de citação são alguns cuidados que devem ser tomados para se respeitar os tempos mínimos das etapas ressonantes. Muito embora, normalmente, quando da redução significativa do tempo de condução do interruptor reduz-se também a energia associada à dispersão.

A bem da verdade convém citar que tal circuito possui etapas diferenciadas de operação, conhecidas como *Modos de operação*, sendo que um mesmo protótipo altera seu funcionamento, função das alterações de carga, tensão, etc.

### **2.3. Simulações**

A análise via simulação efetuada tem a finalidade de realizar uma verificação preliminar dos estudos teóricos anteriormente efetuados.

Analisa-se via simulação as formas de onda de tensão e corrente nos elementos, bem como o comportamento do conversor em regime permanente, operando em um ponto crítico de funcionamento, ou seja, mínima tensão de entrada e máxima corrente de saída.

Com o intuito de apresentar e verificar o comportamento global do estágio de potência do conversor, foram realizadas simulações numéricas em computador digital para potência de saída nominal (200Watts), empregando-se o circuito da figura 2.6.

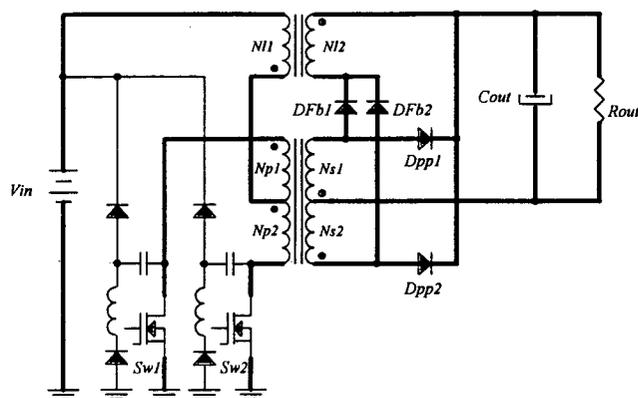


Fig.2.6 - Conversor de Weinberg, Circuito a ser simulado.

Nesta análise inviabiliza-se a clara observância de alguns fenômenos, como por exemplo a etapa de reset do transformador, contudo auxilia no estudo dos fenômenos a serem observados em laboratório.

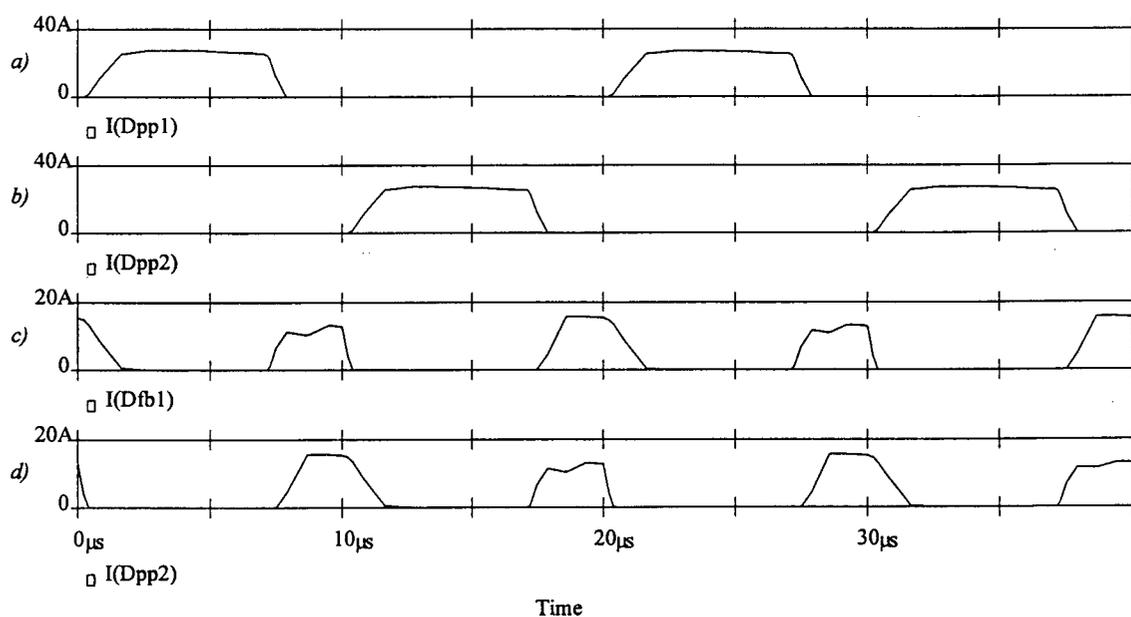
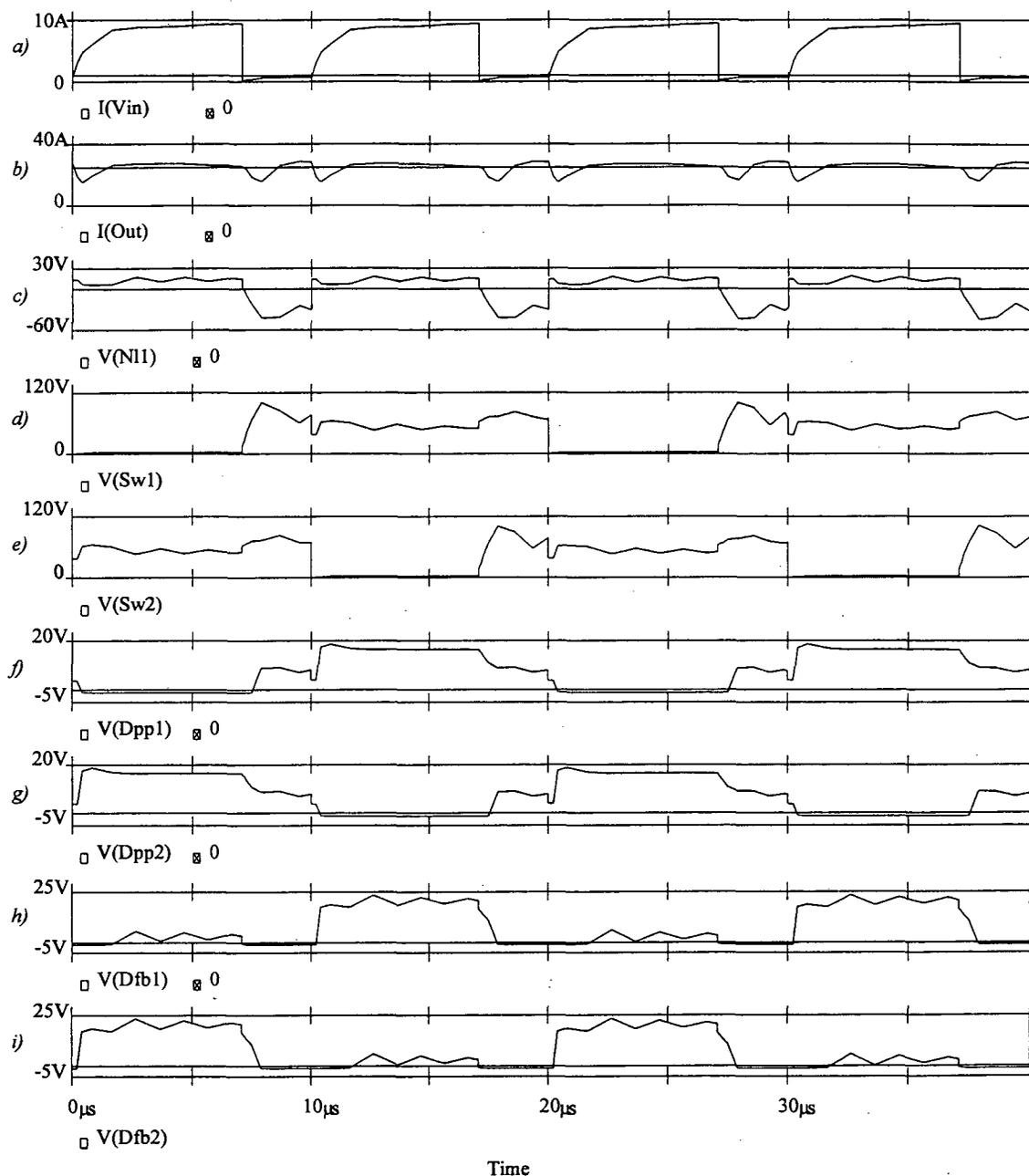


Fig.2.7 - Análise do conversor de Weinberg via simulação;

(a), (b) - Corrente nos diodos Push-Pull; (c), (d) - Corrente nos diodos Flyback.

Decorrente desta análise, pode-se por exemplo observar a atuação do circuito de proteção dos interruptores (MOSFETs), além de fenômenos relacionados aos elementos parasitas, mencionados anteriormente.



*Fig. 2.8 - Análise do conversor de Weinberg via Simulação;*

*(a) - Corrente na fonte de alimentação; (b) - Corrente de saída;*

*(c) - Tensão no primário do transformador Flyback;*

*(d), (e) - Tensão sobre os interruptores - Sw1 e Sw2;*

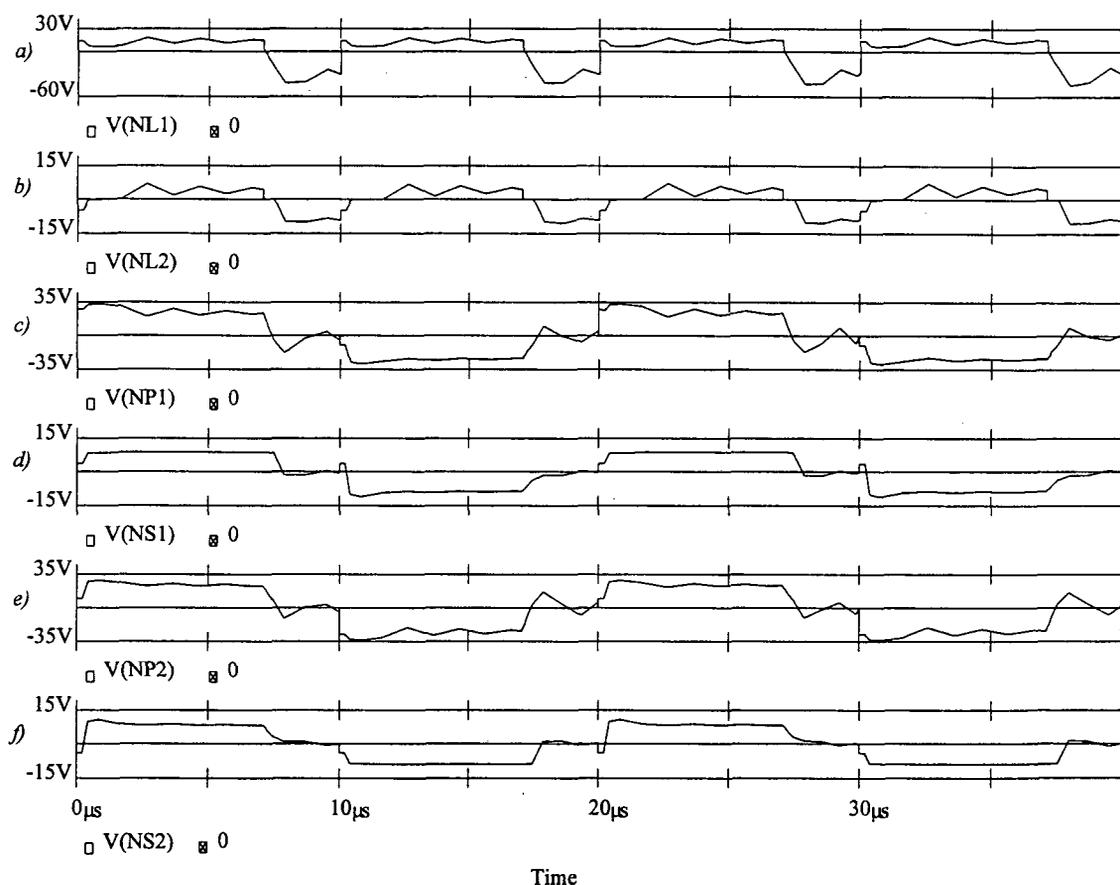
*(f), (g) - Tensão sobre os diodos Push-Pull - Dpp1 e Dpp2;*

*(h), (i) - Tensão sobre os diodos Flyback - Dfb1 e Dfb2.*

Após a implementação do protótipo alguns elementos anteriormente projetados foram sucintamente otimizados, necessitando-se inclusive da alteração da relação de transformação de um dos transformadores componentes da estrutura. Para possibilitar-se uma melhor

comparação entre simulação e os resultados obtidos em laboratório, os resultados então apresentados, figura 2.8, 2.9 e 2.10, referem-se ao conversor efetivamente implementado. Considerar-se-á também neste passo, as não-idealidades referentes ao processo.

Índices de acoplamento magnético, além das resistências de condução dos elementos semicondutores foram propositalmente inseridos visando uma maior representatividade da análise efetuada.



*Fig.2.9 - Análise do conversor de Weinberg via Simulação;*

- (a), (b) - Tensão no primário e secundário do transformador Flyback;*
- (c), (d) - Tensão no primário e secundário do transformador Push-Pull I;*
- (e), (f) - Tensão no primário e secundário do transformador Push-Pull II.*

Na tabela 2.1 encontram-se relacionadas algumas grandezas de interesse, obtidas com os resultados de simulação, objetivando-se posterior comparação com os resultados adquiridos com a implementação do protótipo.

<i>Elemento - Interruptor - MOSFETs - Sw1 e Sw2</i>			
<i>TENSÃO:</i>	<i>MAX - 102 V - SNUBBER</i>	<i>RMS - 52,11 V</i>	<i>AVG - 41,65 V</i>
<i>CORRENTE:</i>	<i>MAX - 10,6 A</i>	<i>RMS - 5,7 A</i>	<i>AVG - 3,3 A</i>
<i>Elemento - Diodos PUSH-PULL - Dpp1 e Dpp2</i>			
<i>TENSÃO:</i>	<i>MAX - 18,8 V</i>	<i>RMS - 18,8 V</i>	<i>AVG - 7,73 V</i>
<i>CORRENTE:</i>	<i>MAX - 27,6 A</i>	<i>RMS - 14,9 A</i>	<i>AVG - 8,7 A</i>
<i>Elemento - Diodos FLYBACK - Dfb1 e Dfb2</i>			
<i>TENSÃO:</i>	<i>MAX - 23,7 V</i>	<i>RMS - 12,19 V</i>	<i>AVG - 7,71 V</i>
<i>CORRENTE:</i>	<i>MAX - 15,7 A</i>	<i>RMS - 6,9 A</i>	<i>AVG - 3,8 A</i>
<i>Elemento - Filtro de saída - Cout</i>			
<i>TENSÃO:</i>	<i>MAX - 7,74 V</i>	<i>MIN - 7,59 V</i>	<i>AVG - 7,70 V</i>

*Tab.2.1 - Análise de grandezas via simulação.*

A figura 2.10 apresenta o comportamento do circuito snubber e filtro de saída.

Conforme previsto inicialmente, verifica-se uma ondulação de corrente considerável, quando da atuação dos interruptores.

Pode-se verificar também a atuação conjunta de ambos os circuitos de auxílio à comutação.

Após a definição de todos os elementos e suas respectivas perdas, pode-se prever o rendimento teórico da estrutura. Assim sendo o rendimento teórico global do conversor pode ser expresso por:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + \sum P_{loss}} \quad (2.104)$$

Onde:

$\sum P_{loss}$  - potência total de perdas, envolvendo condução e comutação dos elementos ativos e passivos.

Totalizando-se as perdas obtém-se um rendimento teórico aproximado de 78.4%.

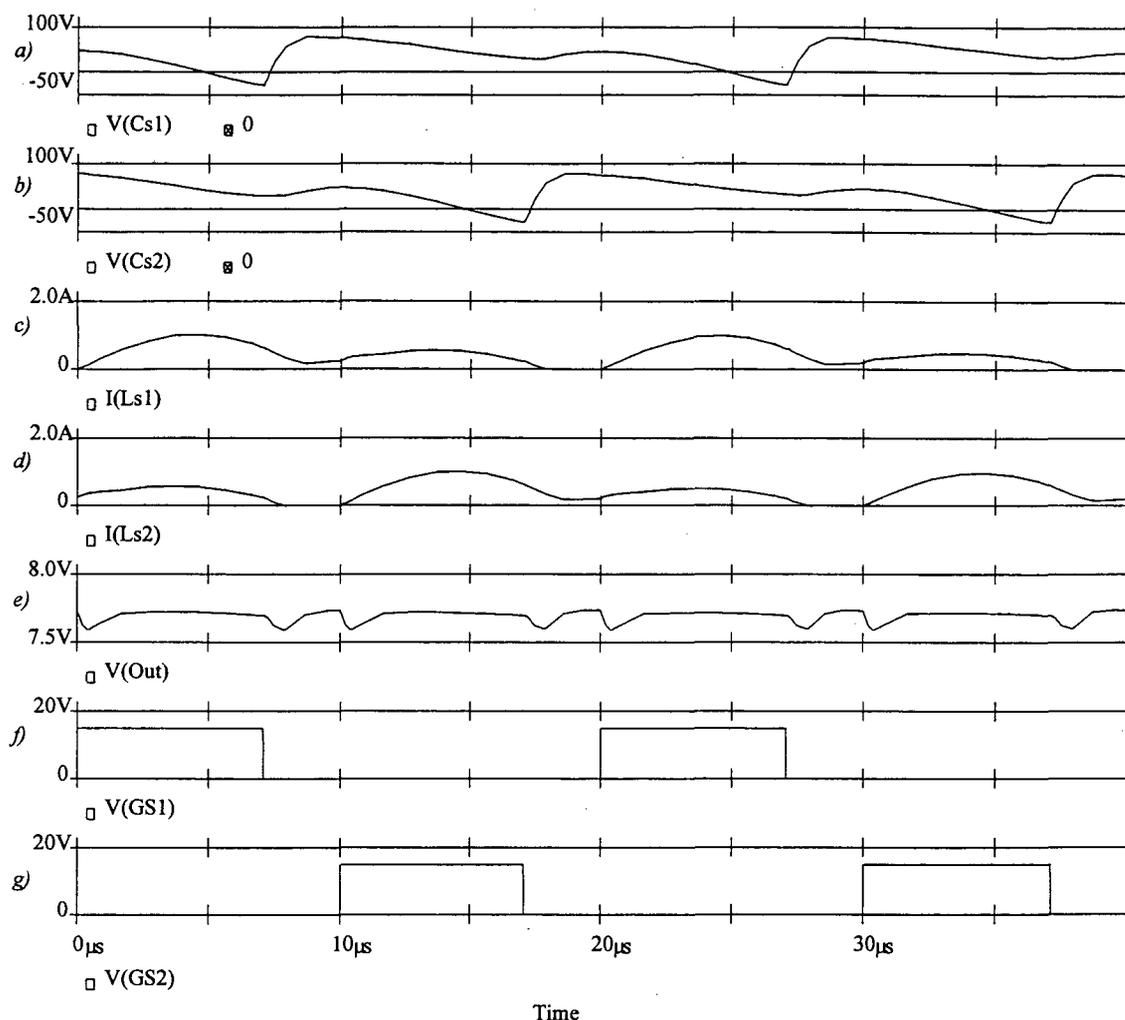


Fig.2.10 - Análise do conversor de Weinberg via Simulação;

(a), (b) - Tensão no capacitor snubber - Cs1 e Cs2; (c), (d) - Corrente no Indutor snubber - Ls1 e Ls2;  
 (e) - Tensão de saída do conversor; (f), (g) - Tensão de comando dos interruptores.

## 2.4. Conclusões

A metodologia de projeto apresentada é simples e objetiva. Através desta metodologia projetou-se um conversor de *200Watts*, visando a implementação de um protótipo em laboratório, para a comprovação prática do estudo efetuado.

Durante o cálculo dos elementos magnéticos, *Push-Pull* e *Flyback*, tem-se como condição inicial de projeto a compatibilidade entre a relação de transformação de ambos os transformadores. Muito embora obtenha-se como valor final de projeto, valores discretos, e

em alguns casos, sucintamente diferentes. Uma análise mais apurada sobre tal processo poderia ser aparentemente efetuada, tomando-se como ponto de partida o elemento *Flyback*.

Embora o cálculo do elemento de filtro apresente-se, normalmente, como de difícil determinação, neste item desenvolve-se uma metodologia de projeto simplificada para obtenção deste.

Efetua-se o projeto dos semicondutores a serem utilizados de maneira simplificada, muito embora os resultados obtidos via simulação tendem a verificar e/ou corrigir tais imperfeições.

Efetua-se a análise e projeto do circuito de auxílio a comutação, verificando-se algumas distorções com relação a análise efetuada, porém constata-se ainda assim seu perfeito funcionamento.

Finalmente são apresentados resultados obtidos por simulação numérica em computador digital que validam a análise efetuada até então. Comparando-se globalmente os resultados obtidos através de simulação com os resultados provenientes da análise qualitativa e quantitativa pode-se verificar, a priori, a validade da análise efetuada.

## **Capítulo 3**

### **Conversor de Weinberg - Comando, Controle e Proteção**

#### **3.1. Introdução**

Neste capítulo apresentar-se-á circuitos de comando, controle e proteção, para que o conversor em estudo (*Weinberg*) opere adequadamente, fornecendo uma tensão de saída regulada mediante variações de carga e/ou fonte de alimentação, sem que haja possibilidade de danos aos interruptores utilizados.

#### **3.2. Projeto do Elemento Controlador**

A utilização de um conversor torna necessária a adoção de uma estratégia de controle e o projeto de um compensador adequado ao desempenho desejado. O que leva à necessidade da determinação da respectiva função de transferência [12]. Através da literatura dispõe-se de diversas técnicas para obtenção da função de transferência de tais conversores, os quais apresentam características não lineares como fator de complexidade na análise envolvida.

Adota-se o modelo da chave *PWM*, modo de condução contínua apresentado por V.Vopérian [5]. Conforme previsto na bibliografia relacionada ao assunto, ao efetuar-se tal análise considera-se perturbações de pequena amplitude, com frequência muito inferior à própria frequência de chaveamento.

##### **3.2.1. Malha de Controle - Definição**

Pode-se obter uma tensão de saída regulada para o conversor através de uma malha de controle da tensão de saída. A referência é suposta constante e o sistema de controle é projetado para manter a tensão de saída no valor desejado, mesmo na presença de

perturbações devidas à variações na carga do conversor ou na tensão de entrada. O diagrama de blocos apresentado na figura 3.1 representa a atuação de tal sistema.

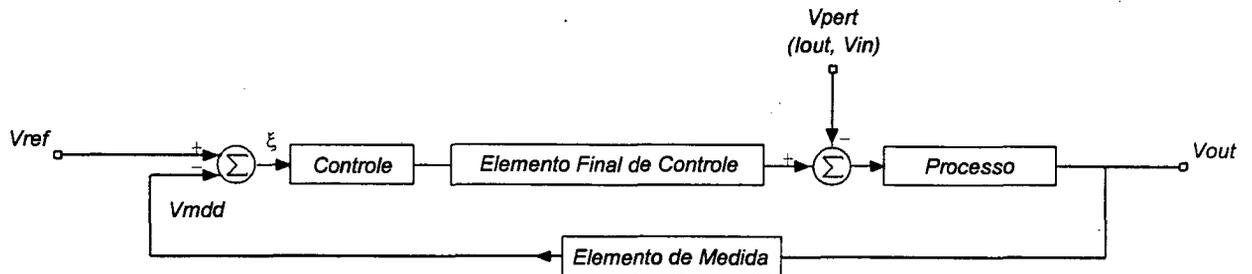


Fig. 3.1 - Diagrama de blocos do sistema compensado.

Onde:

- 1-Processo - Conversor CC-CC;
- 2-Elemento de medida - Sensor de tensão;
- 3-Controlador - Compensador, definido em função da resposta desejada do sistema frente a eventuais perturbações;
- 4-Elemento final de controle - Elemento de disparo dos interruptores, controle da razão cíclica;
- 5-Referência -  $V_{ref}$  - Tensão de referência para regulação da tensão de saída, variável de controle;
- 6-Perturbação -  $V_{pert}$  - Tensão de perturbação do processo;
- 7-Variável Medida -  $V_{mdd}$  - Imagem da variável controlada que deve ser afetada por uma constante de multiplicação para adaptação ao sinal de referência;
- 8-Erro -  $\xi$  - O sinal de erro é levado ao controlador que tende a ajustar a variável de controle, razão cíclica, de modo a eliminá-lo.

A definição adequada de um compensador para o sistema impõe o conhecimento do comportamento do processo (*Conversor*) frente a eventuais perturbações. A dinâmica de controle resume-se a compensar variações na tensão de saída, devidas às perturbações na

tensão de entrada e/ou corrente de carga, através da variação do tempo de condução dos interruptores, ou seja, via controle da razão cíclica.

### 3.2.2. Modelagem

Quando da análise da característica de transferência de energia à carga, constata-se que o conversor proposto apresenta característica estática bem como etapas de transferência de energia semelhantes às do conversor *Buck* convencional, fornecendo energia à carga com uma frequência equivalente ao dobro da frequência de comutação deste. Pode-se então estabelecer o circuito equivalente apresentado a seguir, figura 3.2:

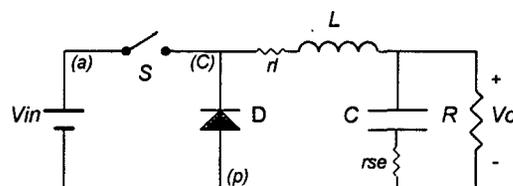


Fig. 3.2 - Conversor Buck equivalente.

Onde:

(a)-Terminal Ativo;

(p)-Terminal Passivo;

(c)-Terminal Comum.

Convém ressaltar que, nesta etapa, descreve-se algumas considerações sobre a malha de controle a ser implementada. Conhecimentos básicos relacionados à teoria clássica de controle não serão aqui abordados, muito embora sejam utilizados para projeto e implementação do bloco controlador.

Tendo em vista que a chave do circuito equivalente deve apresentar os *mesmos* tempos de condução ( $t_{on}$ ) e bloqueio ( $t_{off}$ ) do conversor original, a razão cíclica equivalente ( $d_e$ ) pode ser determinada:

$$d = \frac{t_{on}}{T_{sw}} \quad (3.1)$$

Bem como, a razão cíclica complementar:

$$(1-d) = \frac{toff}{T_{sw}} \quad (3.2)$$

Obtendo-se:

$$d_e = \frac{ton}{T_{sw_e}} \quad (3.3)$$

Onde:

$d$  - Razão cíclica do conversor em estudo;

$d_e$  - Razão cíclica do conversor *Buck* equivalente.

Sendo que:

$$f_{sw_e} = 2 \cdot f_{sw} \quad (3.4)$$

Onde:

$f_{sw_e}$  - Frequência de comutação do conversor *Buck* equivalente

Tendo em vista que a variável de controle adotada trata-se da razão cíclica, bem como neste estudo não se pretende analisar detalhadamente o modelo, mas sim sua implementação, analisa-se tão somente as relações necessárias ao projeto e implementação deste controle.

Definindo-se inicialmente a notação a ser utilizada:

$$d_e = D_e + \hat{d}_e \quad (3.5)$$

Onde:

$D_e$  - Ponto de operação da variável  $d_e$ , valor constante;

$\hat{d}_e$  - Perturbação à variável  $d_e$ .

### **3.2.2.1. Análise do Ponto de Operação do Modelo PWM**

Analisando-se inicialmente o ponto de operação do modelo envolvido, considerar-se-á razão cíclica constante e igual à  $D_e$  ( $\hat{d}_e = 0$ ), e modo de contínuo de condução de corrente no transformador *Flyback* (CCM).

O sistema opera sem perturbações, com tensão de entrada constante. Na figura 3.3 representa-se o modelo da chave *PWM* destinado a tal análise:

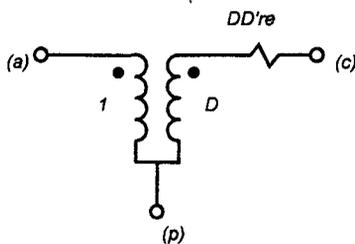


Fig. 3.3 - Modelo genérico da chave PWM, CCM para análise CC.

Conforme demonstrado em [5], no caso específico do conversor *Buck* tem-se  $re=0$ .

As equações que regem genericamente o comportamento do interruptor são então apresentadas:

$$I_a = D \cdot I_c \quad (3.6)$$

$$V_{cp} = D(V_{ap} - I_c r_e d') \quad (3.7)$$

Onde:

$d'$  - Razão cíclica complementar.

Substituindo-se o modelo da chave PWM no circuito equivalente e analisando-se tal circuito, com base nas equações (3.6) e (3.7), obtém-se:

$$(V_{ap}, I_c) = \left( V_{in}, V_{in} \frac{D}{(r_e DD' + R + R_l)} \right) \quad (3.8)$$

Logo:

$$(V_{ap}, I_c) = \left( V_{in}, V_{in} \frac{D}{(R + R_l)} \right) \quad (3.9)$$

Pode-se ainda obter a relação de transformação do conversor ( $M$ ), conforme equação (3.10).

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = D \cdot \left( \frac{R}{R + R_l} \right) \quad (3.10)$$

### 3.2.2.2. Análise do Comportamento da Tensão de Saída frente à Variações na Razão Cíclica

Em tal análise mantém-se a tensão de entrada constante e igual a  $V_{in}$  ( $\hat{v}_{in} = 0$ ). Implementa-se perturbações de pequena amplitude na razão cíclica e considerando-se o circuito da figura 3.4 como modelo genérico da chave *PWM-CCM*.

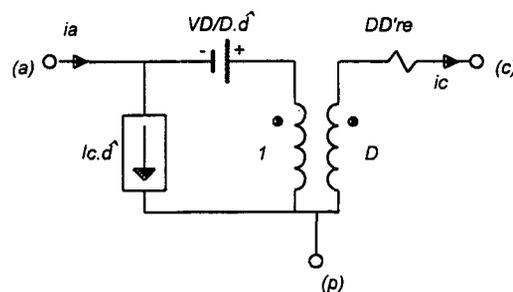


Fig. 3.4 - Modelo genérico equivalente da chave *PWM-CCM*, análise pequenos sinais para análise CA.

As equações que regem genericamente o comportamento do interruptor são então apresentadas:

$$\hat{i}_a = D\hat{i}_c + I_c\hat{d} \quad (3.11)$$

$$\hat{v}_{ap} = \frac{\hat{v}_{cp}}{D} + \hat{i}_c r_e D' - V_D \cdot \frac{\hat{d}}{D} \quad (3.12)$$

Onde  $V_D$  representa o ponto de operação do conversor, e é expresso por:

$$V_D = V_{ap} + I_c(D - D')r_e \quad (3.13)$$

Substituindo-se o modelo da chave *PWM-CCM* no circuito equivalente e analisando-se tal circuito através das equações (3.11), (3.12) e (3.13), obtém-se:

$$H(S) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{k_0 \cdot (k_1 \cdot S + 1)}{S^2 + K_2 \cdot S + K_3} \quad (3.14)$$

Onde:

$$K_0 = \left( \frac{R}{(R + E_{sr}) \cdot L \cdot C} \right) \quad (3.15)$$

$$K_1 = (E_{sr}) \quad (3.16)$$

$$K_2 = \left( \frac{(R \cdot R_l + R \cdot E_{sr} + R_l \cdot E_{sr}) \cdot C + L}{(R + E_{sr}) \cdot L \cdot C} \right) \quad (3.17)$$

$$K_3 = \left( \frac{R \cdot R_l}{(R + E_{sr}) \cdot L \cdot C} \right) \quad (3.18)$$

A seguir (figura 3.5), apresenta-se o comportamento, no domínio da frequência, do modelo obtido.

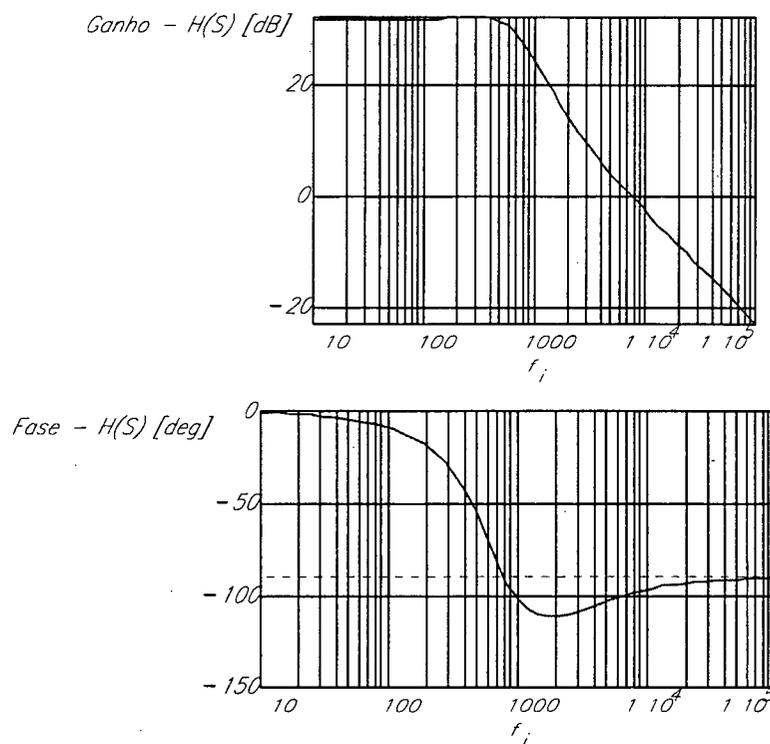


Fig.3.5 - Diagrama de Bode de Módulo e fase para o Conversor Buck equivalente.

Na tentativa de confrontar o modelo obtido com o conversor chaveado, realiza-se então uma análise via simulação. A figura apresentada a seguir indica a resposta do conversor obtida via simulação, bem como via modelo linear para excitação degrau.

Convém ressaltar a representabilidade do modelo, muito embora algumas premissas tenham sido violadas, tais como:

- Modelo destina-se a representação do sistema mediante pequenas perturbações.
- Desconsidera-se nesta análise as resistências de condução e modulação [5], bem como a influência dos elementos não lineares, muito embora se opere em condições desfavoráveis de tensão e corrente, ou seja, elevadas correntes e reduzidos níveis de diferença de potencial.

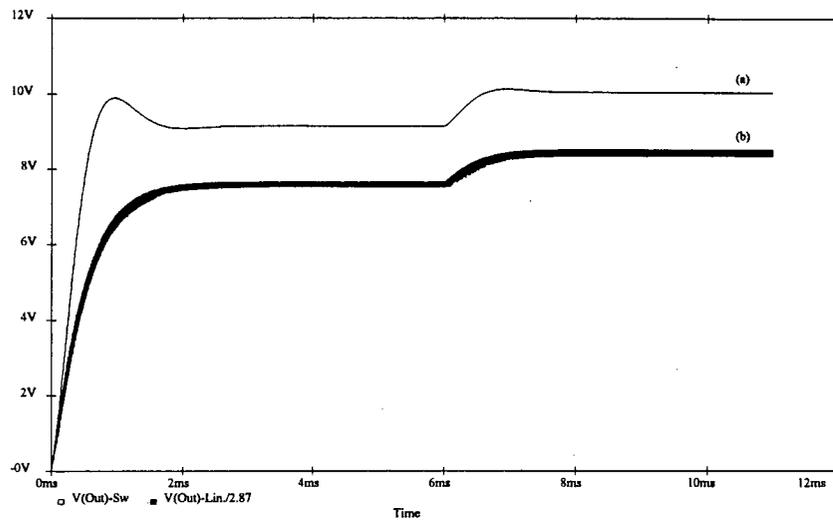


Fig.3.6 - Tensão de saída para o (a) Conversor Buck equivalente, modelo linear; (b) Conversor Weinberg, modelo chaveado.

Comparando-se a relação entre as variáveis tensão de saída ( $v_o$ ) e razão cíclica ( $d$ ) obtida, com a equação característica a sistemas de segunda ordem, obtém-se:

$$G(S) = K_S \cdot \frac{(S / w_z + 1)}{(S^2 / w_n^2 + 2\zeta / w_n \cdot S + 1)} \quad (3.19)$$

Onde:

$\zeta=0,63$  - Coeficiente de amortecimento;

$K_S=17,83$  - Ganho estático;

$w_n=3862,6 \text{ rad/s}$  - frequência natural não amortecida do sistema;

$w_z=12500 \text{ rad/s}$  - frequência do zero.

Um caso particular de tal função de transferência, relacionada ao conversor implementado, apresenta o diagrama de lugar das raízes mostrado a seguir:

De posse de tal diagrama (figura 3.7), verifica-se que um simples controlador proporcional poderia satisfazer as condições de estabilidade, uma vez que o conversor se apresenta completamente estável em toda a faixa de operação, e com determinado valor de ganho ( $G_{Real}=1,95$ ) pode-se torná-lo um sistema de segunda ordem sem sobre-sinal, alocando-se as raízes sobre o eixo real.

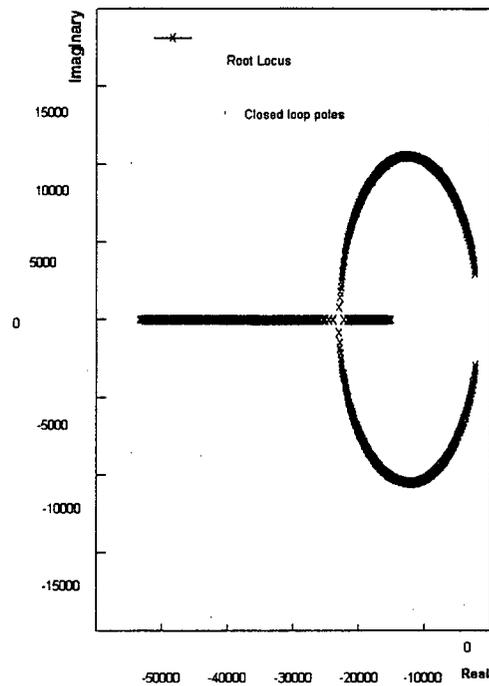


Fig.3.7 - Diagrama do lugar das raízes para o conversor Buck equivalente.

Na tentativa da redução do erro estático à excitação degrau, opta-se pela implementação de um controlador do tipo proporcional integrativo - PI, cuja topologia apresenta-se a seguir:

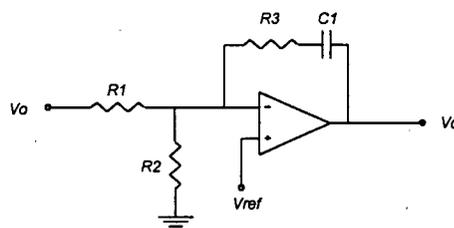


Fig.3.8 - Circuito do controlador PI.

O compensador apresenta como função de transferência característica:

$$R_v(S) = \frac{(R_3 \cdot C_1 \cdot S + 1)}{R_1 \cdot C \cdot S} \quad (3.20)$$

Utilizando-se como referência a Minuta Telebras [24], ora disponível, a qual fixa como tempo de resposta a faixa compreendida entre 25ms a 50ms, bem como sobre-sinal máximo de 8%, aliado ao fato da presença de singularidades cujas constantes de tempo associadas apresentavam-se com reduzido valor, fixando desta forma o tempo de resposta vinculado ao próprio conversor a faixa dos milésimos de segundos, optou-se pela alocação do zero referente ao controlador em uma faixa de frequência inferior ao próprio zero gerado pela resistência série equivalente do capacitor de saída. Com tal posicionamento, faz-se com que o laço

compreendido pelo controlador-processo aproxime-se da resposta de um sistema de primeira ordem. Para que isto ocorra, basta utilizar um ganho apropriado que faça com que as raízes aloquem-se sobre o eixo real, evitando-se e/ou limitando-se assim a ultrapassagem da tensão de saída quando submetido a um degrau aplicado à referência de tensão.

### **3.2.3. Projeto do Controlador**

De posse das expressões elaboradas na seção anterior apresenta-se o projeto do controlador para o conversor CC/CC. Inicialmente apresenta-se o modelo do conversor com base n

$$E_{sr}=100m\Omega; R_l=300m\Omega; r_e=0; R_{out}=2,59\Omega$$

$$L_{L1}=90\mu H; C_{out}=800\mu F$$

$$V_{in}=41,8; D=0,70; D'=0,30$$

Obtém-se:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \cong \frac{37,5 \cdot (8 \cdot 10^{-5} \cdot S + 1)}{(6,7 \cdot 10^{-8} \cdot S^2 + 3,3 \cdot 10^{-4} \cdot S + 1)} \quad (3.21)$$

Com:

$V_D=2,1$  Volts, conforme catálogo *CI-PWM-LM3525*. Pode-se então definir o bloco *PWM*.

Finalmente, pode-se identificar a função de transferência a ser desenvolvida pelo regulador de tensão. Alocando-se o zero referente ao regulador, aproximadamente na frequência de  $3000 \text{ Rad/s}$ . Pode-se então calcular:

$$R1=22K\Omega$$

Analisando-se a ação proporcional do conversor, além da tensão de referência e amostragem, calcula-se:

$$R3=10K\Omega$$

Obtém-se:

$$R2=1.5K\Omega$$

Calculando-se finalmente:

$$C1=47\eta F$$

Obtém-se então a função de transferência do controlador:

$$R_V(S) \cong \frac{(4,7 \cdot 10^{-4} \cdot S + 1)}{1,03 \cdot 10^{-3} \cdot S} \quad (3.22)$$

O Diagrama de Bode do Regulador associado ao conversor é então apresentado na figura 3.9:

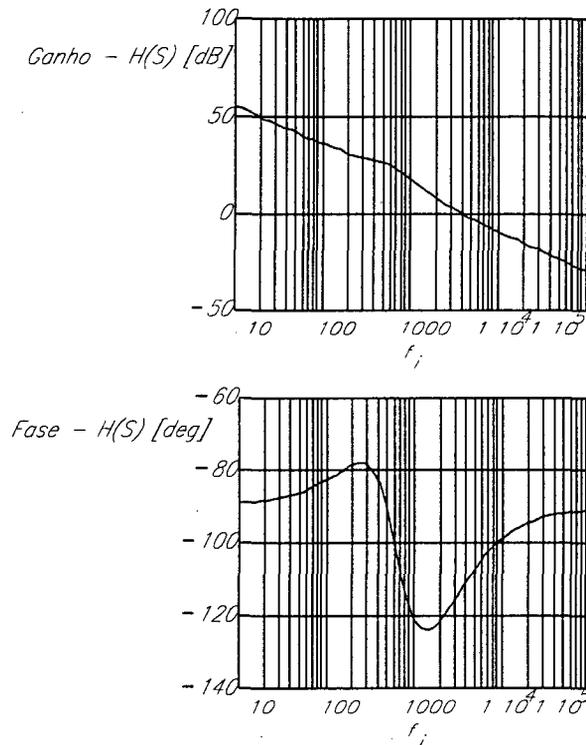


Fig.3.9 - Diagrama de Bode de módulo e fase do conversor Buck equivalente associado ao controlador.

### **3.3. Implementação - Comando, Controle e Proteção**

O dispositivo adotado como elemento de comando trata-se do circuito integrado *LM3525*, componente este responsável pela ação de comando, controle e proteção. Através da seleção de componentes conectados ao circuito define-se sua frequência de operação do oscilador (*50kHz*), além da definição de um tempo nulo, ou *tempo morto*, entre o disparo de cada interruptor, que no caso específico será eliminado, devido à estratégia de controle adotada. O conversor em estudo, conforme anteriormente mencionado, deve operar no modo *Buck*, sendo que nesta etapa cada interruptor atua durante um tempo máximo de *50%*. Porém, quando da presença de reduzido nível de tensão de entrada poderia o elemento de comando, se

necessário, atuar com ambos os interruptores simultaneamente, justificando-se desta forma a eliminação do *tempo nulo*.

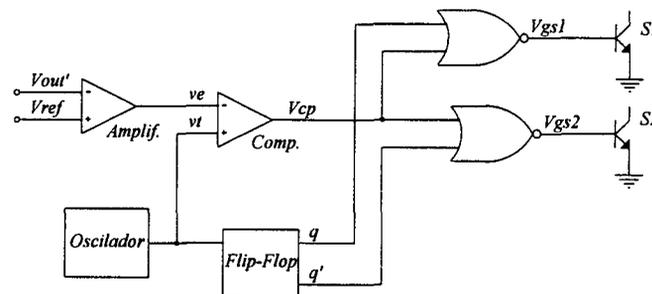


Fig.3.10 - Diagrama de geração de pulsos de comando do integrado LM3525.

O integrado *LM3525* possui também possibilidade de partida progressiva. Tal atuação torna-se imprescindível quando da implementação de uma fonte chaveada, caso contrário elevados níveis de corrente durante a etapa de partida poderiam gerar elevados níveis de saturação nos elementos magnéticos, ultrapassagem de tensão, além da própria destruição dos interruptores. Tal atuação progressiva pode ser controlada via seleção do componente conectado ao pino 8.

A robustez do conversor, já mencionada, é assegurada via implementação do circuito de proteção contra sobrecorrentes. Tal circuito compõe-se basicamente por um sensor do nível de corrente dos interruptores, implementado através de um par de toróides associados ao primário do transformador *Push-Pull*, e um *tiristor*, o qual é disparado caso a tensão de *gate* ultrapasse um nível limite, acionando-se assim o circuito de proteção (*shutdown*), eliminando o pulso de controle dos interruptores, retornando à operação quando da reinicialização da fonte.

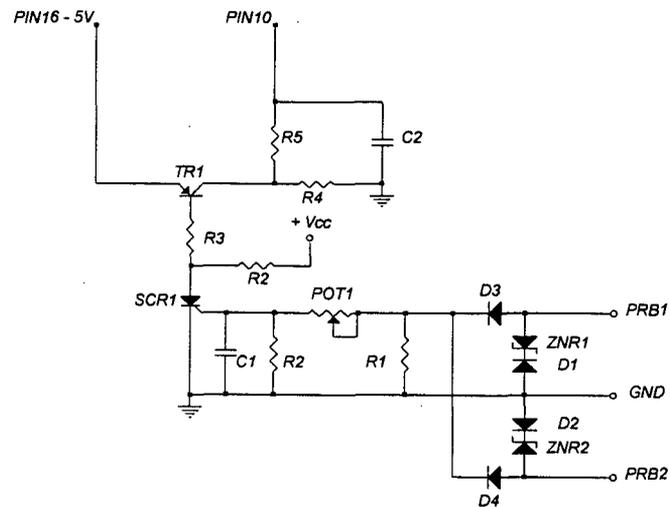


Fig.3.11 - Circuito de proteção contra sobrecorrentes.

O elemento a ser implementado, conversor aditivo, possui certa particularidade quando de sua operação. Caso opere com elevado nível de tensão de entrada, o elemento responsável pela geração do diferencial de tensão (*Weinberg*) deve permanecer inoperante, muito embora seu controle deva atuar, monitorando a tensão de saída. Devido a tal fenômeno deve-se tomar certos cuidados quando da geração da tensão de alimentação de controle. O circuito a ser implementado possui como fonte auxiliar de alimentação uma fonte linear, derivada da tensão de bateria, aliada a um par de enrolamentos auxiliares, conectados ao transformador *Push-Pull*, conforme figura 3.12. Garante-se assim a operacionalidade do controle.

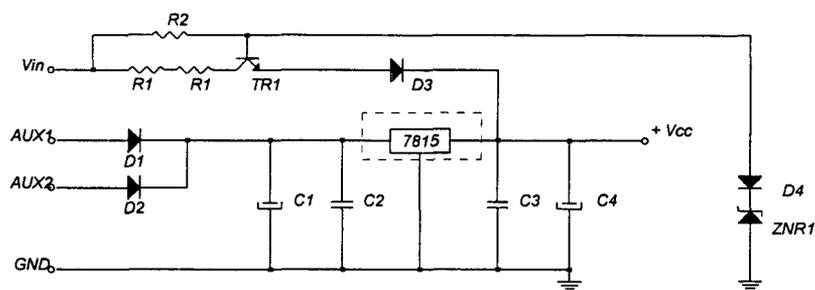


Fig.3.12 - Circuito de fonte de alimentação do comando.

Finalmente, objetivando-se a amplificação da corrente injetada ao *gate* do interruptor, implementa-se um circuito de disparo ao *MOSFET*, tradicionalmente utilizado.

O diagrama completo do circuito de comando, controle e proteção é então apresentado, na figura 3.13.

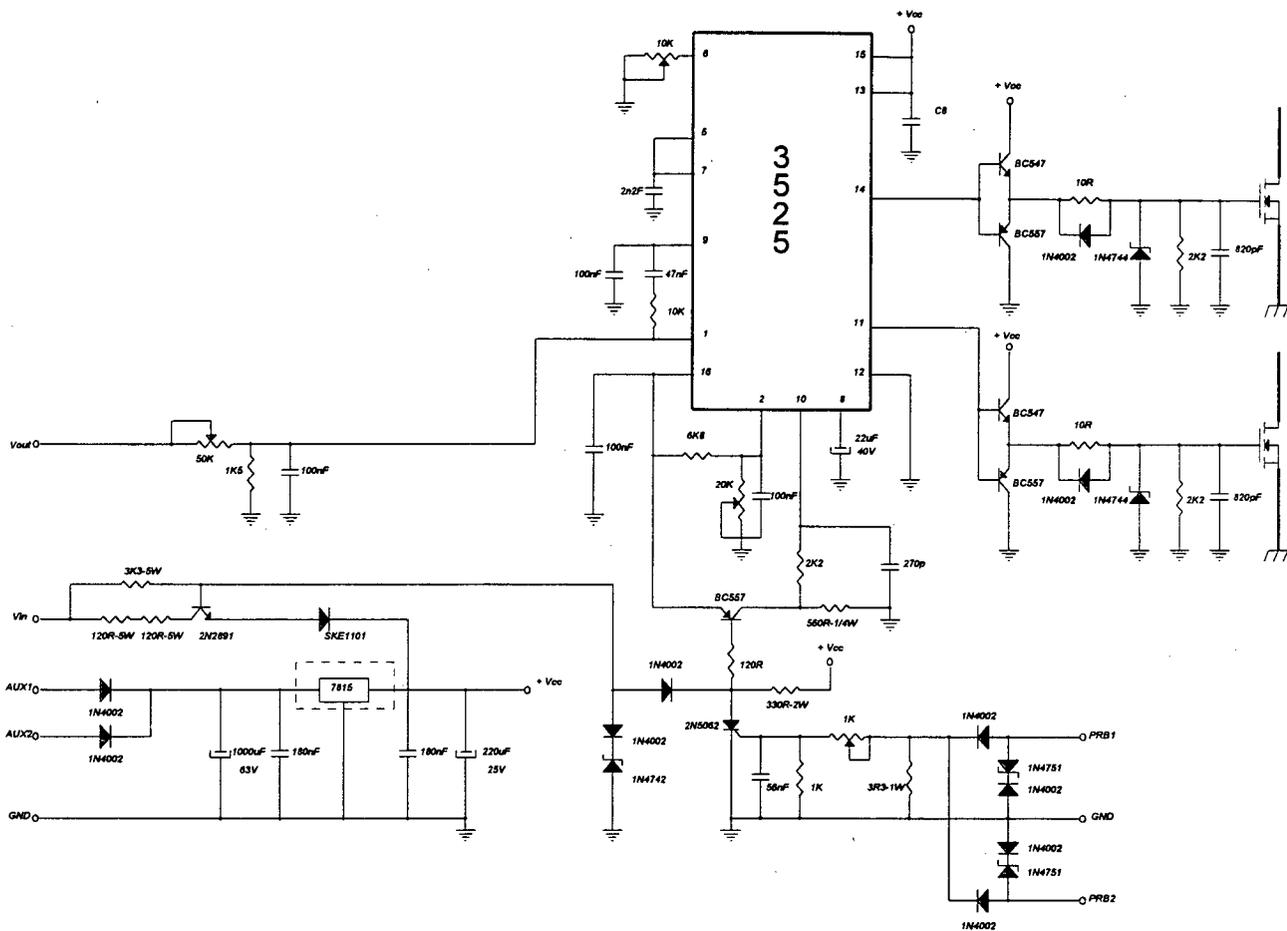


Fig.3.13 - Circuito de comando, controle e proteção implementado.

### 3.4. Conclusões

Apresentou-se neste capítulo os circuitos de comando, controle e proteção.

Verifica-se que o circuito de comando é de fácil implementação, utilizando-se de componentes de fácil aquisição no mercado nacional. Da mesma forma, os circuitos de proteção e fonte, são comumente utilizados em fontes chaveadas convencionais, comprovando-se assim sua eficiência.

Utiliza-se como elemento principal de comando o circuito linear *CI-LM3525*, o qual é responsável pela geração dos pulsos de comando e controle.

A regulação da tensão de saída é implementada via ação de uma malha de controle. Durante o projeto do controlador a tensão de entrada é suposta constante e o sistema projetado

para manter a tensão de saída no valor desejado, mesmo na presença de perturbações devidas a variações na carga ou tensão de entrada, via variação da razão cíclica.

O conversor proposto (*Weinberg*) pode ser modelizado através da chave *PWM* no modo de condução contínua, pois apresenta características estáticas semelhantes a do conversor *Buck* convencional.

A proteção dos interruptores é implementada através da amostragem da corrente de entrada do transformador *Push-Pull*.

## Capítulo 4

### Conversor Aditivo - Weinberg - Experimentação

#### 4.1. Introdução

Neste capítulo apresentam-se resultados experimentais obtidos via implementação de um protótipo para a topologia aditiva, implementada via conversor de *Weinberg*, com potência processada da ordem de *200Watts*.

Conforme anteriormente projetado, tal conversor possui tensão de saída regulada de *49,5Volts* e fornece uma corrente de carga de *25Ampères*, totalizando-se uma potência disponível da ordem de *1250Watts*.

Analisa-se as principais formas de onda, característica de saída e rendimento da estrutura, bem como a operacionalidade da atuação de diversos elementos em paralelo a fim de verificar e/ou corrigir a operação destes.

#### 4.2. Diagrama do Conversor Aditivo

O circuito referente à topologia aditiva, a ser implementado via conversor de *Weinberg* é apresentado na figura 4.1:

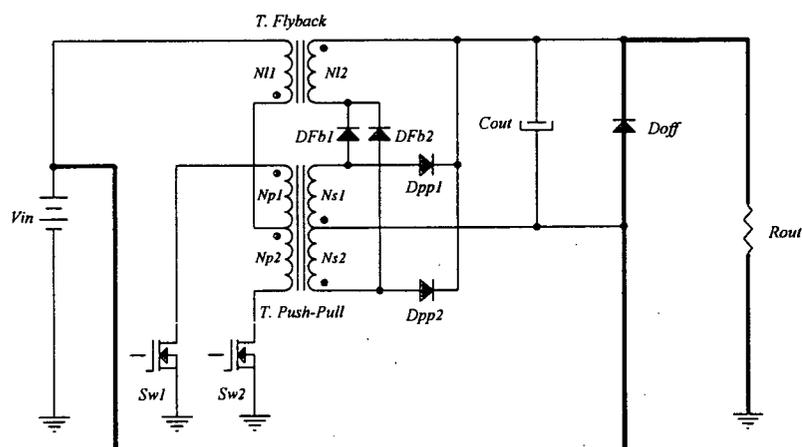


Fig. 4.1 - Diagrama completo da topologia aditiva, utilizando-se o conversor de Weinberg.



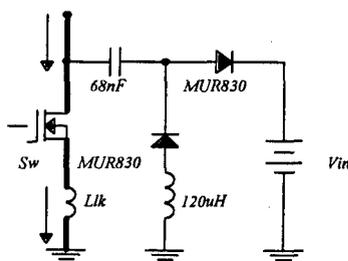


Fig.4.3 - Topologia do snubber não dissipativo implementado.

#### 4.5. Principais Formas de Onda

As principais formas de onda obtidas via aquisição em osciloscópio digital, referem-se à estrutura em estudo operando no ponto crítico, ou seja mínima tensão de entrada e máxima corrente de saída. Tendo como objetivo facilitar a análise da operação do conversor, dentro do possível, todas as aquisições efetuadas encontram-se sincronizadas, possibilitando desta forma a análise conjunta.

Inicialmente apresenta-se a tensão e corrente referentes ao interruptor principal (*APT4020-01*), figura 4.4.

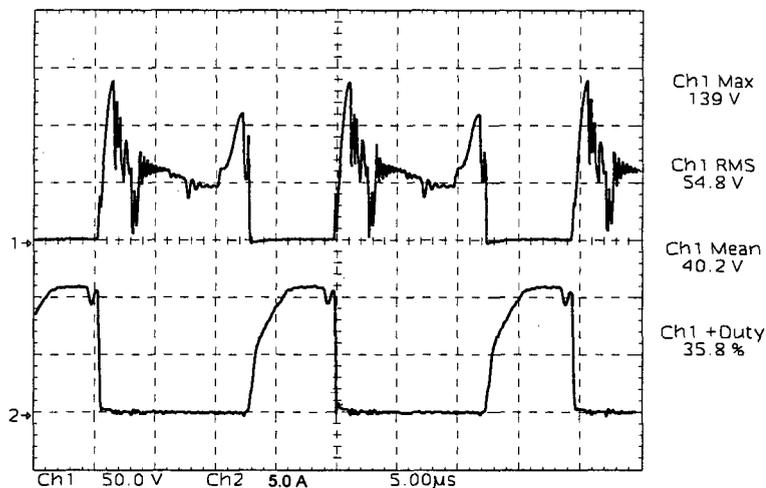


Fig.4.4 - Tensão e corrente através do interruptor.

Apresenta-se também o sinal de comando deste interruptor, figura 4.5.

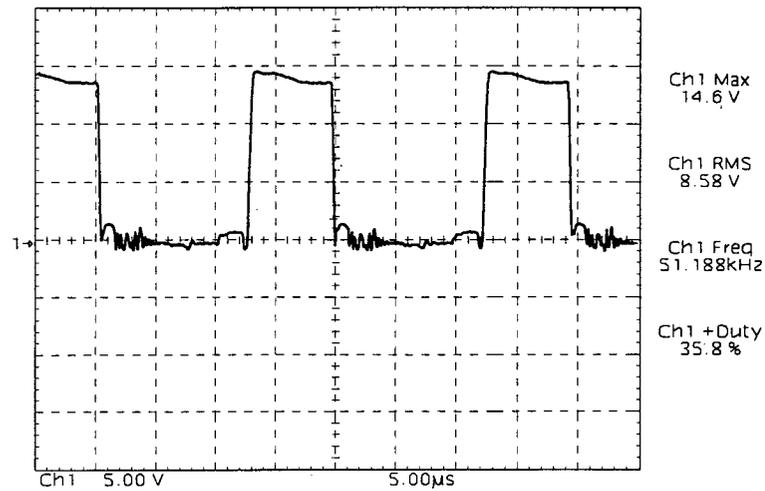


Fig.4.5 - Sinal de comando do interruptor.

Constata-se, a priori, o perfeito funcionamento da estrutura, especialmente no que se refere à atuação do circuito de auxílio à comutação. Verifica-se que a tensão aplicada sobre o interruptor possui níveis levemente superiores aos obtidos via simulação, sendo estes justificados por valores superiores de indutâncias parasitas quando de sua implementação.

Analisando-se então os diodos *Push-Pull*, obtém-se os resultados apresentados na figura 4.6.

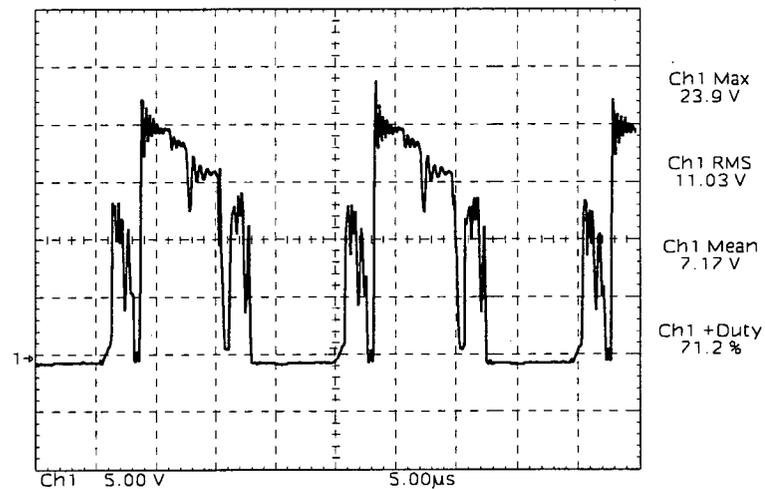


Fig.4.6 - Tensão nos diodos *Push-Pull*.

Em relação aos diodos *Flyback*, verifica-se os resultados são apresentados na figura 4.7.

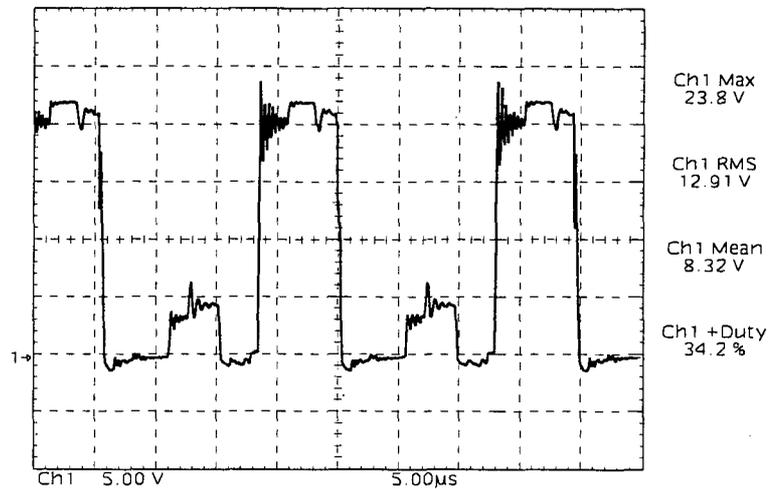


Fig.4.7 - Tensão nos diodos Flyback.

Conforme resultados anteriores, as tensões aplicadas sobre os diodos retificadores do secundário possuem, em relação aos resultados obtidos via simulação, maiores níveis de oscilações, como consequência de maiores níveis de indutâncias parasitas, aliado ao fato de se operar com maiores níveis de corrente.

Combate aos parâmetros parasitas, aliado à dispositivos com menores tempos de recuperação, poderiam ser utilizados na tentativa de redução destes fenômenos. Cita-se ainda como passível de análise os dispositivos de retificação síncrona [10].

Analisando-se então as correntes referentes aos enrolamentos primário e secundário do transformador *Flyback*, obtém-se a forma de onda de corrente apresentada na figura 4.8:

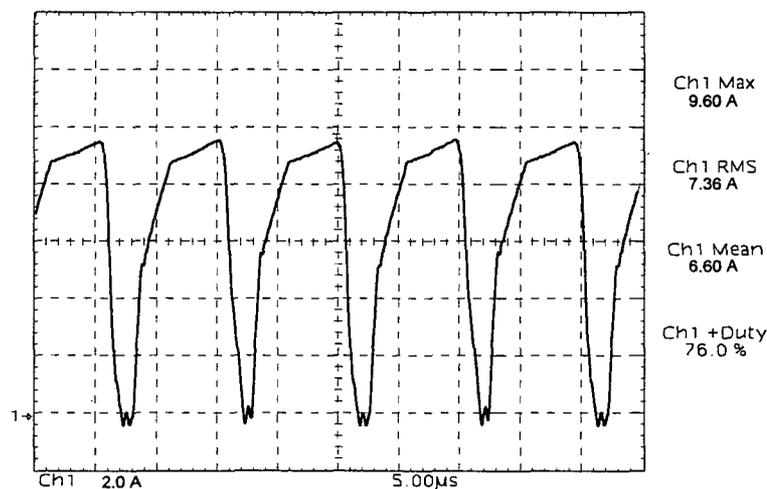


Fig.4.8 - Corrente primária do transformador Flyback.

Constata-se claramente a ocorrência de fenômenos relacionados aos elementos parasitas.

Conforme anteriormente previsto, efetiva-se durante o período de comutação etapas de operação inicialmente desconsideradas, validando-se desta forma a análise relacionada aos parâmetros parasitas.

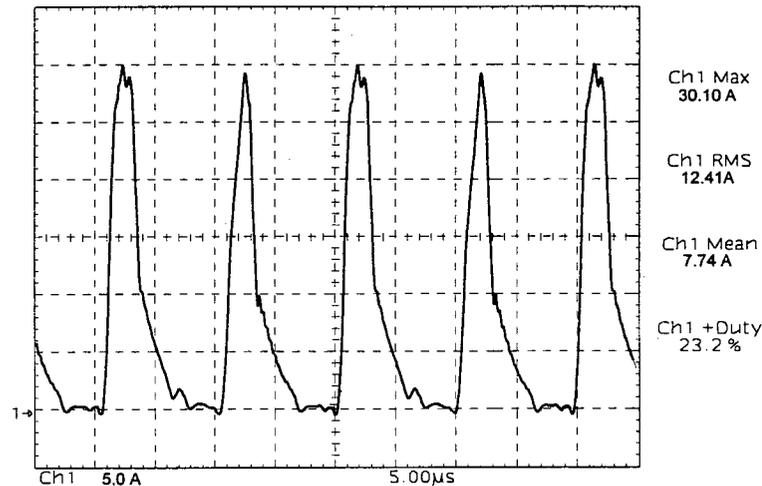


Fig.4.9 - Corrente secundária do transformador *Flyback*.

Analisando-se o tempo de transferência de energia da etapa *Flyback*, constata-se que tal grandeza possui níveis superiores aos anteriormente projetados, obtendo-se desta forma, um rendimento inferior ao anteriormente mencionado.

Analisa-se então o transformador *Push-Pull*. Verifica-se, via figura 4.10 e 4.11, as tensões sobre os enrolamentos primário e secundário do transformador *Push-Pull*, respectivamente.

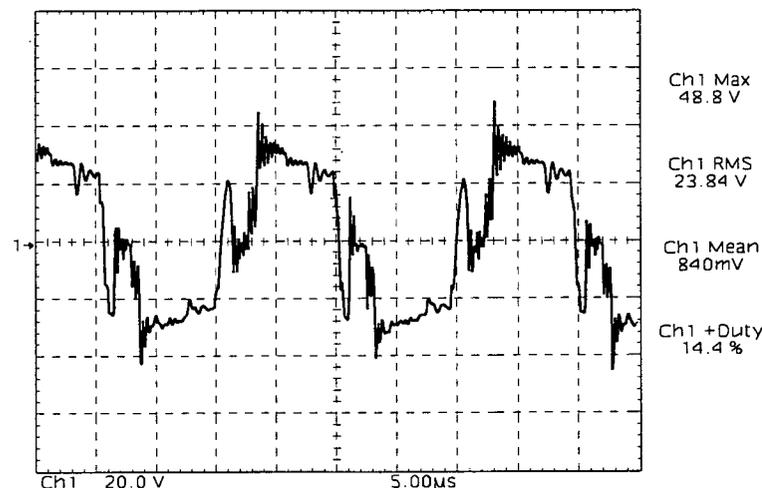


Fig.4.10 - Tensão sobre o primário do transformador *Push-Pull*.

Novamente fenômenos parasitas impedem a clara observância do funcionamento da estrutura. Observa-se que durante o período de comutação, o enrolamento em questão permanece inicialmente sob tensão reversa, para que posteriormente os diodos *Flyback* assumam a corrente de carga e consequentemente anulem a tensão aplicada ao enrolamento durante a etapa de reset do transformador.

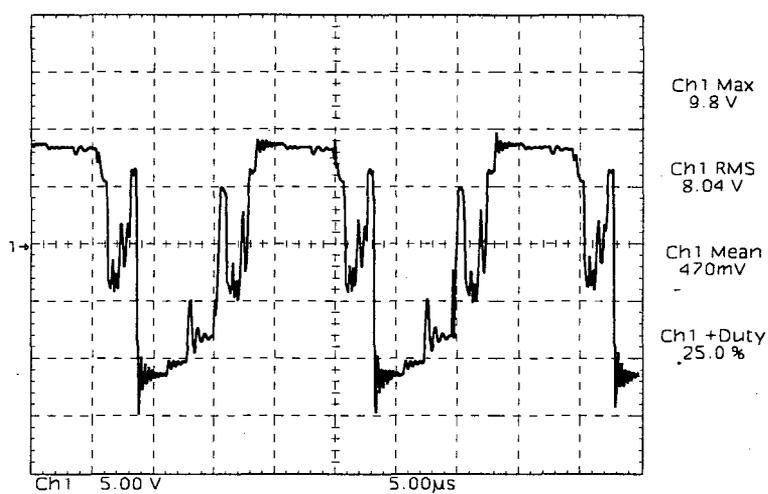


Fig.4.11 - Tensão sobre o secundário do transformador *Push-Pull*.

Nas figuras 4.12 e 4.13 verificam-se as tensões sobre os enrolamentos primário e secundário do transformador *Flyback*, respectivamente.

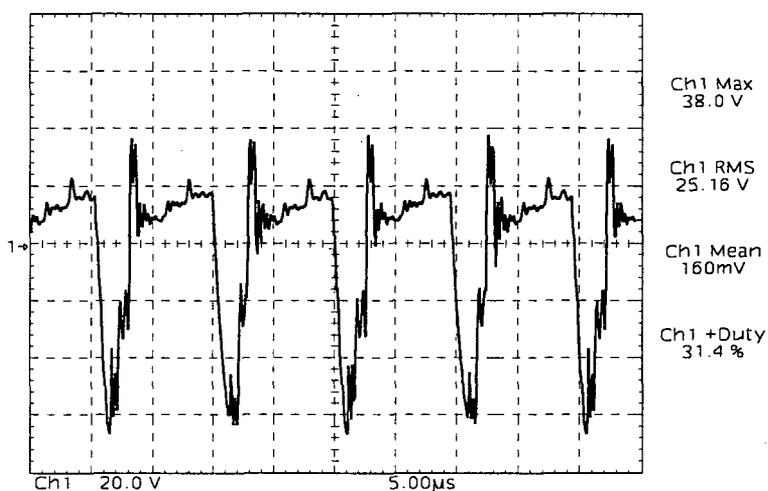


Fig.4.12 - Tensão sobre o primário do transformador *Flyback*.

Constata-se a operação conforme anteriormente projetado.

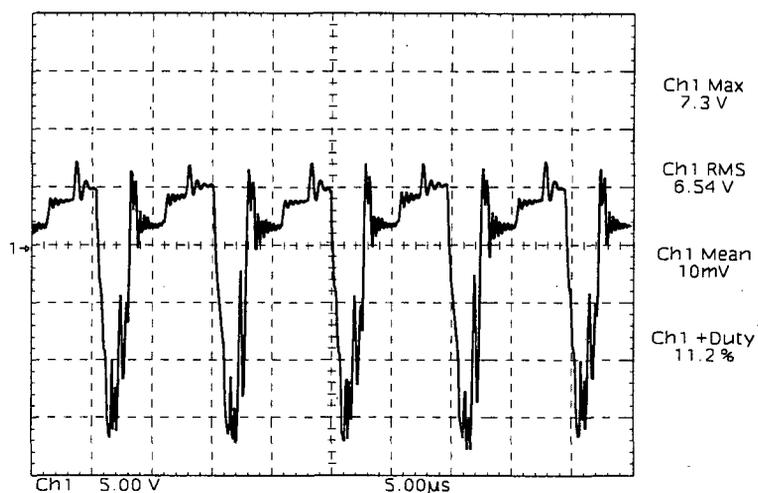


Fig.4.13 - Tensão sobre o secundário do transformador Flyback.

Reapresentando-se a corrente do interruptor, conforme figura 4.14, verifica-se mais claramente informações úteis ao projeto do circuito de auxílio à comutação, além da própria seleção do interruptor.

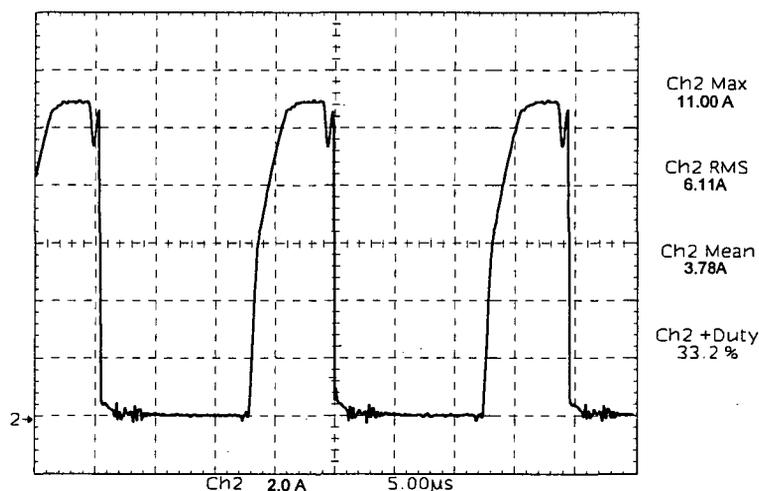


Fig.4.14 - Corrente através do interruptor.

Apresenta-se a seguir (figuras 4.15 e 4.16) as formas de onda de tensão e corrente sobre o interruptor durante o disparo e bloqueio. Apresenta-se inicialmente as formas de onda relacionadas ao disparo do interruptor, obtendo-se:

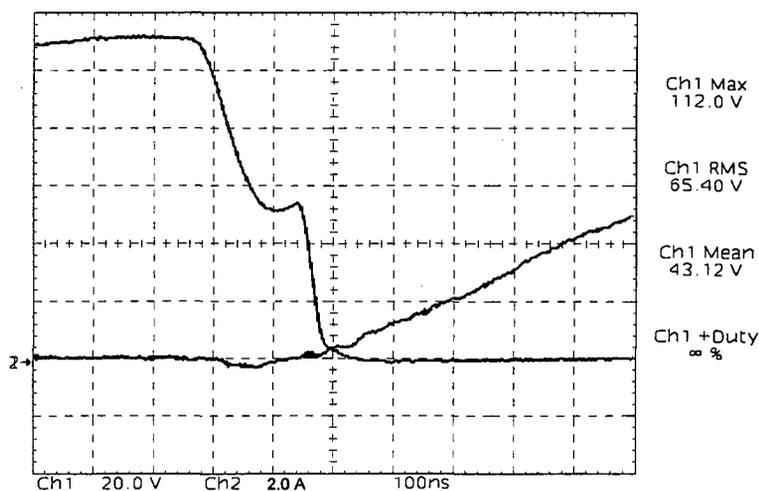


Fig.4.15 - Tensão e corrente sobre o interruptor, referente ao disparo.

Apresenta-se a seguir algumas formas de onda utilizadas na análise do instante de bloqueio do interruptor principal (APT4020-01).

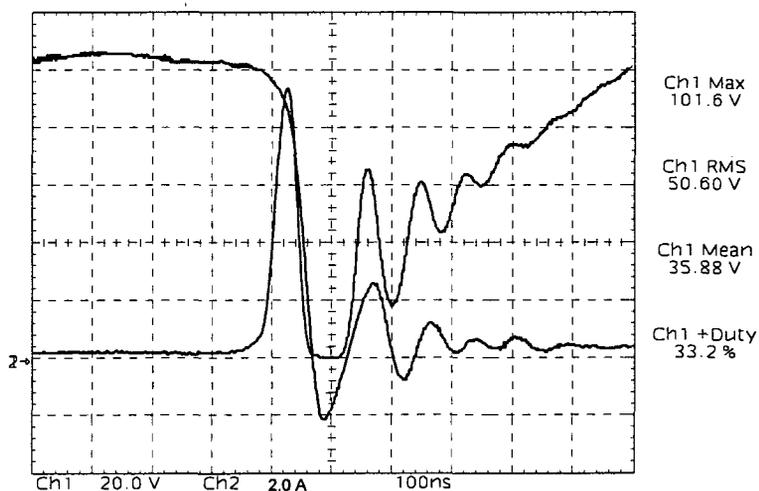


Fig.4.16 - Tensão e corrente sobre o interruptor, referente ao bloqueio.

Conforme projeto, constata-se que as perdas nos interruptores constituem-se basicamente por perdas devido à resistência série, tendo em vista que sua entrada em condução é controlada pela atuação da indutância *Flyback* e quanto ao bloqueio possui-se a ação do circuito snubber não dissipativo.

Analisa-se então, via figuras 4.17 e 4.18, o comportamento do circuito snubber. Apresenta-se a tensão sobre o capacitor snubber e a corrente sobre o indutor ressonante, respectivamente.

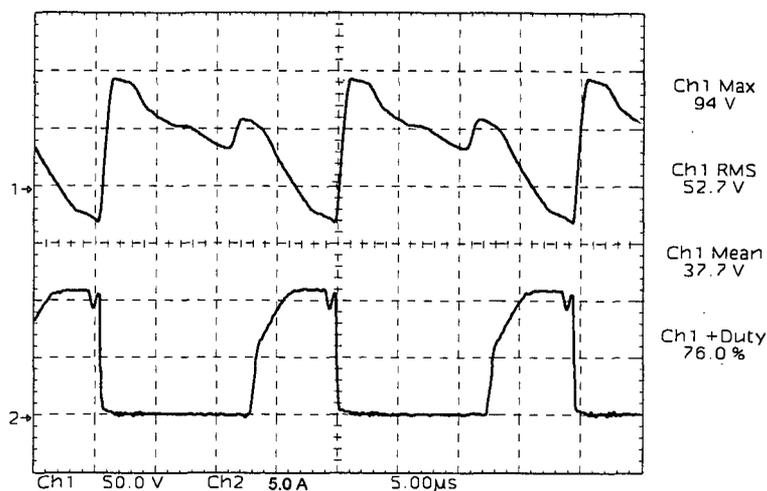


Fig.4.17 - Tensão sobre o capacitor snubber e corrente do interruptor.

Nota-se que efetivamente ocorre uma atuação conjunta entre ambos os dispositivos de auxílio à comutação, porém os valores fixados quando do projeto são mantidos garantindo-se assim seu funcionamento.

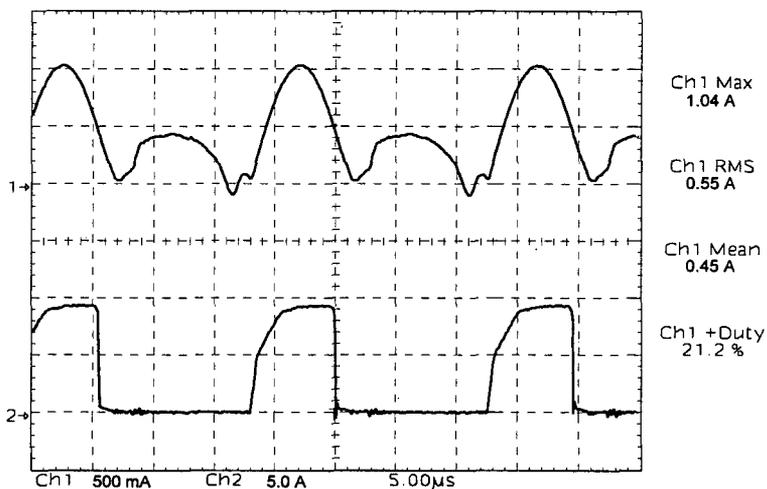


Fig.4.18 - Corrente sobre o indutor snubber e corrente do interruptor.

Apresenta-se a seguir, figura 4.19, a tensão e corrente através do interruptor durante um curto-circuito aplicado à carga.

Observa-se que embora a corrente comutada sofra um pequeno incremento o circuito de proteção atua em um tempo relativamente pequeno e efetivamente poupa o interruptor, permanecendo o sistema inoperante até que sofra um religamento. Convém ressaltar que o circuito implementado visa a proteção do conversor, tornando-se inviável em um curto circuito franco à carga, devido a presença do diodo componente do circuito aditivo (*Doff*).

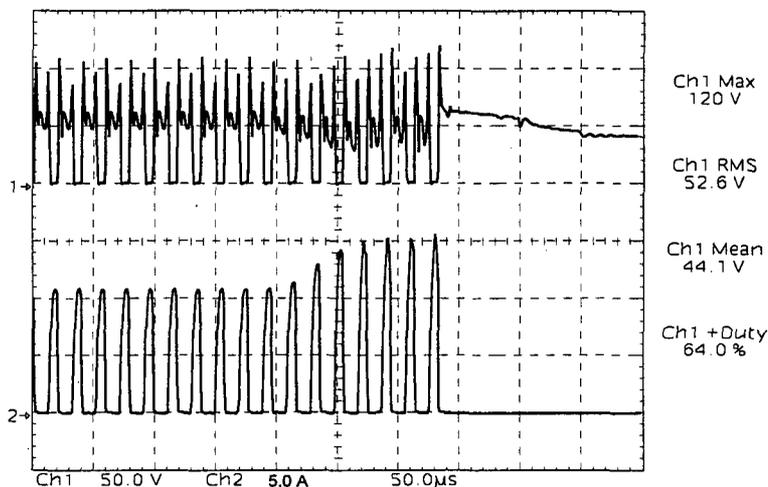


Fig.4.19 - Tensão e corrente sobre o interruptor durante um curto circuito.

Analisando-se então a atuação do conversor em malha fechada, inicialmente apresenta-se o transitório de partida, via figura 4.20.

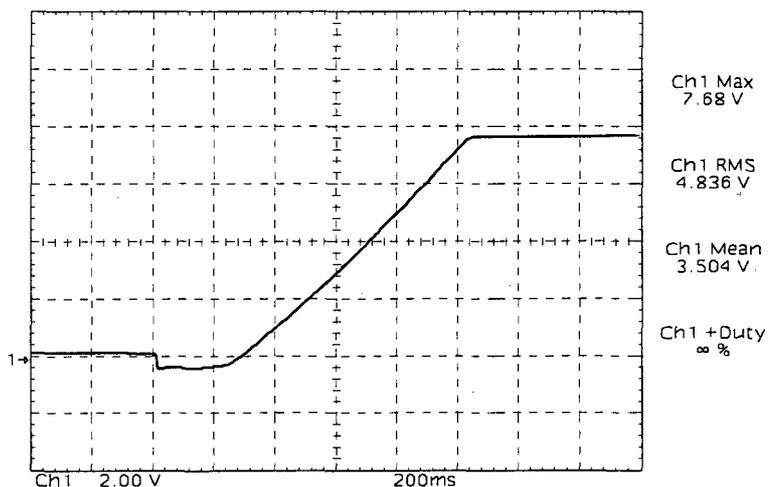


Fig.4.20 - Transitório de tensão de saída durante a partida : análise de partida progressiva.

Verifica-se o perfeito funcionamento do circuito de partida progressiva, evitando-se um possível sobre-sinal de tensão, além da elevação da confiabilidade do sistema devido à redução dos transitórios de tensão e corrente. Nota-se que durante o instante inicial de partida, o conversor possui uma pequena tensão *reversa* na saída, fruto da condução do diodo paralelo à saída do conversor de *Weinberg (Doff)*. Convém ressaltar que tal nível de potencial deve ser mantido dentro de valores reduzidos, tendo em vista que esta tensão tende a polarizar reversamente o grupo de capacitores de saída. Lembrando-se que tal elemento compõe-se

basicamente por capacitores do tipo eletrolítico, tal nível de tensão reversa não deveria, em tese, ser superior a 2 Volts.

Quanto ao transitório de desligamento não se verifica nenhum problema significativo com a descarga do capacitor de filtro.

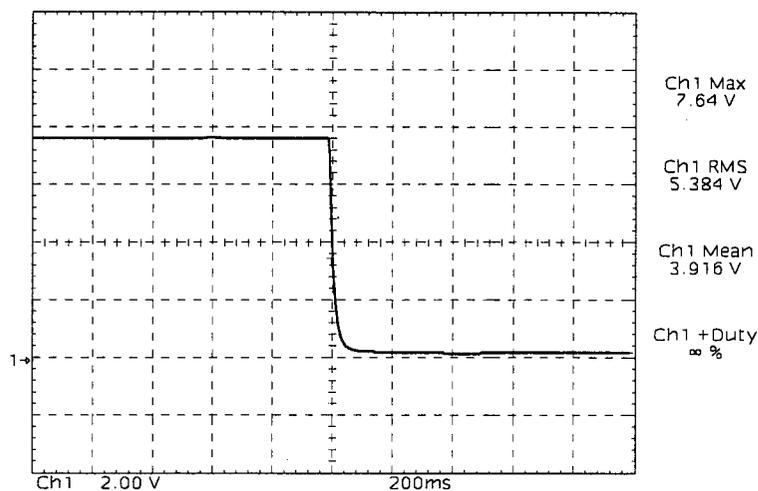


Fig.4.21 - Transitório de tensão de saída durante o desligamento.

Analisa-se então a atuação da malha de controle mediante a aplicação de um degrau de carga.

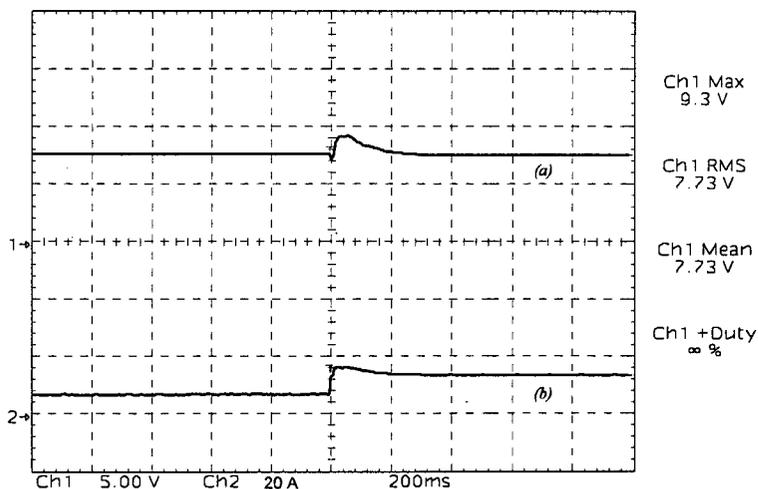


Fig.4.22 - Resposta do conversor ao degrau de carga;

(a) - Tensão de saída; (b) - Corrente de saída.

Verifica-se claramente a resposta de um sistema do tipo de segunda ordem, devido ao sobre-sinal aparentemente sem erro estático. Embora o sobre-sinal possa parecer significativo

em primeira análise, tal grandeza reflete-se a carga diluidamente, devido a topologia aditiva. O tempo de resposta apresenta-se consideravelmente maior do que o valor de projeto.

Aparentemente, o ganho adotado para o controlador não se apresenta suficiente para alojar as singularidades do sistema sobre o eixo *Real*, além do fato da metodologia de projeto do controlador não ter sido otimizada. Supõe-se durante tal projeto que as singularidades geradas pelo conversor possuam frequência constante, embora saiba-se que tal processo não é absoluto. Porém, devido a ausência de maiores especificações manteve-se tal controle ajustado a este ponto de operação.

Finalmente, a atuação simplificada do conversor aditivo em diversas etapas de operação é apresentada na figura 4.23. Inicialmente, mediante elevada tensão de entrada, a fonte fornece energia diretamente à carga. Na *etapa 02*, a tensão de barramento tende a decrescer, quando então o conversor gera um diferencial de tensão mantendo inicialmente a tensão de saída. Finalmente, a proteção de sobrecarga atua eliminando novamente a atuação do conversor.

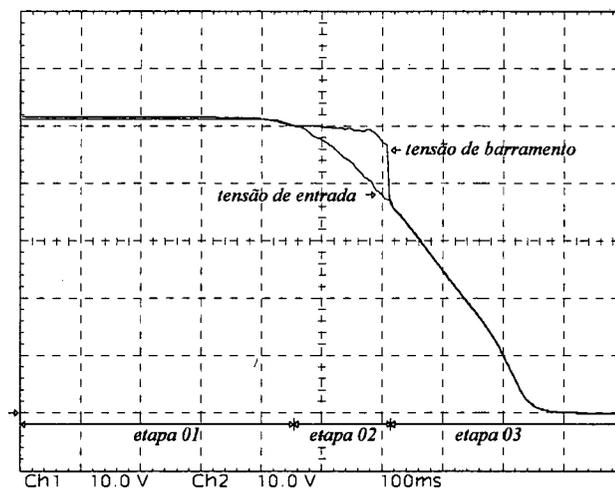


Fig.4.23 - Etapas de funcionamento.

#### **4.6. Análise Térmica**

Alguns fabricantes indicam como temperatura aceitável de junção a faixa de  $100$  à  $150^{\circ}\text{C}$  [30]. Na tentativa de ampliar o tempo médio entre falhas (*MTBF*) da estrutura, adotou-se  $100^{\circ}\text{C}$  como temperatura limite de junção e  $40^{\circ}\text{C}$  como temperatura ambiente. Efetuou-se

em laboratório a análise de transiente térmico da estrutura, conforme figura 4.24, mantendo-se a temperatura ambiente aproximadamente estável.

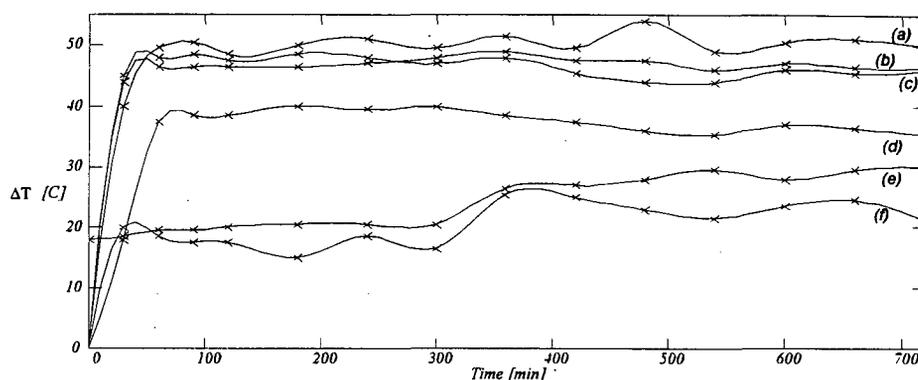


Fig.4.24 - Comportamento do incremento de temperatura; (a) - Transformador Push-Pull; (b) - Dissipador dos diodos Flyback e Push-Pull; (c) - Dissipador dos interruptores; (d) - Transformador Flyback; (f) - Indutor snubber e (e) - Temperatura ambiente.

Realizando-se uma análise comparativa, entre os valores determinados no item 2.2 e os valores obtidos, comprova-se a validade do projeto desenvolvido. Verifica-se que o transformador *Push-Pull* trata-se do elemento crítico quanto a análise térmica, especialmente devido ao fato deste elemento processar a maior parcela de potência.

Finalmente, após análise individual das perdas nos componentes, pode-se prever o rendimento teórico da estrutura. Totalizando-se as perdas, obtém-se um rendimento teórico aproximado de 78,4%. A característica de eficiência obtida experimentalmente é também apresentada a seguir, confirmando-se assim as estimativas.

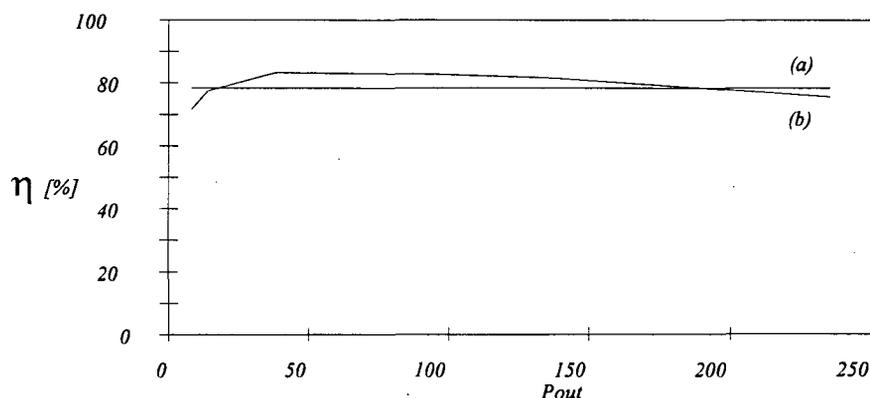


Fig.4.25 - Comportamento do rendimento do conversor; (a) - teórico; (b) - experimental.

#### 4.7. Análise da Associação em Paralelo

Objetivando-se a associação em paralelo, determinou-se a característica de saída do conversor operando em malha aberta. O conversor apresenta característica de saída do tipo fonte de tensão. Tal característica, do tipo *tombante*, facilitaria a associação dos conversores auxiliando no processo de divisão de corrente.

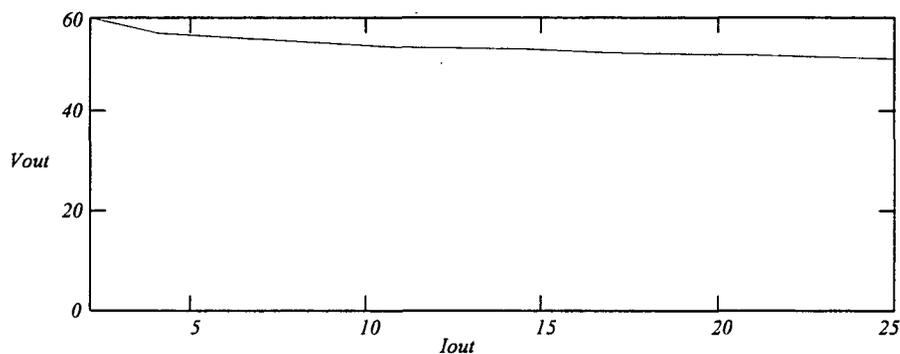


Fig. 4.26 - Comportamento da tensão de saída em malha aberta.

Finalmente, associando-se um par de conversores em paralelo, constata-se uma parcial divisão de corrente, sendo aparentemente prejudicada para reduzidos níveis de corrente, o que não caracterizaria significativo empecilho à tal associação.

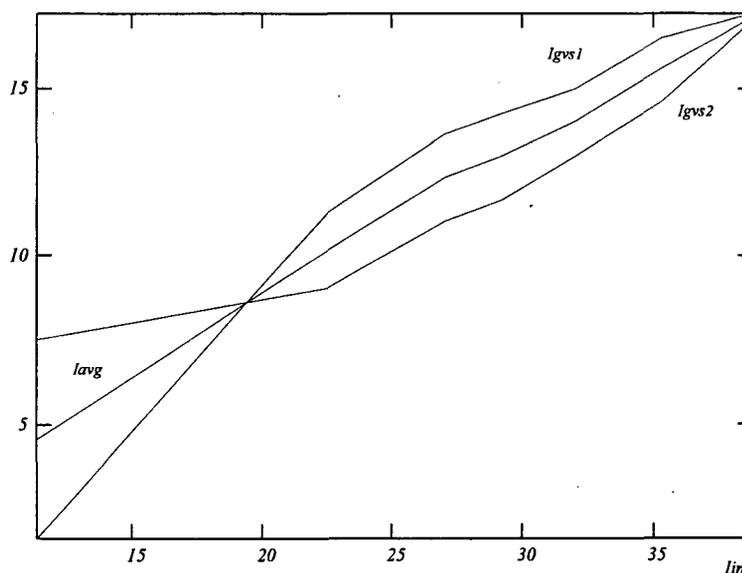


Fig. 4.27 - Comportamento da divisão de corrente na associação em paralelo;  
 ( $I_{gs1}$ ) - Corrente de saída do conversor I; ( $I_{gs2}$ ) - Corrente de saída do conversor II;  
 ( $I_{avg}$ ) - Valor médio da corrente de saída.

## **4.8. Conclusões**

Através dos resultados experimentais, observa-se a validade do estudo analítico e do projeto elaborado. Observou-se a concordância entre formas de onda práticas, teóricas e obtidas via simulação.

Os níveis de temperatura obtidos nos elementos foram considerados satisfatórios e seguros.

Obteve-se um rendimento mínimo da ordem de 78%, comprovando-se as expectativas, sendo que as perdas devem-se em grande parte à própria perda em condução dos interruptores, diodos e dos próprios elementos magnéticos, devido aos elevados níveis de corrente existentes.

Cita-se como principal fonte de problemas as indutâncias parasitas, gerando oscilações e elevados níveis de tensão nos interruptores. Combate aos parâmetros parasitas, aliado à dispositivos com menores tempos de recuperação, poderiam ser utilizados na tentativa de redução destes fenômenos. Cita-se ainda como passível de análise os dispositivos de retificação síncrona [10]. Algumas técnicas, como a intercalação dos enrolamentos, poderiam ter sido empregadas, embora sua implementação torna-se dificultosa neste caso específico, devido ao reduzido número de espiras, característico do nível de tensão empregado.

O circuito grampeador apresentou-se funcional e robusto.

O circuito compensador apresentou-se estável em toda faixa de operação, embora presume-se certa deficiência em tal elemento, sendo este merecedor de futuros estudos. Quanto à operação em paralelo dos conversores, constata-se uma parcial divisão de corrente, sobretudo em elevados níveis de corrente. Sugere-se maiores estudos relacionados ao comando e sua atuação quando da associação em paralelo.

## Conclusão Geral

Via utilização da topologia aditiva, aliada ao conversor de *Weinberg*, gerou-se um dispositivo capaz de elevar a qualidade de tensão fornecida por baterias empregadas em centrais telefônicas. Característico da topologia aditiva adotada, processa-se somente uma pequena parcela da energia entregue à carga.

Apresenta-se neste trabalho as etapas de operação em regime permanente, determinação das principais grandezas destinadas ao projeto e implementação, simulações numéricas e posteriores resultados experimentais validando-se assim a metodologia adotada.

O conversor caracteriza-se por apresentar saídas isoladas galvanicamente, via transformador de alta frequência, ausência de desbalanceamento de fluxo, característico da topologia *Push-Pull*, além da ausência do indutor de filtragem.

O conversor implementado apresenta rendimento da ordem de 78%, embora as perdas apresentem-se diluídas quando da adoção da topologia aditiva. Pois conforme anteriormente citado, processar-se-á tão somente uma pequena parcela da potência entregue a carga. Apresenta-se como ponto crítico a desfavorável relação tensão×corrente necessária.

Visando-se a possível elevação de frequência e conseqüente compactação, recomenda-se a utilização de topologias de comutação suave [10], especialmente em topologias de elevado nível de corrente.

O efeito de indutâncias parasitas representam a principal fonte de problemas, devendo ser combatidas. O circuito de auxílio à comutação utilizado deve ser melhor investigado.

O trabalho apresentado reúne grande quantidade de conceitos conhecidos até então inexplorados industrialmente.

Finalmente, o conversor implementado possui interessantes vantagens quanto à industrialização, quais sejam: reduzido número de componentes, simplicidade, robustez, obtida via amostragem magnética da corrente processada, além da estabilidade em toda faixa de operação.

Quanto ao paralelismo obteve-se considerável êxito, embora maiores estudos relacionados à atuação do controle em operação simultânea sejam indicados.

Há de se efetuar futuros estudos quanto à possibilidade da utilização da estrutura na correção de fator de potência, enfocando-se especialmente a atuação do conversor em toda faixa de operação: *Modo de Não sobreposição - Buck* e *Modo de Sobreposição - Boost*.

## Referências Bibliográficas

- [01] Weinberg, A.H.; Boldó, P.R.. "A High Power, High Frequency, DC-to-DC Converter for Space Applications". Proceedings IEEE - Power Electronics Specialists Conference Rec., pp.: 1140-1147 - 1992.
- [02] Redl, R.; Sokal, N.O.. "Push-Pull Current-Fed Multiple-Output Regulated Wide-Input-Range DC/DC Power Converter with only one Inductor and with 0 to 100% Switch Duty Ratio: Operation at Duty Ratio below 50%". Proceedings IEEE - Power Electronics Specialists Conference Rec., pp.: 204-212 - 1981.
- [03] Thottuvellil, V.J.; Wilson, T.G.; Owen, H.A.Jr.. "Analysis and Design of a Push-Pull Current-Fed Converter Topology". Proceedings IEEE - Power Electronics Specialists Conference Rec., pp.: 192-203 - 1981.
- [04] Weinberg, A.H.. "A Boost Regulator with a New Energy-Transfer Principle". Proceedings of the Spacecraft Power Conditioning Electronics Seminar, pp.: 115-122 - 1974.
- [05] Vorpérian, V.. "Simplified Analysis of PWM Converters using the Model of the PWM Switch". Proceedings Virginia Power Electronics Center, pp.: 1-30 - 1989.
- [06] Mattson, G.; Segar, L.. "Protective Circuit for Semi-Conductor Switch". U.S. Patent 3, 818, 311 - 1974.
- [07] Domb, M.; Redl, R.; Sokal, N.O.. "Nondissipative Turn-Off Snubber Alleviates Switching Power Dissipation, Second-Breakdown Stress and  $V_{CE}$  Overshoot: Analysis Design Procedure and Experimental Verification". Proceedings IEEE - Power Electronics Specialists Conference Rec., pp.: 445-454 - 1982.
- [08] Finney, S.J.; Williams, B.W.; Green, T.C.. "The RCD Snubber Revisited". Proceedings IEEE - Power Electronics Specialists Conference Rec., pp.: 1267-1273 - 1993
- [09] Wofs, P.J.. "A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from Half-Bridge Converter". IEEE - Transactions on Industrial Electronics - Vol.40, pp.: 139-144 - Feb. 1993.
- [10] Shoyama, M.; Harada, K.. "Zero-Voltage-Switching Realized by Magnetizing Current of Transformer in Push-Pull Current-Fed DC-DC Converter". Proceedings IEEE - Power Electronics Specialists Conference Rec., pp.: 178-184 - 1993.
- [11] McLyman, C.W.T.. **Designing Magnetic Components for High Frequency DC-DC Converters**. Marcel Dekker Inc.. New York, 1993.
- [12] Kassick, E.V.; **Modelização e Controle de Conversores Estáticos**. Publicação interna. LAMEP-UFSC - Florianópolis - SC, 1993.
- [13] Presman, A.I.; **Switching Power Supply Design**. McGraw-Hill. New York, 1991.

- [14] Barbi, I., **Projeto de Fontes Chaveadas**. Publicação interna. LAMEP-UFSC - Florianópolis - SC, 1990.
- [15] Severns, R.P.; Bloom, G.E.. **Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits**. Van Nostrand Reinhold Inc. New York, 1985.
- [16] Santos, E.L.F.. **Conversor CC-CC Isolado para Aplicações em Sistemas Ininterruptos de Energia**. Dissertação de Mestrado. LAMEP-UFSC - Florianópolis - SC, 1994.
- [17] Có, M.A.. **Carregador de Baterias Isolado com Fator de Potência Unitário**. Dissertação de Mestrado. LAMEP-UFSC - Florianópolis - SC, 1993.
- [18] Anccasi, M.A.H.. **Inversor Push-Pull com Saída Senoidal usando Modulação por Síntese de Ondas Retangulares**. Dissertação de Mestrado. LAMEP-UFSC - Florianópolis - SC, 1993.
- [19] Gaidzinski, P.R.. **Unidade Retificadora de Alta Performance; 1500W-25A, para Telecomunicações**. Dissertação de Mestrado. LAMEP-UFSC - Florianópolis - SC, 1993.
- [20] Péres, A.. **Fonte Chaveada Isolada com Alto Fator de Potência Utilizando o Conversor Zeta em Condução Descontínua**. Dissertação de Mestrado. LAMEP-UFSC - Florianópolis - SC, 1993.
- [21] Vidor, D.L.R.. **Estudo e Realização de um Conversor CC-CA com Comutação Suave Utilizando um Transformador de Alta Frequência**. Dissertação de Mestrado. LAMEP-UFSC - Florianópolis - SC, 1993.
- [22] Mantovanelli, P.B.. **Uma Nova Fonte Chaveada PWM-ZCS Alimentada em Corrente: Análise, Projeto e Experimentação**. Dissertação de Mestrado. LAMEP-UFSC - Florianópolis - SC, 1993.
- [23] Abreu, G.N.. **Estudo e Aplicação do Conversor Zeta-GEPAE Isolado com Múltiplas Saídas e Modulação PWM para Fontes Chaveadas**. Dissertação de Mestrado. LAMEP-UFSC - Florianópolis - SC, 1992.
- [24] TELEBRAS. **Especificações Gerais de Unidades Retificadoras - Tipo 3 - Chaveadas em Alta Frequência**. TELEBRAS, 1993.
- [25] International Rectifier, **Power Semiconductors Product Digest**. International Rectifier Co. 1992-1993 - Florida, USA.
- [26] Harris, **Power MOSFETs**. Harris Co. 1992 - Florida, USA.
- [27] Unitrode Corp. **Switching Regulated Power Supply Design - Seminar Manual**. Unitrode Corporation, 1986.
- [28] Semikron. **Data Book**. 1989. Semikron Ltda. Carapicuíba, SP.
- [29] Motorola. **Rectifier Device Data**. Motorola Literature Distribution. 1992 - Arizona, USA.
- [30] Motorola. **Power Mosfet Transistor Data**. Motorola Literature Distribution. 1989 - Arizona, USA.

- [31] Motorola. **Linear and Interface Integrated Circuits Device Data**. Motorola Literature Distribution. 1990 - Arizona, USA.
- [32] Icotron. **Catálogo Técnico Informativo - Capacitores Eletrolíticos de Alumínio - HFC**. Icotron S.A. Indústria de Componentes Eletrônicos. São Paulo, 1989.
- [33] Texas Instruments - CMOS, **Data Sheet**. 1979. Germany.
- [34] Thorton. **Catálogo Técnico Informativo - Núcleos de Ferrites**. Thorton Inpec Eletrônica Ltda. 1992 - São Paulo, Brasil.
- [35] National Semiconductor. **Linear Data Book**. National Semiconductor Corporation. 1984 - Santa Clara, California.
- [36] General Electric **Semiconductor Data Handbook**. General Electric Co. 1985 - New York, USA.
- [37] Thomson - CSF, SESCOSEM, **Power Transistor**. Thomson - Semiconductors Division. 1979 - Paris, France.
- [38] Advanced Power Technology. **Power MOSIV**. Advanced Power Technology. 1994 - Oregon, USA.

## Anexo

Apresenta-se a seguir, sucinto anexo referente à listagem dos principais materiais utilizados:

### 1- Elemento: Transformador Push-Pull.

Implementação:

*Núcleo de ferrite tipo "E" de fabricação - Thornton - E55/21;*

*Enrolamento primário -  $NP=11\text{esp. @ } N_{fp}=14 \times 27\text{AWG};$*

*Enrolamentos secundário -  $NS=4\text{esp. @ } N_{fs}=57 \times 27\text{AWG};$*

*Enrolamentos auxiliar -  $N_{faux}=8\text{esp. @ } N_{faux}=3 \times 27\text{AWG}.$*

*Comprimento de entreferro -  $l_g=0,1\text{mm}.$*

### 2- Elemento: Transformador Flyback.

Implementação:

*Núcleo de ferrite tipo "E" de fabricação - Thornton - E42/20;*

*Enrolamento primário -  $NL1=13\text{esp. @ } N_{fp}=19 \times 27\text{AWG};$*

*Enrolamentos secundário -  $NL2=4\text{esp. @ } N_{fs}=79 \times 27\text{AWG};$*

*Comprimento de entreferro -  $l_g=0,3\text{mm}.$*

### 3- Elemento: Capacitor de filtro de saída.

Implementação:

*Capacitor eletrolítico - HFC de fabricação - Icotron -  $C_{out}=3 \times (2200\mu\text{F}) - 10/16\text{V}.$*

### 4- Elemento: Interruptor MOSFET.

Implementação:

*Transistor MOSFET - APT4020BN de fabricação - Advanced Power Technology.*

### 5- Elemento: Diodos Push-Pull.

Implementação:

*Módulo de diodos schottky - NST3045, equivalentes ao elemento MBR3045 de fabricação Motorola.*

### 6- Elemento: Diodos Flyback.

Implementação:

*Módulo de diodos schottky - NST3045, equivalentes ao elemento MBR3045 de fabricação Motorola.*

*7- Elemento: Dissipador 01.*

Destinado a alojar ambos os interruptores, além dos diodos componentes do circuito snubber, Implementação:

*Dissipador KP125 de fabricação Semikron, com comprimento de 80mm.*

*8- Elemento: Dissipador 02.*

Destinado a alojar ambos os diodos *Flyback*, diodos *Push-Pull*, além do diodo do circuito aditivo (*Doff*), Implementação:

*Dissipador KP125 de fabricação Semikron, com comprimento de 70mm.*

*9- Elemento: Indutor snubber.*

Implementação:

*Núcleo de ferrite tipo "E" de fabricação - Thornton - E30/7,*

*Enrolamento -  $N_Ls=55esp.$  @  $S_{Cu(smub)}=22AWG,$*

*Comprimento de entreferro -  $l_g=2,3mm.$*

*10- Elemento: Capacitor snubber.*

Implementação:

*Capacitor polipropileno - TACMF de fabricação - Icotron -  $C_{out}=68\eta F - 400Volts.$*

*11- Elemento: Diodo snubber.*

Implementação:

*Diodo ultra-fast - MUR830 de fabricação Motorola.*