

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

**CARGA ELETRÔNICA REGENERATIVA PARA
TESTES DE FONTES DE ENERGIA ELÉTRICA
UTILIZANDO CONVERSOR COM CAPACITOR
FLUTUANTE**

Autor: Edson Adriano Vendruscolo

Orientador: Prof. Dr. José Antenor Pomílio

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da
Universidade Estadual de Campinas como parte integrante dos
requisitos exigidos para obtenção do título de **Mestre em
Engenharia Elétrica.**

Campinas(SP), Janeiro de 1996

Este exemplar corresponde à edição final da tese
defendida por Edson Adriano Vendruscolo
aprovada pela Comissão
Julgadora em 29 / 01 / 1996.

José Antenor Pomílio

UNICAMP
V553c
V. Ex.
T 001/28038
F 667/96
C [] D [x]
PREÇO R\$ 11,00
DATA 23/07/96
Nº OFICINA 000903 81-5

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

V553c

Vendrusculo, Edson Adriano

Carga eletrônica regenerativa para testes de fontes de energia elétrica utilizando conversor com capacitor flutuante / Edson Adriano Vendrusculo. -- Campinas, SP: [s.n.], 1996.

Orientador: José Antenor Pomilio.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica.

1. Eletrônica de potência. 2. Eletrônica industrial.
I. Pomilio, José Antenor. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica. III. Título.

Aos meus pais, Willy e Ióle
e meu irmão, Roberto

AGRADECIMENTOS

Antes de qualquer citação gostaria de lembrar que muitos foram os que colaboraram para que os esforços dispêndidos na realização deste trabalho se tornassem uma contribuição para a pesquisa científica.

Gostaria de agradecer em especial ao Prof. Dr. José Antenor Pomilio pela orientação, dedicação e sugestões no desenvolvimento do trabalho.

A todos os colegas do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE) pelo auxílio e inúmeras conversas que resultaram em significativas soluções técnicas.

Ao Prof. Dr. Sigmar Maurer Deckmann que se empenhou na reestruturação do laboratório, proporcionando um adequado ambiente de trabalho a todos.

Ao amigo Márcio Francisco Dutra Campos pelo apoio no decorrer de todos esses anos.

À Fernando Marques Filho pela atenção e idéias nos primeiros passos para a pesquisa, ainda como integrante do Laboratório de Engenharia de Computação e Automação Industrial (LCA).

A todos os colegas do Departamento de Sistemas e Controle de Energia Elétrica (DSCE) e da Faculdade de Engenharia Elétrica da Unicamp.

Ao casal Antonio Manoel Mansanares e Isabel Cristina pela amizade e incentivo.

À Laurimar Gonçalves pelo carinho, compreensão e ajuda.

À CAPES pelo suporte financeiro.

RESUMO

No setor elétrico algumas indústrias que produzem fontes de alimentação, "no-break" e estabilizadores de tensão testam estes equipamentos, utilizando resistores para simulação da carga. Isto acarreta perda de energia elétrica por geração de calor. O resultado é o aumento do custo de produção. Este trabalho apresenta uma *Carga Eletrônica Regenerativa* que substitui os resistores. A energia drenada do equipamento sob teste é devolvida à rede, e o gasto de energia limita-se às perdas nos componentes da carga eletrônica. A topologia básica é um conversor Cuk com capacitor flutuante. Este conversor permite controlar independentemente as correntes de entrada e saída. A topologia apresenta comutações suaves, do tipo (ZVS), sem a necessidade de circuitos adicionais.

O mesmo conversor, mas com as posições de entrada e saída invertidas, pode ser utilizado como *Fonte de Tensão Com Alto Fator de Potência*. As características de comutação suave e alto rendimento são preservadas. O conversor permite obter isolamento em alta frequência.

Protótipos, em ambas configurações, comprovam os resultados teóricos.

ABSTRACT

The conventional method for testing power supplies, batteries, uninterruptible power supply (UPS) and other sources of electric power uses resistors as load. This results in wasted heat and increases the equipments production cost. This work presents a *Regenerative Electronic Load* to substitute those resistors. The basic topology is a capacitive idling Cuk converter. This converter allows to control independently the input current and permits to provide a sinusoidal output current. An appropriate gate command allows to have some soft-commutation without the use of any auxiliary circuit.

The same converter, with input and output changed, can operate as a *Power Supply with Input Power Factor Correction*. The characteristics of soft-commutation and high efficiency are maintained. A simple high-efficiency transformer allows output isolation.

All theoretical results are experimentally verified.

Lista de Símbolos e Abreviações

C_b, C_b	Capacitor de transferência de energia
C_i	Função de transferência do compensador de corrente
C_s, C_s	Capacitor de comutação
C_p	Capacitor de transferência de energia no lado primário do transformador
C_{st}	Capacitor de transferência de energia no lado secundário do transformador
C_v	Função de transferência do compensador de tensão
CC	Corrente contínua (abr.)
CA/CA	Corrente alternada/corrente alternada (abr.)
CC/CA	Corrente contínua/corrente alternada (abr.)
dB	Decibéis (abr.)
D_i, D_i	Diodo de entrada
D_o, D_o	Diodo de saída
e_i	Sinal de erro de corrente
e_v	Sinal de erro de tensão
f_s	Frequência de chaveamento
FU	Fator de utilização do regenerador
i_a	Corrente instantânea de armadura
i_{C_b}	Corrente instantânea em C_b
i_{D_o}	Corrente instantânea em D_o
i_i	Corrente instantânea de entrada
i_o	Corrente instantânea de saída
$i_{o_{ref}}, i_{o_{ref}}$	Corrente de referência para i_o
i_{T_i}	Corrente instantânea em T_i

i_{T_0}	Corrente instantânea em T_0
I	Corrente média injetada na rede
$I_{D_i \text{ eficaz}}$	Corrente eficaz em D_i na etapa de operação
$I_{D_i \text{ médio}}$	Corrente média em D_i na etapa de operação
$I_{D_0 \text{ médio}}$	Corrente média em D_0 na etapa de operação
$I_{D_0 \text{ eficaz}}$	Corrente eficaz em D_0 na etapa de operação
$I_{T_i \text{ médio}}$	Corrente média em T_i na etapa de operação
$I_{T_i \text{ eficaz}}$	Corrente eficaz em T_i na etapa de operação
$I_{T_0 \text{ médio}}$	Corrente média em T_0 na etapa de operação
$I_{T_0 \text{ eficaz}}$	Corrente eficaz em T_0 na etapa de operação
I_i, I_i	Corrente média de entrada
I_{ref}	Corrente de referência para I_i
I_o, I_o	Corrente média de saída
$I_{o \text{ ef}}, I_{o \text{ ef}}$	Corrente eficaz de saída
IEM	Interferência eletromagnética conduzida (abr.)
kHz	$10^3 \cdot \text{Hz}$
kWh	$10^3 \cdot \text{Wh}$
L_a	Indutância de armadura
L_i, L_i	Indutância de entrada
L_o, L_o	Indutância de saída
L_p	Indutância parasita
P_o	Potência de operação
$P_{\text{mín}}$	Potência de operação mínima
PLL	"Phase-locked loop" (abr.)
PI	Proporcional + integral (abr.)
PWM	"Pulse width modulator" (abr.)
R_a	Resistência de armadura
R_{ac}	Resistência de entrada do multiplicador

δ_i	Ciclo de trabalho de T_i
Δt	Intervalo de tempo (abr.)
$\Delta i_{o_{\text{má x}}}$	Máxima ondulação de alta frequência na corrente de saída
ΔV_b	Máxima ondulação de tensão no capacitor C_b
θ	Ângulo de fase
μV	$10^{-6} \cdot V$
ω	Velocidade angular
α	Relação entre a tensão de entrada e a tensão de pico da saída
β	Ganho do circuito de realimentação da corrente de entrada
ρ	Ganho do circuito de realimentação da corrente de saída
γ	Ganho do circuito de realimentação da tensão V_b

CONTEÚDO

Agradecimentos	iv
Resumo	v
Lista de símbolos e abreviações	vi
1 - INTRODUÇÃO	1
2 - ESTUDO DO REGENERADOR DE ENERGIA	5
2.1 - Características dos regeneradores de energia	5
2.2 - Circuitos regeneradores de energia	7
2.2.1 - Características de funcionamento	7
2.2.2 - Conversores elevador e abaixador de tensão	7
2.2.3 - Conversor Cuk com capacitor flutuante	8
2.2.3.a - Características CC do conversor Cuk com capacitor flutuante	11
3 - REGENERADOR DE ENERGIA PARA ENSAIO DE MÁQUINAS ELÉTRICAS	13
3.1 - Estratégia de Controle	13
3.1.1 - Controle da corrente de entrada	14
3.1.1.a - Análise no domínio da frequência	15
3.1.2 - Estratégia de controle da corrente de saída	16
3.1.2.a - Análise no domínio da frequência	17
3.2 - Etapas de operação	18
3.2.1 - Etapa 1 - Capacitor de transferência de energia (C_b) carregando	19
3.2.1.a - Análise Quantitativa	20
3.2.2 - Etapa 2 - Capacitor de transferência de energia (C_b) descarregando	21
3.2.2.a - Análise Quantitativa	22
3.2.3 - Etapa 3 - Capacitor de transferência de energia (C_b) flutuando	23
3.2.3.a - Análise Quantitativa	23
3.3 - Análise Quantitativa	24
3.3.1 - Corrente no transistor T_i	25
3.3.1.a - Para um período de chaveamento	25
3.3.1.b - Para um período de rede	25
3.3.2 - Corrente no diodo D_i	26
3.3.3 - Corrente no diodo D_o	27
3.3.3.a - Para um período de chaveamento	27
3.3.3.b - Para um período de rede	27
3.3.4 - Corrente no transistor T_o	28
3.3.4.a - Para um período de chaveamento	28

3.3.4.b - Para um período de rede	28
3.3.5 - Critérios para dimensionamento dos indutores L_i , L_o e do capacitor C_b	29
3.3.5.a - Indutor L_i	29
3.3.5.b - Indutor L_o	29
3.3.5.c - Capacitor C_b	30
3.4 - Metodologia para projeto	31
3.4.1 - Sequência para projeto	31
4 - COMUTAÇÃO SUAVE	33
4.1 - Obtenção das comutações suaves	33
4.1.1 - Capacitor C_s	34
4.1.2 - Sinal de disparo de T_j	34
4.2 - Comutações suaves	35
4.2.1 - Etapa 1 - Capacitor de transferência de energia (C_b) carregando	35
4.2.2 - Etapa 2 - Capacitor de transferência de energia (C_b) descarregando	36
4.2.3 - Etapa de transição 1 - Capacitor de comutação (C_s) carregando	37
4.2.4 - Etapa 3 - Capacitor de transferência de energia (C_b) fluando	37
4.2.5 - Etapa de transição 2 - Capacitor de comutação (C_s) descarregando	38
4.3 - Considerações práticas	39
4.3.1 - Efeito das indutâncias parasitas	40
4.4 - Conclusões	42
5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	43
5.1 - Comutações	44
5.2 - Resposta dinâmica	47
5.3 - Fator de potência	48
5.4 - Rendimento	50
5.5 - Interferência eletromagnética (IEM) conduzida	51
5.5.1 - Nível de interferência no condutor-fase	51
5.5.1.a - Sem filtro de linha	51
5.5.1.b - Com filtro de linha	52
5.5.2 - Nível de interferência no condutor-neutro	54
5.5.2.a - Sem filtro de linha	54
5.5.2.b - Com filtro de linha	55
6 - CONCLUSÕES	57
7 - Anexo - <i>Fonte de Tensão com Alto Fator de Potência e Comutação Suave Utilizando</i> <i>Conversor com Capacitor Flutuante</i>	59
8 - Referências Bibliográficas	71

Capítulo 1

Introdução

A qualidade é objetivo permanente na indústria. A concorrência de mercado impõe às indústrias a adoção de procedimentos de qualificação de produtos e processos. Entretanto, os requisitos de qualidade introduzem variados custos na produção de equipamentos. Especificamente no setor elétrico algumas indústrias que produzem equipamentos, tais como: "no-break", fontes de alimentação e estabilizadores de tensão, precisam testar seus produtos antes de colocá-los no mercado. Estes testes aumentam os custos de produção, dado o tempo dispensado e a energia consumida.

Normalmente os testes de fontes de potência, baterias, "no-breaks" e fontes de alimentação em geral, são realizados utilizando como carga um elemento que dissipa energia, por exemplo, resistores de potência. Isto acarreta perda de energia elétrica por geração de calor e aumento da necessidade de refrigeração do ambiente onde estão instaladas estas cargas. Estima-se que a quantidade de energia desperdiçada nos EUA e em outros países tecnologicamente avançados, a fim de realizar estes testes, aproxima-se de 100 milhões de kWh anualmente (1992) [1].

Face a este custo estão surgindo alternativas para substituir a carga dissipativa por conversores que reciclem a energia, ou seja, a energia absorvida pelo equipamento sob teste é devolvida à rede. Os *Regeneradores de Energia*, como são chamados, são então cogeradores de eletricidade, logo a qualidade da energia injetada na rede torna-se importante [1].

O "background" tecnológico para regeneração de energia provém da conversão de fontes de energia renovável, tal como a energia solar de células fotovoltaicas, para a energia de corrente alternada e depois injetando-a na rede [1].

A aplicação de regeneradores é justificada satisfatoriamente dado que os custos de construção e instalação são abatidos do custo da energia elétrica. O retorno do investimento pode se dar em menos

de um ano, dependendo do fator de utilização (FU) e do rendimento do regenerador. A Figura 1.1 mostra a economia em US\$ obtida com o uso do regenerador de energia [1,6], para uma potência padrão de 1kW, um período padrão de 1 ano e um custo do kWh de US\$ 0.12 (EUA).

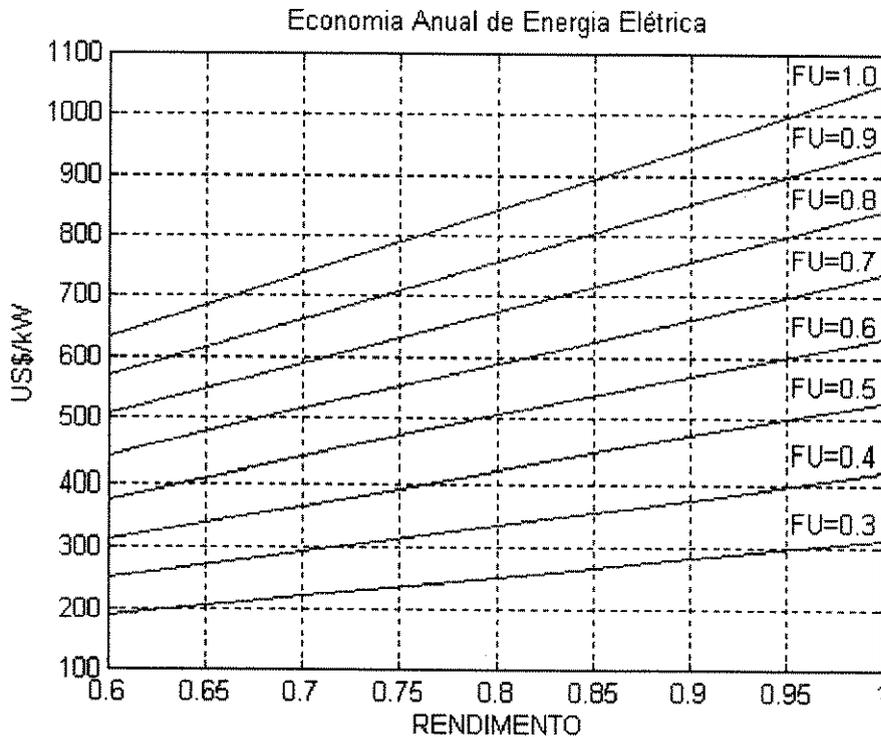


Fig. 1.1 Economia anual de energia elétrica

Como exemplo, considere um regenerador de energia monofásico de 5kW com um custo de US\$3700[1]. Para uma eficiência de 92% e um fator de utilização de 80%, a economia anual será da ordem de 773,73 US\$/kW. Para 5kW teremos uma economia de US\$ 3868. Então mesmo não considerando a economia obtida pela não necessidade de refrigeração do ambiente, o custo do equipamento é amortizado em 1 ano. Note que quanto maior for o tempo de utilização do regenerador menor será o tempo de amortização desse investimento.

Este trabalho aplica o conceito de regeneradores de energia ao ensaio de motores em laboratórios didáticos de máquinas elétricas, onde tipicamente utilizam-se máquinas de baixa potência, como ilustrado na Figura 1.2. Normalmente uma máquina CC é usada como carga mecânica para ensaios em motores assíncronos ou síncronos. Controlando a corrente de armadura deste gerador CC, determina-se o torque de carga para o motor sob ensaio. A solução tradicional de usar um resistor

para o controle da corrente apresenta as desvantagens já citadas. Então o resistor é substituído por uma *carga eletrônica regenerativa*.

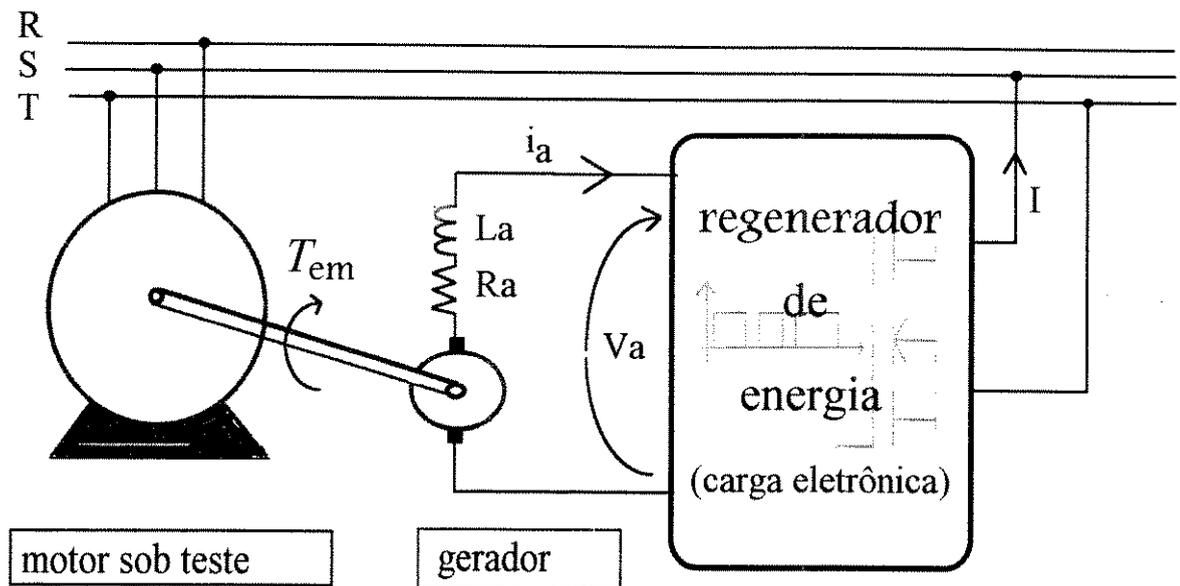


Fig. 1.2 Ensaio de máquinas elétricas utilizando o regenerador de energia

O termo *carga eletrônica*, advém do fato de utilizarmos um conversor eletrônico que permite controlar a corrente de armadura do gerador. A denominação *regenerativa* é devida ao interfaceamento do conversor com a rede, que permite injetar uma corrente senoidal em fase com a tensão. A menos das perdas no circuito, a energia retirada do gerador CC é enviada à rede. Esta estrutura pode operar também com outros tipos de fontes de energia, por exemplo, uma máquina CA, desde que a tensão CA seja retificada e filtrada.

Com o intuito de descrever de forma organizada as etapas de desenvolvimento deste trabalho, o texto está dividido em seis capítulos e um anexo.

No capítulo 2 analisam-se as características gerais dos regeneradores e apresentam-se duas topologias que funcionam como regeneradores de energia.

O capítulo 3 descreve a estratégia de controle, faz a análise quantitativa e detalha as principais etapas de operação do circuito apresentando uma metodologia para projeto de um circuito regenerador de energia, utilizando a topologia Cuk.

No capítulo 4 descrevem-se duas maneiras para obter comutações suaves do tipo ZVS (zero voltage swichting) nos semicondutores, sem a necessidade da adição de componentes auxiliares. Um

estudo sobre o efeito de indutâncias parasitas é realizado e resultados obtidos no simulador de circuitos PSpice são apresentados.

O capítulo 5 fornece resultados experimentais obtidos de um protótipo operando a potência de 1kW e frequência de chaveamento de 100kHz. São avaliadas as seguintes características do circuito: comutação suave, resposta dinâmica, fator de potência, rendimento e nível de interferência eletromagnética conduzida.

O capítulo 6 apresenta as conclusões gerais a respeito do trabalho.

Está anexado a este trabalho um artigo intitulado, Fonte de Tensão Com Alto Fator de Potência e Comutação Suave Utilizando Conversor Com Capacitor Flutuante, submetido ao 11º Congresso Brasileiro de Automática (CBA'96), que apresenta uma *fonte de tensão com alto fator de potência*, construída a partir da mesma topologia usada para operar como regenerador de energia. As características de comutação suave, obtidas para o circuito regenerador, são preservadas. Logo, a análise e as considerações apresentadas no capítulo 4 podem ser aplicadas à *fonte de tensão*. A isolação em alta frequência é possível e o controle é implementado através de circuitos integrados comerciais.

Além do artigo anexado, os resultados deste trabalho estão publicados nos anais do 3º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP'95), sob o título de "Regenerative Electronic Load For Didactic Electric Machines Laboratory".

Os resultados serão publicados nos anais da "27th Power Electronics Specialists Conference (PESC'96)" sob o título de "High-Efficiency Regenerative Electronic Load Using Capacitive Idling Converter For Power Sources Testing" e nos anais do "International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'96)" sob o título de "Low-Loss, High Power Factor Voltage Supply Using A Capacitive Idling Converter".

Capítulo 2

Estudo do Regenerador de Energia

Neste capítulo algumas características dos conversores que podem operar como regenerador de energia são analisadas. Rendimento e qualidade da energia regenerada fazem parte dos requisitos descritos. Os conversores que operam no modo chaveado satisfazem às características necessárias para operarem como regeneradores, desde que sejam capazes de controlar independentemente as correntes de entrada e de saída. Duas topologias serão descritas: A primeira foi descrita na literatura [6], sendo indicada como parâmetro comparativo. A segunda é proposta nesta dissertação e será estudada detalhadamente.

Um inversor de corrente é a interface entre o regenerador de energia e a rede. Portanto a energia é entregue à rede através da síntese de uma corrente senoidal. A taxa de distorção harmônica, os níveis de Interferência Eletromagnética Conduzida (IEM) e o fator de potência são as medidas de qualidade desta energia.

2.1 - Características dos Regeneradores de Energia

Os regeneradores de energia por estarem constantemente fornecendo energia à rede são tratados como cogeneradores de energia [1]. Ao fornecer energia à rede alguns requisitos precisam ser respeitados:

- ◆ Os critérios para harmônicas de corrente para redes públicas e cogeneradores são especificados em termos da distorção na tensão, medida no ponto de acoplamento comum com outros cogeneradores ou cargas. A distorção máxima estabelecida para uma harmônica individual é 3% e a taxa de distorção harmônica total é 5% [2,3]. Prevê-se no entanto, que cogeneradores, que são

insignificantes em capacidade de energia comparados à rede, terão critérios que estabelecerão limites para as harmônicas de corrente injetadas [1].

◆ O fator de potência é mantido próximo da unidade. Isto se deve ao fato do controle da corrente de saída utilizar a própria tensão da rede como referência para obter a forma de onda de corrente, mantendo a corrente de saída em fase com a tensão. Outra possibilidade é o uso de malhas de controle de travamento de fase (PLL) que contenham um oscilador controlado por tensão (VCO), existindo uma interação natural entre frequência e fase que levam o erro de fase para zero [1].

◆ Regeneradores de energia geralmente são construídos baseados em circuitos chaveados, os quais podem apresentar elevadas taxas de variação de tensão e correntes pulsadas. Estes dois fatores são os principais responsáveis pela existência de Interferência Eletromagnética (IEM) conduzida pela rede. Face a este problema, os valores de IEM conduzida são analisados, a fim de evitar que tal interferência afete o funcionamento de outros equipamentos que estejam sendo alimentados pela mesma rede na qual o regenerador de energia está ligado. Para equipamentos de uso industrial, científico e médico, a norma internacional CISPR 11 [4], determina os valores limites admissíveis para o ruído eletromagnético produzido pelo equipamento. A Figura 2.1 mostra estes limites para a classe A, a qual se refere a equipamentos instalados em ambientes industriais e comerciais. Para a faixa de frequências de 10kHz a 150kHz (linha pontilhada) os limites de ruído estão em estudo.

Dado que as variações de tensão e corrente são geradoras de IEM é importante então construir circuitos onde estas variações sejam atenuadas, isto é possível, por exemplo em circuitos nos quais as chaves operem sob comutação suave.

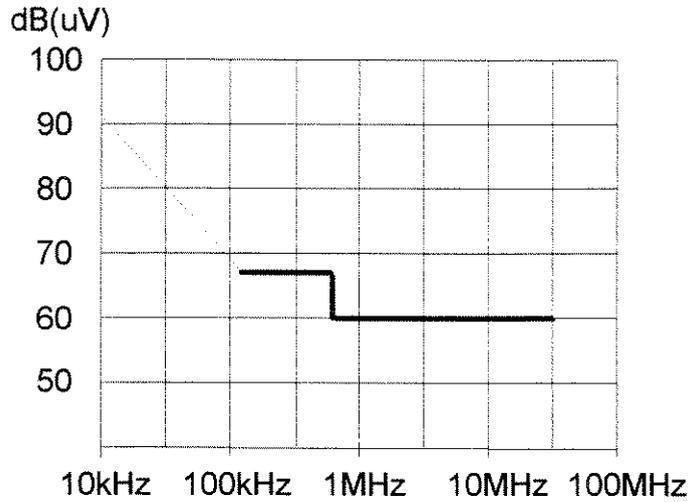


Fig. 2.1 Limites de IEM conduzida estabelecidos pela norma CISPR 11

2.2 - Circuitos Regeneradores de Energia

2.2.1 - Características de Funcionamento

Circuitos regeneradores de energia são basicamente conversores CA/CA [5] ou CC/CA. Estes absorvem uma corrente controlada da fonte sob teste e injetam uma corrente senoidal na rede. A corrente injetada é controlada e está em fase com a tensão da rede. Portanto, para operar como regenerador, a topologia utilizada deve ser capaz de controlar independentemente as correntes de entrada e saída.

A seguir, duas topologias de conversores chaveados são apresentadas como alternativas para operar como regenerador de energia com conversão CC/CA.

2.2.2 - Conversores Elevador e Abaixador de Tensão

A Figura 2.2 mostra a associação dos conversores elevador e abaixador de tensão operando como regenerador de energia.

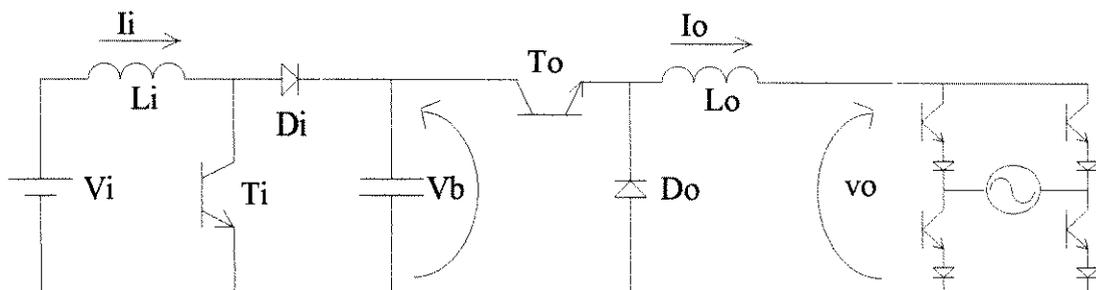


Fig. 2.2 Conversor regenerativo utilizando topologias elevadora e abaixadora de tensão

O circuito mostrado na Figura 2.2 é composto por um circuito elevador de tensão na entrada e um circuito abaixador de tensão na saída [6], tendo a seguinte característica estática:

$$v_o = \frac{\delta_o}{1 - \delta_i} \cdot V_i \quad (2.1),$$

onde δ_o e δ_i são os ciclos de trabalho de T_o e T_i , respectivamente.

Neste caso, o controle das chaves é completamente independente, sendo a corrente de entrada controlada por δ_i e a corrente de saída controlada pela modulação de δ_o . Dado que, em regime, a tensão de entrada V_i e a tensão V_b no capacitor de transferência de energia C_b são constantes, δ_i é constante e dado por $\delta_i = 1 - \frac{V_i}{V_b}$ (elevador de tensão). Sendo a tensão de saída variável, $v_o(t) = V_{o_{pico}} \cdot |\text{sen}(\theta)|$, para $\theta = \omega t$, o ciclo de trabalho de T_o é modulado e dado por $\delta_o(t) = \frac{v_o(t)}{V_b}$ (abaixador de tensão). Basicamente o primeiro estágio (elevador) tem a função de simular a carga exigida para a realização do teste e de elevar a tensão a um nível adequado para o segundo estágio (abaixador). Este último controla o nível de potência a ser regenerado e impõe na saída uma corrente de forma senoidal retificada em fase com a rede. O terceiro estágio é um inversor de corrente de baixa frequência que transforma a corrente de saída do estágio anterior em uma corrente alternada.

2.2.3 - Conversor Cuk com Capacitor Flutuante

Outra topologia que permite controlar independentemente as correntes de entrada e saída é mostrada na Figura 2.3 [7].

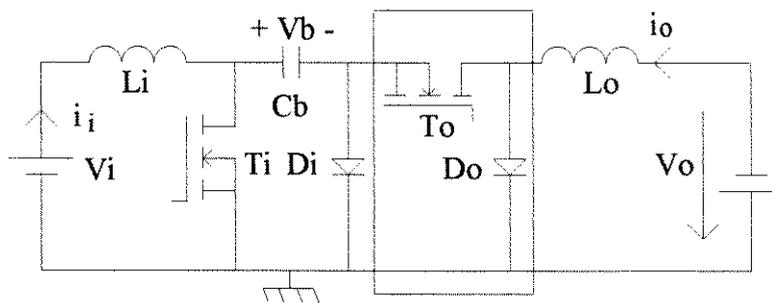
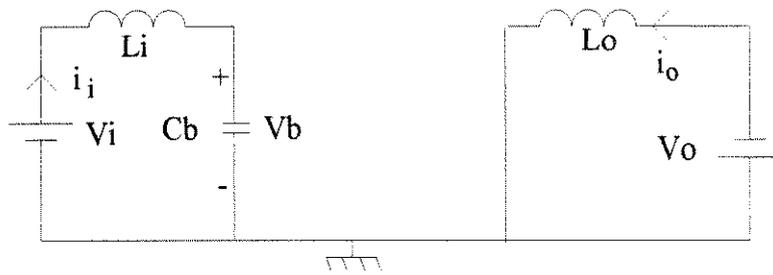


Fig. 2.3 Conversor Cuk com Capacitor Flutuante

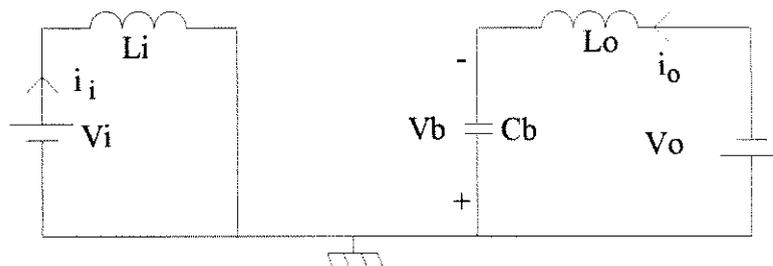
A operação deste conversor é similar àquela do conversor Cuk básico [8], no qual não existem T_o e D_o , que em modo de condução contínua tem a seguinte característica estática:

$$V_o = \frac{\delta_i}{1 - \delta_i} V_i \quad (2.2)$$

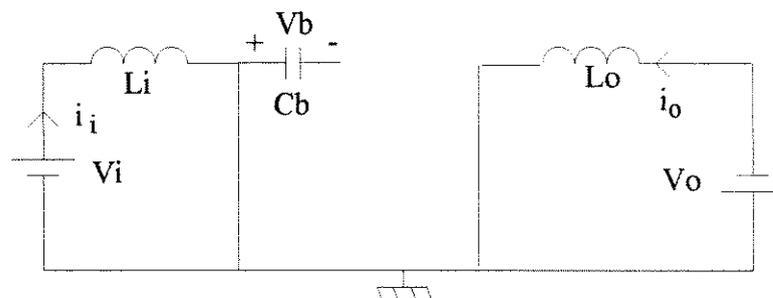
O par adicional de chaves T_o e D_o introduz um período controlável, durante o qual o capacitor de transferência de energia C_b permanece desconectado do resto do circuito. Assim é possível controlar a quantidade de energia acumulada em C_b . As três etapas de funcionamento deste circuito, mostradas na Figura 2.4, ilustram este fato.



a) Período de carga de C_b - T_o e T_i desligadas



b) Período de descarga de C_b - T_o e T_i ligadas



c) Período de flutuação de C_b - T_i ligada e T_o desligada

Fig. 2.4 Etapas do Conversor Cuk com Capacitor Flutuante.

Uma versão isolada do conversor Cuk com capacitor flutuante é obtida da mesma maneira como no conversor Cuk tradicional, ou seja, dividindo a capacitância C_b em duas capacitâncias série (C_p e C_s) e introduzindo um transformador de isolamento no ponto da divisão, como mostrado na Figura 2.5.

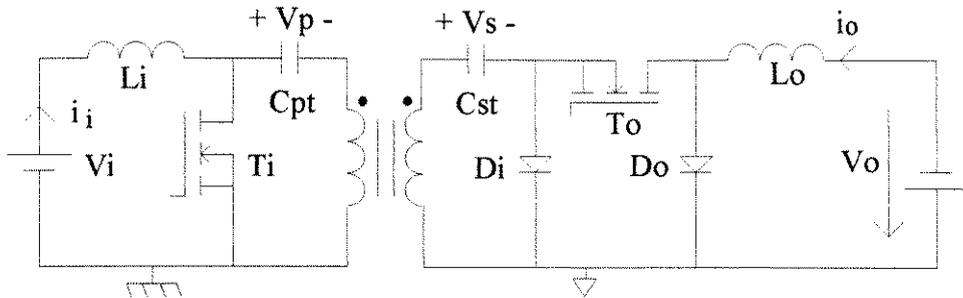


Fig. 2.5 Conversor Cuk Isolado com Capacitor Flutuante .

A posição de T_o e D_o , ilustrada na Figura 2.3, não é única. A Figura 2.6 mostra outra possível disposição destas chaves.

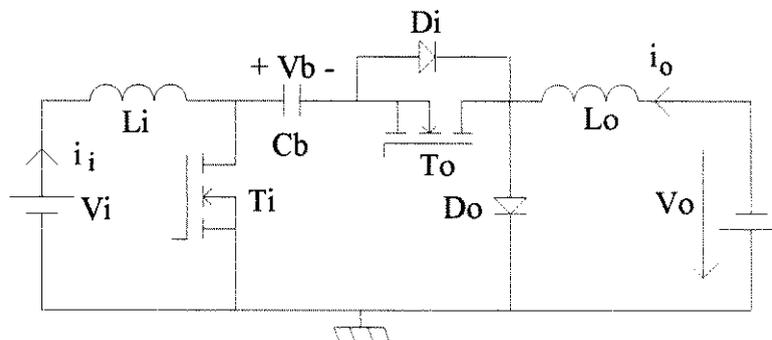


Fig. 2.6 Disposição alternativa de T_o e D_o no Conversor Cuk com Capacitor Flutuante.

Ambos conversores nas Figuras 2.3 e 2.6 tem idênticas etapas de funcionamento, portanto tem as mesmas características ca e cc [7]. Entretanto existe uma pequena diferença na eficiência entre as duas topologias. A razão para isto é que durante o período de carga do capacitor C_b , a corrente que o carrega está passando somente pelo diodo D_i no conversor da Figura 2.3, e circulando pelos diodos D_i e D_o na Figura 2.6. Uma vantagem prática da versão da Figura 2.6, é que o diodo D_i e a chave T_o podem ser implementados utilizando um único MOSFET, aproveitando o seu diodo interno.

2.2.3.a - Características CC do Conversor Cuk com Capacitor Flutuante

Em função das variáveis de controle δ_i (ciclo de trabalho para T_i) e δ_o (ciclo de trabalho para T_o) temos a característica estática do conversor. Supondo condução contínua nas correntes de entrada e de saída e ondulação desprezível, resulta do balanço de carga no capacitor de transferência de energia, C_b , que:

$$I_i(1-\delta_i) = I_o\delta_o \quad (2.3)$$

Desprezando as perdas, do balanço de potência resulta:

$$I_i V_i = I_o V_o \quad (2.4)$$

De (2.3) e (2.4) temos que:

$$V_o = \frac{\delta_o}{1-\delta_i} V_i \quad (2.5)$$

Como no conversor Cuk básico, a característica estática do conversor com capacitor flutuante é dada pela relação entre o período de descarga e o período de carga do capacitor de transferência de energia. Note que (2.5) é igual a (2.1) do conversor elevador + abaixador, ou seja, fazendo o balanço do fluxo no indutor da entrada, L_i , resulta que:

$$V_b = \frac{V_i}{(1-\delta_i)} \quad (2.6)$$

A equação (2.6) define a característica de elevador de tensão do estágio de entrada deste conversor. Do balanço de fluxo no indutor da saída, L_o , demonstra-se que:

$$V_o = V_b \cdot \delta_o \quad (2.7)$$

A equação (2.7) determina a característica de abaixador de tensão do estágio de saída deste conversor.

Então a tensão V_b no capacitor depende somente da tensão de entrada e do ciclo de trabalho δ_i , enquanto que a tensão de saída depende somente da tensão V_b e do ciclo de trabalho δ_o . Estas equações mostram a possibilidade de se estabelecerem dois controles independentes no conversor Cuk com capacitor flutuante.

Para a correta operação é necessário que a seguinte relação entre os ciclos de trabalho das chaves seja respeitada:

$$\delta_i \geq \delta_o \quad (2.8)$$

A razão para esta limitação é evidente e está ilustrada na Figura 2.7. A transferência de energia do estágio de entrada (elevador de tensão) para o estágio de saída (abaixador de tensão) é possível somente se T_i está conduzindo. Caso contrário, o diodo D_i conduzirá, impondo uma tensão nula na entrada do estágio de saída.

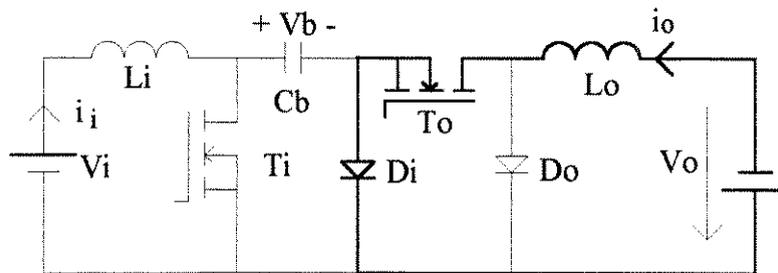


Fig. 2.7 Condição para a correta operação do regenerador - $\delta_i \geq \delta_o$.

Capítulo 3

Regenerador de Energia Para Ensaio de Máquinas Elétricas

Neste capítulo, o conversor Cuk com capacitor flutuante operando como regenerador de energia, mostrado na Figura 3.1, é estudado. As etapas de operação e as respectivas formas de onda obtidas por simulação são apresentadas. A estratégia de controle, os critérios e a metodologia para dimensionamento dos componentes também são descritos.

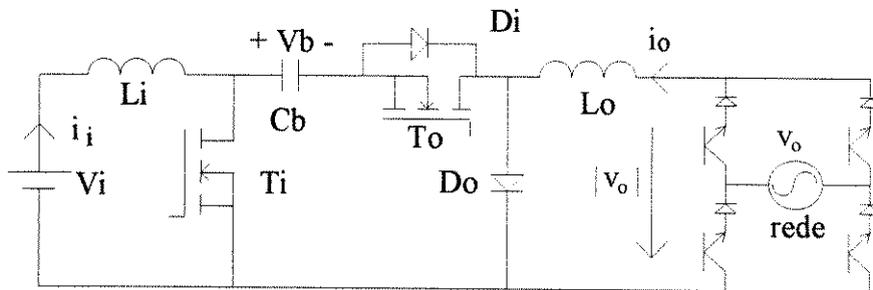


Fig. 3.1 Regenerador de Energia

3.1 - Estratégia de Controle

Os circuitos de controle são implementados utilizando componentes integrados disponíveis no mercado. O objetivo é garantir que as formas de onda de corrente nos indutores sejam aquelas ilustradas nas Figuras 3.2 e 3.3. A corrente de entrada (I_i), drenada do gerador CC, é contínua e a corrente no indutor de saída (i_o), na entrada do inversor de corrente, é da forma senoidal retificada.

3.1.1 - Controle da corrente de entrada

O primeiro estágio do regenerador de energia é um conversor CC/CC elevador de tensão, constituído pelo indutor de entrada L_i , o diodo D_i , o transistor T_i e o capacitor C_b ilustrados na Figura 3.2. A tensão de entrada provém, por exemplo, de uma máquina CC operando como gerador, sendo representada pela fonte de tensão V_i . A tensão de saída deste estágio é a tensão V_b , sobre o capacitor C_b . Este estágio desempenha duas funções: Controlar a potência a ser absorvida do gerador, ou seja, simular a carga desejada, e elevar a tensão V_b a um nível adequado para a operação do estágio seguinte, que é um conversor abaixador de tensão. A tensão V_b é constante devido à atuação do estágio de saída, como se verá adiante. O circuito de controle da corrente de entrada é mostrado no diagrama da Figura 3.2.

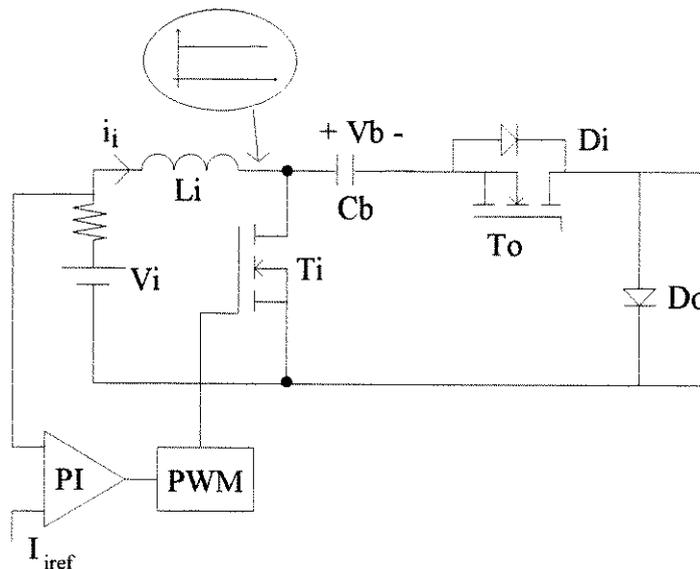


Fig. 3.2 Circuito de controle da corrente de entrada

Este controle é feito utilizando-se o circuito integrado UC3524A, desenvolvido para uso em fontes chaveadas. Este CI é um circuito modulador que opera em modulação por largura de pulso (PWM). A realimentação da corrente de entrada i_i , é feita através de um resistor "shunt" em série com L_i . Um amplificador de erro interno ao CI permite que a medida da tensão sobre o "shunt" seja comparada com a referência. Este controle atua sobre o valor médio de corrente em L_i . Se a referência de corrente I_{ref} é alterada, o ciclo de trabalho δ_i varia, por ação da malha de controle, a fim de adequar a corrente média i_i ao nível desejado. Quando a corrente i_i atinge o valor desejado, δ_i retorna ao seu valor original, uma vez que V_i e V_b são, por hipótese, constantes.

Portanto o ciclo de trabalho δ_i , em regime permanente, é constante e o seu valor é dado pela característica estática deste estágio elevador de tensão, ou seja:

$$\delta_i = 1 - \frac{V_i}{V_b} \quad (3.1)$$

3.1.1.a Análise no domínio da frequência

Para garantir a estabilidade da malha de controle da corrente de entrada, o projeto do compensador é feito através da análise do diagrama de blocos mostrado na Figura 3.3.

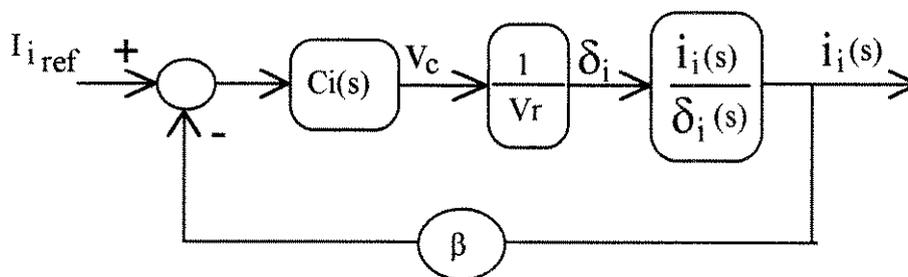


Fig. 3.3 Diagrama de blocos do sistema de controle da corrente de entrada

Onde o bloco $C_i(s)$ representa a função de transferência do compensador de corrente. A função de transferência do compensador PWM é $\frac{1}{V_r}$, sendo V_r o valor pico a pico da rampa de comparação.

A função de transferência da malha de corrente é:

$$\frac{i_i(s)}{\delta_i(s)} = \frac{V_b}{s \cdot L_i} \quad (3.2)$$

Esta função é obtida utilizando-se o modelo da chave PWM [9,6]. O bloco β representa o ganho do circuito de amostragem da corrente. Logo, a função de transferência de malha aberta para a corrente é:

$$\frac{i_i(s)}{V_c(s)} = \frac{V_b \cdot \beta}{s \cdot L_i \cdot V_r} \quad (3.3)$$

A fim de garantir-se erro de regime nulo um controlador PI é utilizado [10].

3.1.2 - Estratégia de controle da corrente de saída

Este controle atua sobre o segundo estágio do regenerador de energia. Este estágio é um conversor abaixador de tensão constituído pelo indutor L_o , o diodo D_o e o transistor T_o . A tensão de entrada é a tensão V_b , e a tensão de saída é $|v_o|$ como ilustrado na Figura 3.4. Este estágio possui duas funções: Controlar o nível de potência a ser regenerado, através do controle da tensão V_b , e impor uma corrente de saída i_o , de forma senoidal retificada em fase com a rede elétrica.

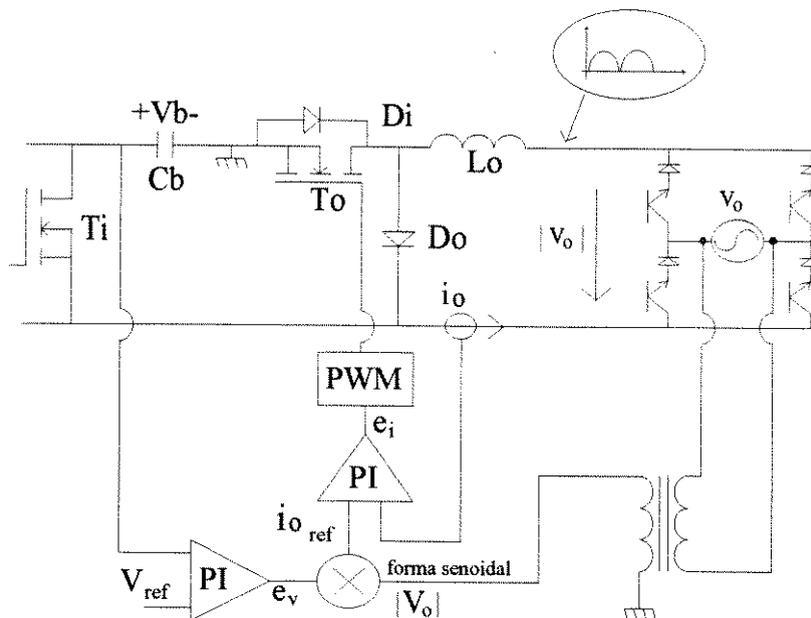


Fig. 3.4 Circuito de controle da corrente de saída

O controle desta corrente é feito utilizando-se o circuito integrado L4981A, projetado para trabalhar no modo corrente e através de modulação por largura de pulso (PWM). Este CI é usado para controle de circuitos que operam como pré-reguladores de fator de potência, logo, para utilizá-lo nesta estrutura, os sinais de controle devem ser adaptados [6]. A forma de onda da corrente de saída i_o é senoidal e em fase com a rede. Esta forma de onda é determinada através da realimentação da tensão $|v_o|$. A amplitude da referência de corrente é determinada pelo sinal de erro de tensão e_v , proveniente da malha de controle de tensão. Este sinal é obtido na saída de um amplificador de erro de tensão, que compara o nível de tensão média no capacitor C_b com a tensão de referência V_{ref} . A referência de corrente, I_{ref} , é então obtida do produto do sinal de erro de tensão e_v , pelo sinal senoidal, através de um multiplicador analógico. A comparação da referência

de corrente com a corrente de saída i_o gera o sinal de erro de corrente e_i , que é aplicado num compensador PWM para obter os pulsos de disparo da chave T_O .

Logo, o ciclo de trabalho δ_o , da chave T_O , é modulado e representado pela característica estática do segundo estágio, que é um abaixador de tensão, ou seja:

$$\delta_o(\theta) = \frac{|V_o|}{V_b} = \frac{V_{o_{pico}}}{V_b} \cdot |\text{sen}(\theta)| \quad (3.4)$$

3.1.2.a - Análise no domínio da frequência

A Figura 3.5 mostra o diagrama de blocos do estágio abaixador.

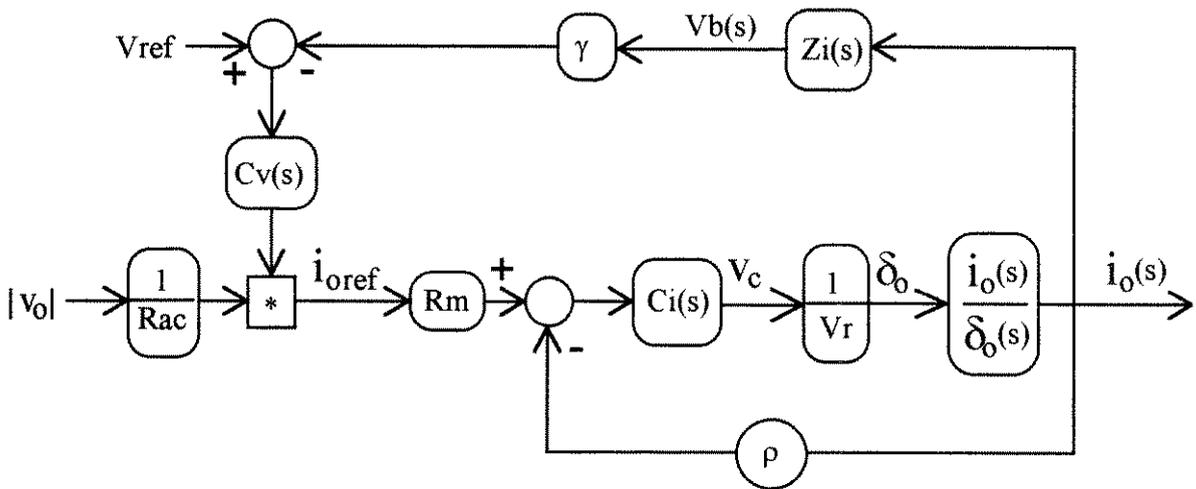


Fig. 3.5 Diagrama de blocos do sistema de controle da corrente de saída

A malha de controle da corrente é semelhante àquela do estágio elevador de tensão. A função de transferência desta malha, obtida através do modelo da chave PWM [9,6], é:

$$\frac{i_o(s)}{\delta_o(s)} = \frac{V_b}{s \cdot L_o} \quad (3.5)$$

O bloco ρ representa o ganho do circuito de realimentação da corrente, a qual é amostrada através de um sensor de efeito Hall. Logo, a função de transferência para a malha de corrente é:

$$\frac{i_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_b \cdot \rho}{s \cdot L_o \cdot V_r} \quad (3.6)$$

Para garantir erro estacionário nulo $C_i(s)$ é implementado com um compensador PI [10].

O compensador da malha de controle da tensão no capacitor C_b é representado pelo bloco $C_v(s)$. Esta compensação é feita por um filtro passa baixa com frequência de corte baixa a fim de evitar o ripple de 120Hz.

O bloco γ representa o ganho do circuito de realimentação da tensão e $Z_i(s)$ é a impedância de entrada do circuito. O resistor R_{ac} garante a forma de onda da corrente de referência proporcional à tensão de saída senoidal retificada. O resistor R_m é o resistor de saída do multiplicador e garante um sinal de tensão proporcional à corrente de referência.

3.2 - Etapas de operação

Na Figura 3.1 a carga e descarga do capacitor C_b , a cada ciclo de chaveamento, transfere a energia da entrada para a saída. As formas de onda em C_b apresentadas em cada etapa caracterizam este fato.

A capacitância C_b é dimensionada para que a ondulação de 120Hz na tensão, decorrente da forma dada à corrente de saída i_o , seja limitada. Para facilitar a análise idealizamos o circuito como mostrado na Figura 3.6. A corrente de saída i_o é considerada constante para um período de chaveamento, dado que a frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência de rede.

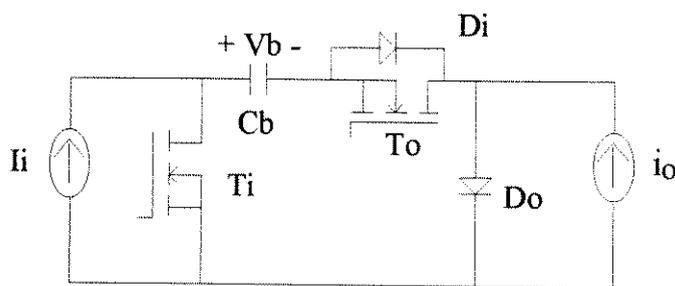


Fig. 3.6 Circuito Idealizado

Para a correta operação, como já foi dito no capítulo anterior, é necessário que a seguinte relação entre os ciclos de trabalho das chaves seja respeitada:

$$\delta_i \geq \delta_o \quad (3.7)$$

O seguinte procedimento foi adotado para a descrição de cada etapa de operação: Inicialmente apresentar-se-á o circuito com os componentes em operação destacados em negrito.

A seguir, uma descrição e as formas de onda que caracterizam a etapa, destacando-se a tensão e a corrente no capacitor de transferência de energia C_b . Posteriormente são apresentadas as formas de onda nos componentes objetivando a análise quantitativa do circuito. É importante salientar que para esta análise as ondulações de corrente de entrada e saída foram desprezadas. As formas de onda destas correntes são mostradas nas Figuras 3.2 e 3.4.

Desprezando as perdas no circuito, a corrente de entrada é definida por:

$$I_i = \frac{P_o}{V_i} \quad (3.8)$$

e a corrente de saída como:

$$i_o(\theta) = \frac{P_o}{V_{o_a}} \sqrt{2} \cdot |\text{sen}(\theta)| \quad (3.9),$$

onde P_o é a potência de operação.

3.2.1 - Etapa 1 - Capacitor de transferência de energia (C_b) carregando

Nesta etapa a corrente de entrada carrega o capacitor de transferência de energia C_b , ou seja, $i_{C_b} = I_i$, como mostra a Figura 3.7.

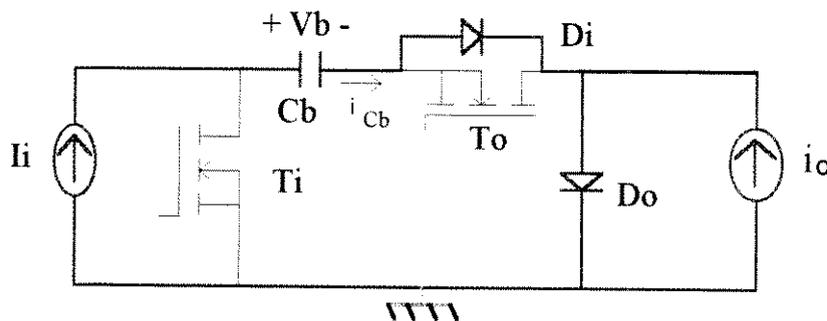


Fig. 3.7 Primeira etapa de operação

Esta etapa inicia no instante t_0 quando o transistor T_i é desligado, e portanto o diodo D_i entra em condução. Esta etapa termina no instante t_1 , quando a chave T_i é ligada.

A Figura 3.8 mostra as formas de onda desta etapa. Note a carga do capacitor C_b na curva 3.8(a), pela passagem da corrente I_i , curva 3.8(b). A Figura 3.8(c) mostra a tensão sobre T_i .

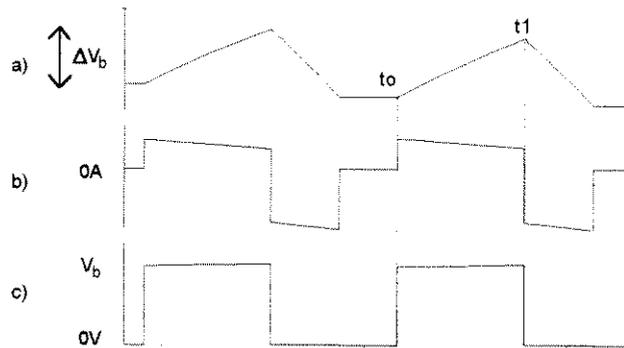


Fig. 3.8 Resultados de simulação : a) V_{Cb} ; b) i_{Cb} ; c) V_{dsTi} .

3.2.1.a - Análise Quantitativa da Etapa 1

A Figura 3.9 mostra as formas de onda de corrente nos diodos D_i e D_o .

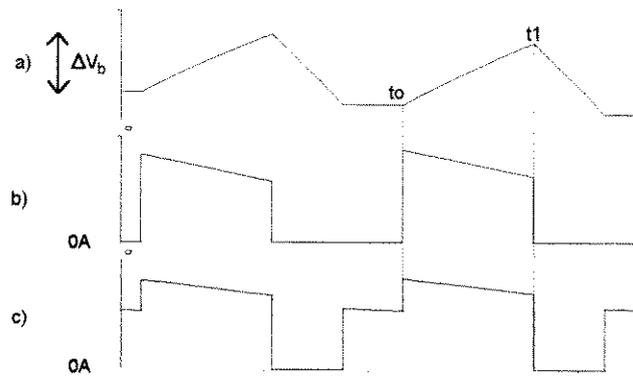


Fig. 3.9 Resultados de simulação : a) V_{Cb} ; b) i_{Di} ; c) i_{Do} .

Nesta etapa o diodo D_i conduz a corrente de entrada I_i durante o período no qual T_i está desligada, ou seja, $\Delta t_i = t_1 - t_o = (1 - \delta_i) \cdot T_s$. Então a corrente média em D_i nesta etapa, Figura 3.9(b) é:

$$I_{D_i, \text{méd. dio}}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_1} I_i \cdot dt \quad (3.10)$$

E a corrente eficaz é:

$$I_{D_i, \text{eficaz}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_1} I_i^2 dt} \quad (3.11)$$

O diodo D_o conduz a corrente de entrada I_i e também a corrente de saída i_o , então o valor médio de corrente, Figura 3.9(c), é:

$$I_{D_o, \text{méd. dio}}(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_1} (i_o(\theta) + I_i) \cdot dt \quad (3.12)$$

E o valor eficaz é dado por:

$$I_{D_o\text{eficaz}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_1} (i_o(\theta) + I_i)^2 dt} \tag{3.13}$$

3.2.2 - Etapa 2 - Capacitor de transferência de energia (C_b) descarregando

Nesta etapa C_b é descarregado pela corrente de saída, $i_{C_b} = i_o$. A Figura 3.10 ilustra esta etapa.

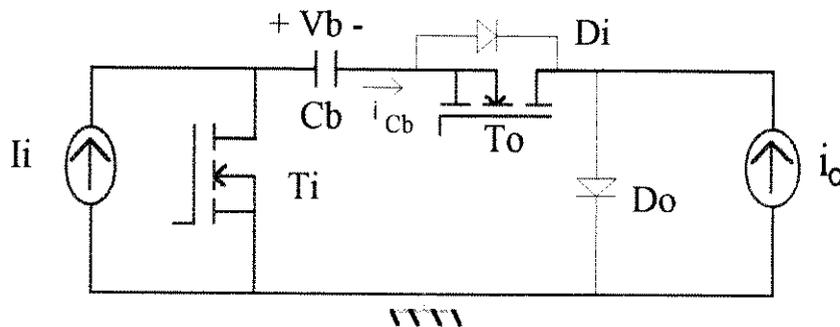


Fig. 3.10 Segunda etapa de operação

Esta etapa inicia no instante t_1 , quando T_i liga e termina no instante t_2 , quando T_o é desligada e portanto D_o entra em condução. A Figura 3.11 mostra as formas de onda desta etapa. Note a descarga do capacitor C_b na Figura 3.11(a), pela passagem da corrente i_o , curva 3.11(b). As curvas 3.11(c) e (d) mostram as tensões sobre as chaves T_i e T_o , respectivamente.

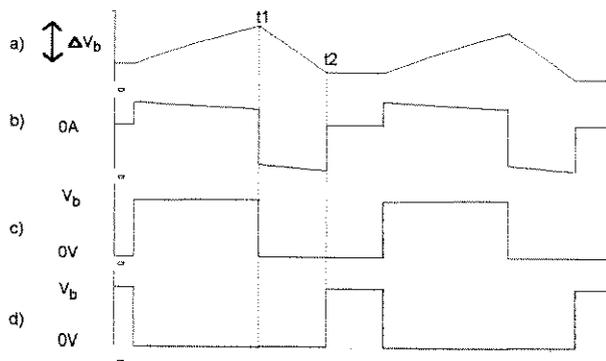


Fig. 3.11 Resultados de simulação : a) V_{C_b} ; b) i_{C_b} ; c) V_{dsT_i} ,d) V_{dsT_o}

3.2.2.a - Análise Quantitativa da Etapa 2

A Figura 3.12 mostra as formas de onda de corrente nas chaves T_i e T_o .

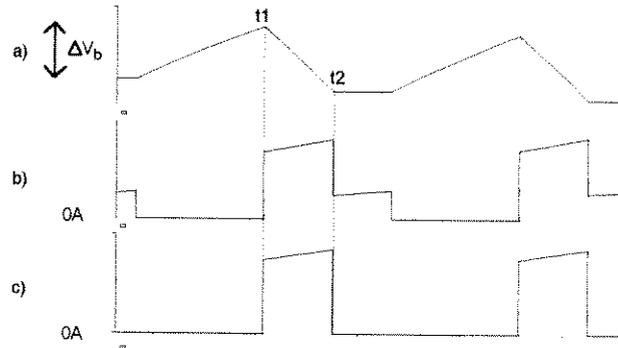


Fig. 3.12 Resultados de simulação : a) V_{Cb} ; b) i_{Ti} ; c) i_{To} .

Nesta etapa T_i conduz as correntes de entrada e saída, no intervalo de tempo em que T_o está ligada, ou seja, $\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \delta_o(\theta) \cdot T_s$. Observe que este intervalo é variável, dado que o ciclo de trabalho de T_o é modulado.

Então a corrente média em T_i será:

$$I_{T_i, \text{méd}}(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_1}^{t_2} (i_o(\theta) + I_i) \cdot dt \quad (3.14)$$

E a corrente eficaz é:

$$I_{T_i, \text{eficaz}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_1}^{t_2} (i_o(\theta) + I_i)^2 \cdot dt} \quad (3.15)$$

A chave T_o conduz a corrente de saída, e seu valor médio é:

$$I_{T_o, \text{méd}}(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_o(\theta) \cdot dt \quad (3.16)$$

E a corrente eficaz é:

$$I_{T_o, \text{eficaz}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_1}^{t_2} (i_o(\theta))^2 \cdot dt} \quad (3.17)$$

3.2.3 - Etapa 3 - Capacitor de transferência de energia (C_b) fluando

Nesta etapa não circula corrente pelo capacitor C_b , $i_{Cb} = 0$. A Figura 3.13 mostra esta etapa.

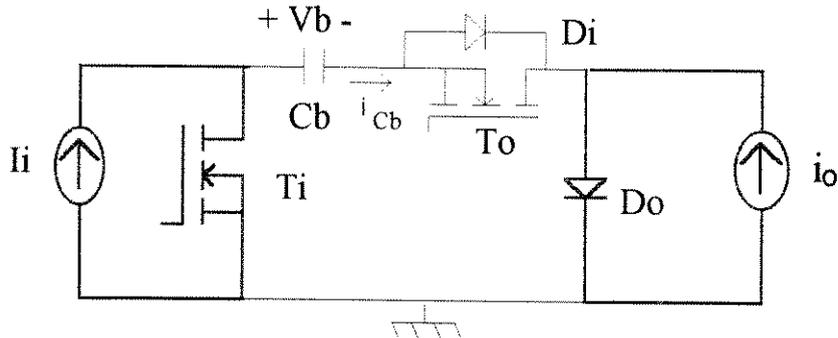


Fig. 3.13 Terceira etapa de operação

Esta etapa inicia no instante t_2 , quando T_0 desliga e o diodo D_0 entra em condução, e termina em t_3 , quando T_i é desligada. A corrente de saída está em roda livre. A Figura 3.14 mostra as formas de onda correspondentes. Note o período flutuante do capacitor C_b na Figura 3.14(a), onde a corrente i_{Cb} é nula, Figura 3.14(b). As curvas 3.14(c) e (d) ilustram as tensões nas chaves T_0 e T_i , respectivamente.

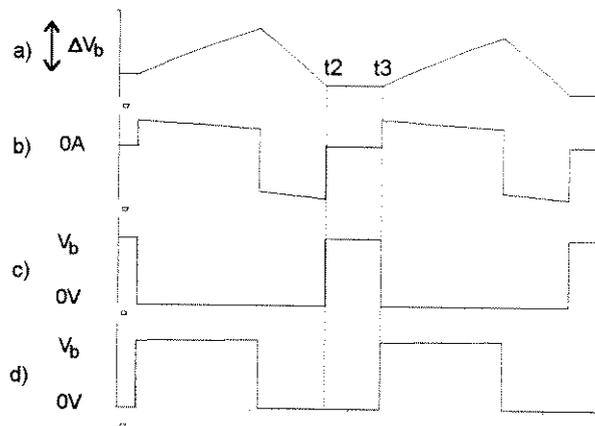


Fig. 3.14 Resultados de simulação: a) V_{Cb} ; b) i_{Cb} ; c) V_{dsT_0} , d) V_{dsT_i} .

3.2.3.a - Análise Quantitativa da Etapa 3

A Figura 3.15 mostra as formas de onda de corrente na chave T_i e no diodo D_0 .

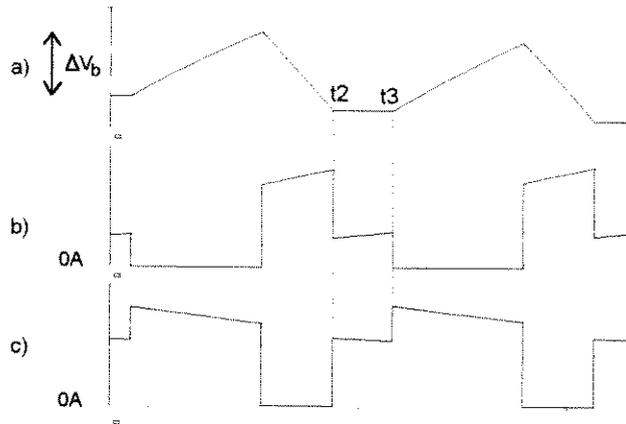


Fig. 3.15 Resultados de simulação: a) V_{Cb} ; b) i_{Ti} ; c) i_{Do} .

Nesta etapa T_i passa a conduzir somente a corrente de entrada no intervalo definido por $\Delta t_3 = t_3 - t_2 = (\delta_i - \delta_o(\theta)) \cdot T_s$. Note que novamente temos um intervalo variável. Então a corrente média em T_i é:

$$I_{T_i, \text{méd}}(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_2}^{t_3} I_i \cdot dt \tag{3.18}$$

E a corrente eficaz é:

$$I_{T_i, \text{eficaz}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_2}^{t_3} (I_i)^2 \cdot dt} \tag{3.19}$$

O diodo D_o conduz somente a corrente de saída, então a corrente média é:

$$I_{D_o, \text{méd}}(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_2}^{t_3} i_o(\theta) \cdot dt \tag{3.20}$$

E a corrente eficaz igual a:

$$I_{D_o, \text{eficaz}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_2}^{t_3} (i_o(\theta))^2 \cdot dt} \tag{3.21}$$

3.3 - Análise Quantitativa

A partir do equacionamento anterior, para cada etapa de operação, determinam-se as correntes médias e eficazes nos semicondutores, para um período de chaveamento e para um período de rede. Esta análise assume por simplicidade que as potências de entrada e de saída são

iguais. As equações obtidas são normalizadas pela corrente eficaz injetada na rede, ou seja, $I_{o,ef} = \frac{P_o}{V_{o,ef}}$, supondo fator de potência unitário.

Este circuito pode operar com tensão de entrada V_i variável, de acordo com a tensão fornecida pelo equipamento sob teste. Dada esta flexibilidade, as equações a seguir são escritas em função do fator:

$$\alpha = \frac{V_i}{V_{o,pico}} \quad (3.22),$$

que relaciona a tensão de entrada e a tensão de pico da rede.

3.3.1 - Corrente no transistor T_i

3.3.1.a - Para um período de chaveamento

A partir de (3.14) e (3.18), substituindo adequadamente (3.8), (3.9), (3.4) e (3.22), a corrente média instantânea em T_i , normalizada pela corrente de saída $I_{O,ef}$ é:

$$\overline{I_{T_i,méd}} = \frac{I_{T_i,méd}}{I_o} = \frac{1}{\alpha} - \frac{V_{o,pico}}{V_b} + \sqrt{2} \cdot \frac{V_{o,pico}}{V_b} \text{sen}^2\theta \quad (3.23)$$

E resulta de (3.15) e (3.19), substituindo (3.8), (3.9), (3.4) e (3.22), que a corrente eficaz instantânea normalizada é dada por:

$$\overline{I_{T_i,ef}} = \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} + \sqrt{2} \cdot |\text{sen}\theta|\right)^2 \cdot \frac{V_{o,pico}}{V_b} \cdot |\text{sen}\theta| + \left(\frac{1}{2\alpha}\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{V_{o,pico}}{V_b} (1 + \alpha)\right) |\text{sen}\theta|} \quad (3.24)$$

3.3.2.b - Para um período de rede

Com (3.23), temos que a corrente média é definida por::

$$\overline{I_{T_i,MÉD}} = \frac{I_{T_i,MÉD}}{I_o} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{T_i,méd}) d\theta \quad , \text{ resultando:}$$

$$\overline{I_{T_i,MÉD}} = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot \alpha} \quad (3.25)$$

De (3.24), a corrente eficaz normalizada é descrita por:

$$\overline{I_{T_i,EF}} = \frac{I_{T_i,EF}}{I_o} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{T_i,ef})^2 d\theta} \quad , \text{ resultando que:}$$

$$\frac{\overline{I_{T_iEF}}}{I_o} = \frac{I_{T_iEF}}{I_o} = \sqrt{\frac{1}{2\alpha^2} \cdot \left(1 + \frac{\alpha \cdot V_{o\text{pico}}}{V_b}\right) + \frac{8V_{o\text{pico}}}{3\pi V_b}} \quad (3.26)$$

A Figura 3.16 mostra a curva correspondente à (3.26). Note que quanto menor for a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída, maior será a corrente eficaz na chave T_i , para uma mesma potência absorvida do equipamento sob teste.

Esta curva foi traçada para vários valores de V_b e $V_{o\text{pico}} = 180 \text{ V}$ (correspondente à tensão eficaz da rede de 127 V).

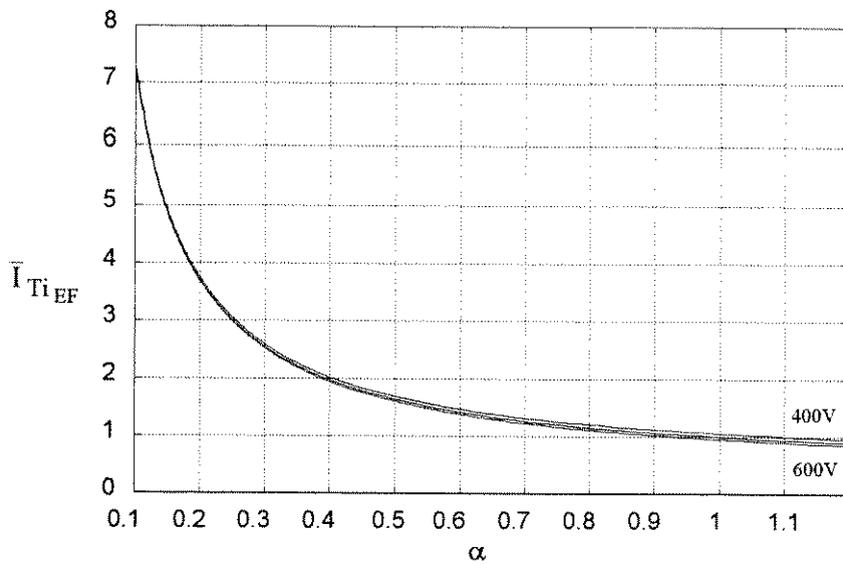


Fig. 3.16 Variação da corrente eficaz normalizada da chave T_i em função de α

3.3.2 - Corrente no diodo D_i

Este diodo conduz a corrente de entrada I_i , que é constante. O seu intervalo de condução, em regime, também é constante, ou seja, depende somente do ciclo de trabalho da chave T_i . Portanto os valores médio e eficaz de corrente independem do período de rede. A partir de (3.10), substituindo (3.8) e (3.22), resulta que a corrente média normalizada em D_i é:

$$\overline{I_{D_iMÉD}} = \frac{\sqrt{2}}{2\alpha} (1 - \delta_i) \quad (3.27)$$

E a partir de (3.11), substituindo (3.8) e (3.22), a corrente eficaz normalizada é dada por:

$$\overline{I_{D_iEF}} = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{1 - \delta_i}{2}} \quad (3.28)$$

3.3.3 - Corrente no diodo D_O

3.3.3.a - Para um período de chaveamento

A partir de (3.12) e (3.20), das etapas 1 e 3 respectivamente, e substituindo (3.8), (3.9), (3.4) e (3.22), a corrente média normalizada em D_O é:

$$\overline{I_{D_{O_{\text{méd}}}}} = \sqrt{2} \cdot \text{sen}\theta \cdot \left[1 - \frac{V_{o_{\text{pico}}}}{V_b} (\alpha + \text{sen}\theta) \right] + \left(\sqrt{2} \cdot \text{sen}\theta + \frac{1}{\alpha \cdot \sqrt{2}} \right) \cdot \frac{\alpha \cdot V_{o_{\text{pico}}}}{V_b} \quad (3.29)$$

De (3.13) e (3.21), substituindo (3.8), (3.9), (3.4) e (3.22), a corrente eficaz normalizada é:

$$\overline{I_{D_{O_{\text{ef}}}}} = \sqrt{2 \left(1 - \frac{V_{o_{\text{pico}}}}{V_b} (\alpha + \text{sen}\theta) \right)^2 + \left(\sqrt{2} \cdot \text{sen}\theta + \frac{1}{\alpha \cdot \sqrt{2}} \right)^2} \cdot \frac{\alpha \cdot V_{o_{\text{pico}}}}{V_b} \quad (3.30)$$

3.3.3.b - Para um período de rede

De (3.29) temos que a corrente média normalizada é:

$$\overline{I_{D_{O_{\text{MÉD}}}}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} + \frac{V_{o_{\text{pico}}}}{V_b} \cdot (\sqrt{2} - 1) \cdot \left(\frac{2\alpha}{\pi} + \frac{1}{2} \right) \quad (3.31)$$

E de (3.30) resulta que a corrente eficaz normalizada é definida por:

$$\overline{I_{D_{O_{\text{EF}}}}} = \sqrt{1 + \frac{V_{o_{\text{pico}}}}{V_b} \left(\frac{4}{3\pi} + \frac{1}{\alpha} \right)} \quad (3.32)$$

A Figura 3.17 mostra a curva correspondente à equação (3.32). Note que para uma mesma potência de entrada e baixos valores de α o esforço de corrente em D_O é elevado, pois este diodo conduz a corrente de entrada quando T_i está desligada. Para maiores valores de α a corrente por D_O aproxima-se da corrente de saída, decorrente dos menores valores de corrente de entrada.

Esta curva foi obtida para vários valores de V_b e para $V_{o_{\text{pico}}} = 180$ V (correspondente à tensão eficaz da rede de 127 V).

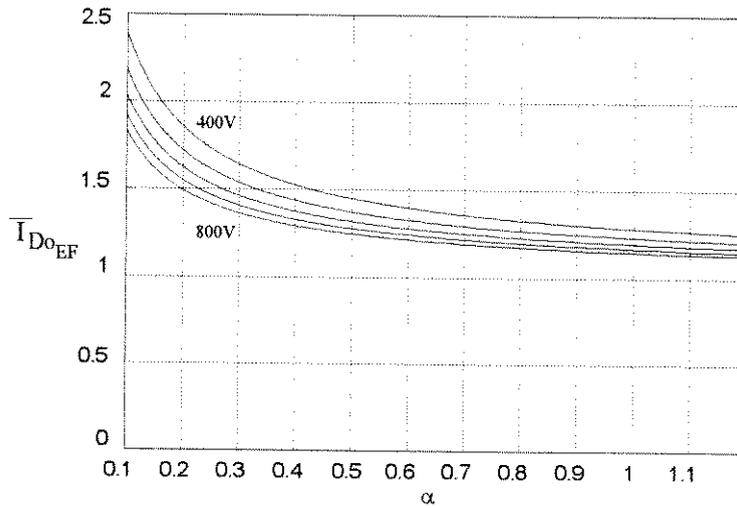


Fig. 3.17 Variação da corrente eficaz normalizada do diodo D_0 em função de α

3.3.4 - Corrente no transistor T_0

3.3.4.a - Para um período de chaveamento

De (3.16), da etapa 2, e substituindo adequadamente (3.9), (3.4) e (3.22), resulta que a corrente média normalizada em T_0 é:

$$\overline{I_{T_{0md}}} = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{o_{pico}}}{V_b} \cdot \text{sen}^2\theta \quad (3.33)$$

A partir de (3.17), substituindo (3.9), (3.4) e (3.22), resulta que a corrente eficaz normalizada é dada por:

$$\overline{I_{T_{0\alpha}}} = \sqrt{2 \cdot \frac{V_{o_{pico}}}{V_b} \cdot \text{sen}\theta \cdot \text{sen}\theta} \quad (3.34)$$

3.3.4.b - Para um período de rede

A partir de (3.33), temos que a corrente média normalizada é:

$$\overline{I_{T_{0MÉD}}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{V_{o_{pico}}}{V_b} \quad (3.35)$$

E de (3.34), resulta que a corrente eficaz normalizada é:

$$\overline{I_{T_{0EF}}} = \sqrt{\frac{8}{3\pi} \cdot \frac{V_{o_{pico}}}{V_b}} \quad (3.36)$$

Note que (3.36) independe do fator α , pois a chave T_O não conduz nenhuma parcela da corrente de entrada, variável em função de α .

3.3.5 - Critérios para dimensionamento das indutâncias L_i , L_o e da capacitância

C_b

3.3.5.a - Indutância L_i

A indutância de entrada é dimensionada para garantir que o estágio de entrada, que é um circuito elevador de tensão, opere no modo de condução contínua, a um nível mínimo de potência regenerada. Portanto L_i é determinado pela equação a seguir [2]:

$$L_i \geq \frac{V_i^2 \cdot \delta_i \cdot T_s}{2 \cdot P_{\min}} \quad (3.37),$$

Substituindo (3.1) em (3.37), temos que a indutância mínima necessária para a condução contínua será dada por:

$$L_i \geq \frac{V_{i_{\max}}^2}{2 \cdot f_s \cdot P_{\min}} \cdot \left(1 - \frac{V_{i_{\max}}}{V_b}\right) \quad (3.38)$$

3.3.5.b - Indutância L_o

Esta indutância é projetada para limitar a ondulação de corrente de alta frequência da saída. Operando no modo de condução contínua, esta ondulação é definida por:

$$\Delta i_o = \frac{(V_b - v_o) \cdot \delta_o \cdot T_s}{L_o} \quad (3.39)$$

Substituindo (3.4) em (3.39) e sendo $v_o = V_{o_{\text{pico}}} \cdot \text{sen}\theta$, temos a variação da ondulação da corrente de saída em função de θ :

$$\Delta i_o(\theta) = \frac{V_{o_{\text{pico}}}}{L_o \cdot f_s} \overline{\Delta i_o(\theta)} \quad (3.40)$$

onde,

$$\overline{\Delta i_o(\theta)} = \left(\text{sen}\theta - \frac{V_{o_{\text{pico}}}}{V_b} \cdot \text{sen}^2\theta \right) \quad (3.41),$$

A indutância L_o é calculada para a máxima ondulação da corrente de saída. A Figura 3.18 mostra a curva correspondente à equação (3.41) para um semiciclo de rede, e para vários valores de V_b . Esta curva foi traçada para $V_{o\text{ pico}} = 180\text{V}$ (correspondente à tensão eficaz da rede de 127 V).

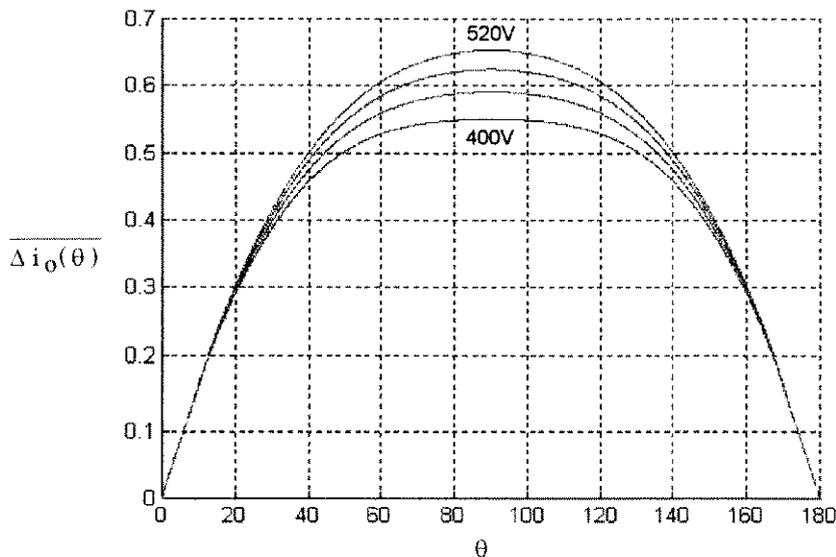


Fig. 3.18 Variação da ondulação da corrente de saída para um semiciclo de rede

As máximas ondulações de corrente ocorrem para θ aproximadamente igual a 90° , logo

$$\overline{\Delta i_o} = 1 - \frac{V_{o\text{ pico}}}{V_b}$$

Então de (3.40) a indutância de saída é definida por:

$$L_o \geq \frac{V_{o\text{ pico}}}{\Delta i_{o\text{ máx}} \cdot f_s} \cdot \left(1 - \frac{V_{o\text{ pico}}}{V_b} \right) \quad (3.42)$$

3.3.5.c - Capacitância C_b

Esta capacitância é calculada de acordo com a ondulação de tensão ΔV_b estabelecida pelo projetista. Então temos que:

$$C_b \geq \frac{P}{2 \cdot \omega \cdot V_b \cdot \Delta V_b} \quad (3.43),$$

onde ω é a frequência angular da rede e P é a potência de operação do regenerador.

3.4 - Metodologia para projeto

Nesta seção um procedimento para projeto é dado, baseado nas equações e figuras expostas na seção precedente.

Os dados de entrada necessários para o projeto são:

- Máxima tensão de saída (V_o).
- Máxima tensão de entrada ($V_{i_{máx}}$)
- Potência de operação
- Mínima potência de operação
- Máxima ondulação de alta frequência na corrente de saída ($\Delta i_{o_{máx}}$)
- Máxima ondulação de tensão (ΔV_b)
- Frequência de chaveamento (f_s)
- Frequência da rede

3.4.1 Sequência para projeto

√ Para a correta operação do circuito a equação (3.7) deve ser satisfeita. O máximo ciclo de trabalho δ_o é obtido substituindo a equação (3.4) em (3.1) :

$$\delta_{o_{máx}} \leq \frac{V_{o_{pico}}}{V_{o_{pico}} + V_{i_{máx}}} \quad (3.44)$$

√ Definido $\delta_{o_{máx}}$ através de (3.44), arbitra-se o valor de tensão de operação V_b , respeitando o seguinte limite:

$$V_b > \frac{V_{o_{pico}}}{\delta_{o_{máx}}} \quad (3.45)$$

A tensão V_b será aplicada diretamente sobre as chaves. Então, para redução dos esforços de tensão, valores mínimos de V_b devem ser utilizados.

√ Utilizando-se (3.38) calcula-se a indutância de entrada L_i .

√ A equação (3.42) define a indutância de saída L_o .

√ A equação (3.43) determina a capacitância C_b .

- √ Com a tensão V_i fornecida pelo equipamento sob teste e a tensão V_b determinada anteriormente, calcula-se o ciclo de trabalho δ_i de operação, através de (3.1).
- √ A partir de (3.22) determina-se o fator α .
- √ Os valores médio e eficaz de corrente na chave T_i são obtidos (3.25) e (3.26) ou diretamente na Figura 3.17.
- √ O diodo D_i é dimensionado através das equações (3.27) e (3.28).
- √ As correntes no diodo D_o são calculadas por meio das equações (3.31) e (3.32) ou diretamente através da Figura 3.18.
- √ E finalmente as equações (3.35) e (3.36) determinam os valores de corrente em T_o .

Capítulo 4

Comutação Suave

A eficiência do circuito regenerador de energia é importante, visto o objetivo de recuperar energia. As perdas nos semicondutores, por condução e comutação, diminuem a eficiência. Para uma alta frequência de chaveamento a redução nas perdas por comutação pode significar importante melhoria no rendimento.

Neste capítulo são reapresentadas as etapas de operação do regenerador, com foco nas comutações dos semicondutores que operam em alta frequência. As formas de onda em questão também são mostradas, e servirão para uma análise comparativa com os resultados experimentais apresentados no próximo capítulo.

4.1 - Obtenção das Comutações Suaves

Tipicamente, as comutações suaves são obtidas adicionando-se chaves auxiliares ao circuito. Isto normalmente aumenta os custos e acrescenta complexidade ao sistema de acionamento. Portanto, a possibilidade de obtenção de comutações suaves, sem a necessidade da adição de componentes auxiliares, é relevante.

Neste trabalho, as comutações suaves do tipo ZVS (zero voltage switching) foram obtidas de duas maneiras simples. Através da introdução do capacitor de comutação C_S e por um ajuste no sinal de disparo da chave T_i . A Figura 4.1 mostra o circuito com a adição do capacitor de comutação C_S .

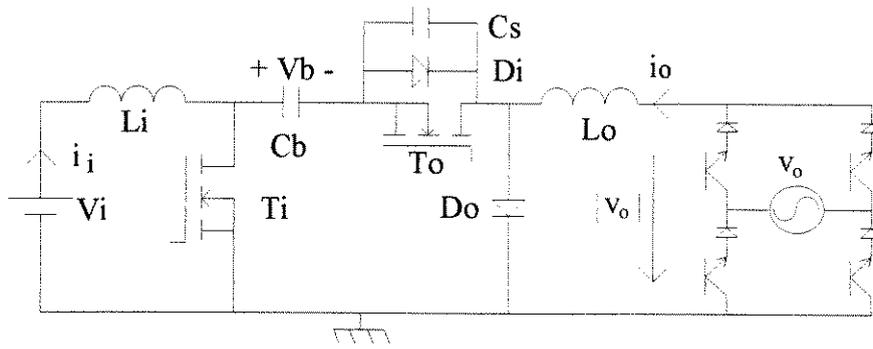


Fig. 4.1 Regenerador de energia com comutação suave

4.1.1 - Capacitor C_S

A adição do capacitor C_S , em paralelo com a chave T_O , possibilita obter a maioria das comutações suaves aqui apresentadas, quais sejam: desligamento de T_O , entrada em condução de D_O , desligamento de T_i , entrada em condução de D_i .

Na verdade, o capacitor C_S é um complemento à capacitância parasita C_{dS} (dreno para fonte) do transistor T_O , de tecnologia MOS, usado. Esta capacitância é pequena, da ordem de alguns nanoFarads. Seu valor pode ser ajustado experimentalmente, uma vez que um valor adequado depende não só do MOSFET, mas também do circuito de acionamento.

A inclusão de C_S acrescenta duas etapas de operação ao conversor, como detalhado na seção 4.2. Entretanto estas etapas, devido à sua curta duração, não afetam significativamente a análise da transferência de energia do circuito. Por tal razão, para obter as equações do capítulo 3, estas etapas foram desconsideradas.

4.1.2 - Sinal de disparo de T_i

Uma característica de operação deste conversor é o sincronismo, ou seja, as duas chaves são acionadas na mesma frequência. Entretanto, a introdução de um atraso no sinal de disparo de T_i , em relação ao sinal de T_O , acrescenta duas comutações suaves ao circuito, as quais são: a entrada em condução de T_O e o desligamento de D_i .

Este atraso é da ordem de centenas de nanosegundos e garante que a chave T_O seja ligada enquanto o diodo D_i ainda está conduzindo (ver etapa 1).

4.2 - Comutações Suaves

4.2.1 - Etapa 1 - Capacitor de transferência de energia (C_b) carregando

Nesta etapa a corrente de entrada carrega o capacitor de transferência de energia C_b , como mostra a Figura 4.2.

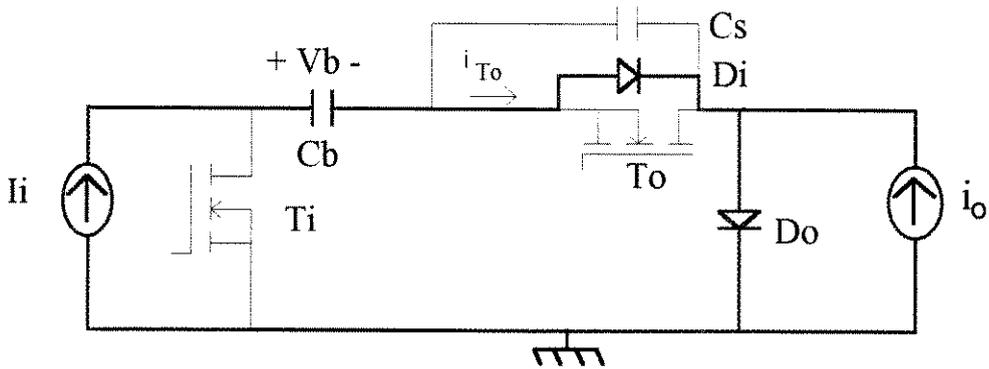


Fig. 4.2 Primeira etapa de operação

A Figura 4.3 ilustra as comutações suaves desta etapa, delimitada pelos instantes t_0 e t_2 , mostrada na curva 4.3(a). Enquanto o diodo D_i está conduzindo a chave T_0 recebe o sinal de disparo (instante t_1 na curva 4.3(d)), ligando sob tensão nula . A corrente deixará de passar por D_i e efetivamente circulará por T_0 quando a chave T_i ligar (instante t_2 na curva 4.3(d)). O diodo D_i desliga então sob tensão nula .

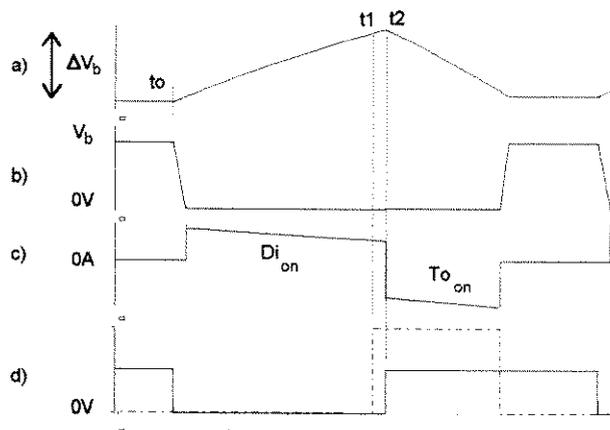


Fig. 4.3 Resultados de simulação : a) V_{Cb} ; b) V_{dsT_0} , c) i_{T_0} d) Traço contínuo: pulso de disparo da chave T_i . Traço pontilhado: pulso de disparo da chave T_0 .

4.2.2 - Etapa 2 - Capacitor de transferência de energia (C_b) descarregando

Nesta etapa, ilustrada pela Figura 4.4, C_b é descarregado pela corrente de saída i_o .

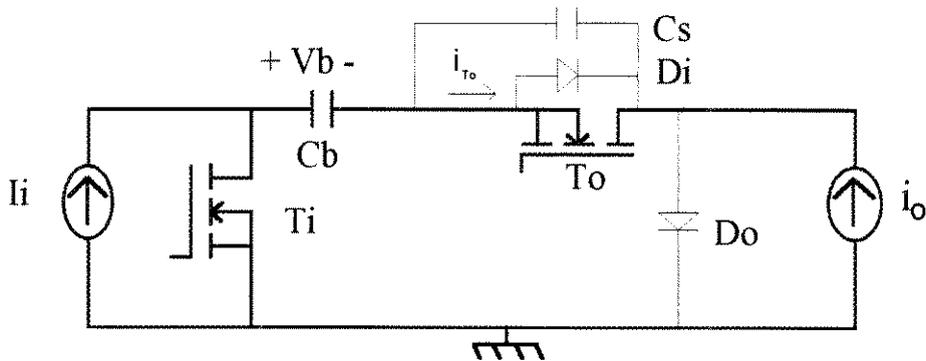


Fig. 4.4 Segunda etapa de operação

A Figura 4.5 ilustra as comutações nesta etapa, delimitada pelos instantes t_2 e t_3 da curva 4.5(a). Neste estágio T_i liga dissipando energia (instante t_2 nas curvas 4.5(b) e (c)), pois a tensão V_b é aplicada sobre dreno e fonte de T_i , através de D_o que estava conduzindo no momento da transição. O diodo D_o desliga dissipando energia (instante t_2 nas curvas 4.6(b) e (c)), pois é polarizado reversamente pela tensão V_b através de T_o e T_i .

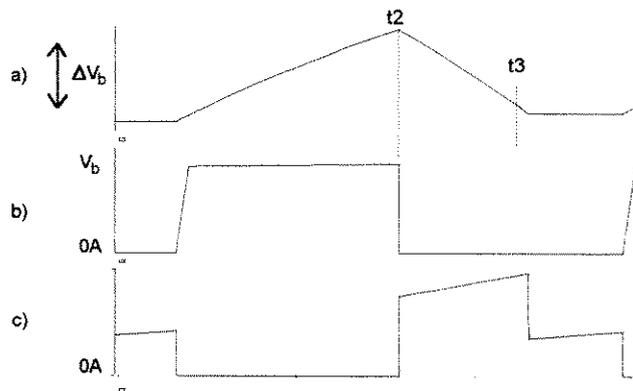


Fig. 4.5 Resultados de simulação: a) V_{Cb} ; b) V_{dsTi} ; c) i_{Ti}

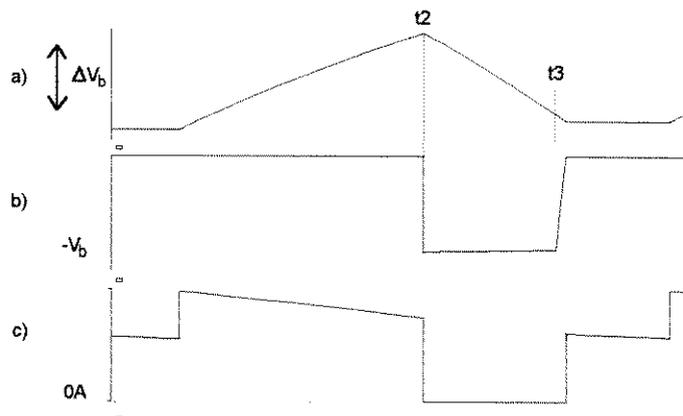


Fig. 4.6 Resultados de simulação: a) V_{Cb} ; b) V_{Do} ; c) i_{Do}

4.2.3 - Etapa de transição 1 - Capacitor de comutação (C_s) carregando

Nesta etapa, ilustrada pela Figura 4.7, o capacitor C_s é carregado pela corrente i_o .

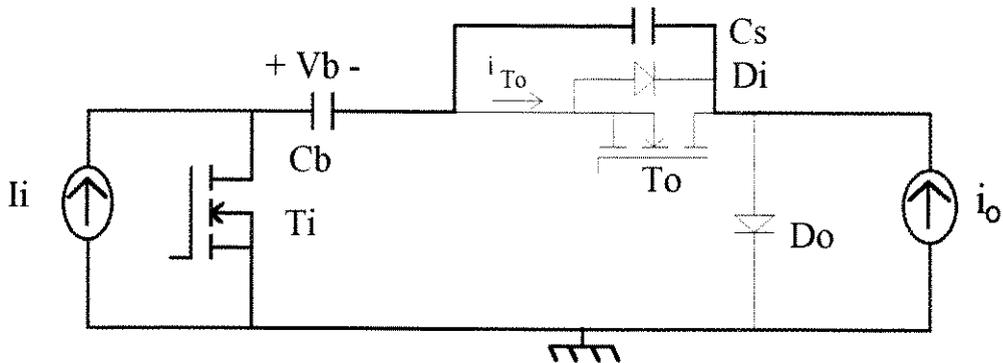


Fig. 4.7 Primeira etapa de transição

Neste estágio, delimitado pelos instantes t_3 e t_4 na Figura 4.8(a), a chave T_o é desligada sob tensão nula (instante t_3 nas curvas 4.8(b) e (c)), devido ao capacitor C_s entre dreno e fonte.

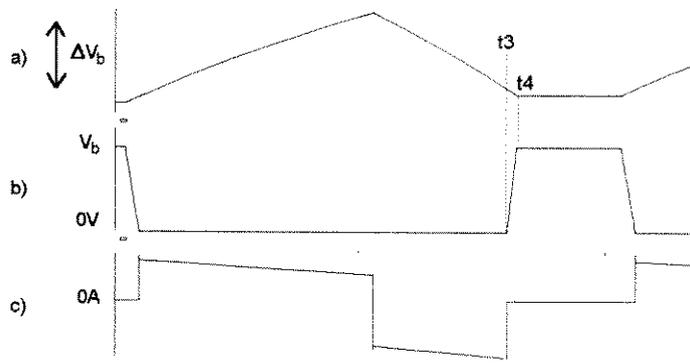


Fig. 4.8 Resultados de simulação: a) V_{Cb} ; b) V_{dsT_o} ; c) i_{T_o}

4.2.4 - Etapa 3 - Capacitor de transferência de energia (C_b) fluando

Nesta etapa não circula corrente pelo capacitor C_b . A Figura 4.9 mostra esta etapa.

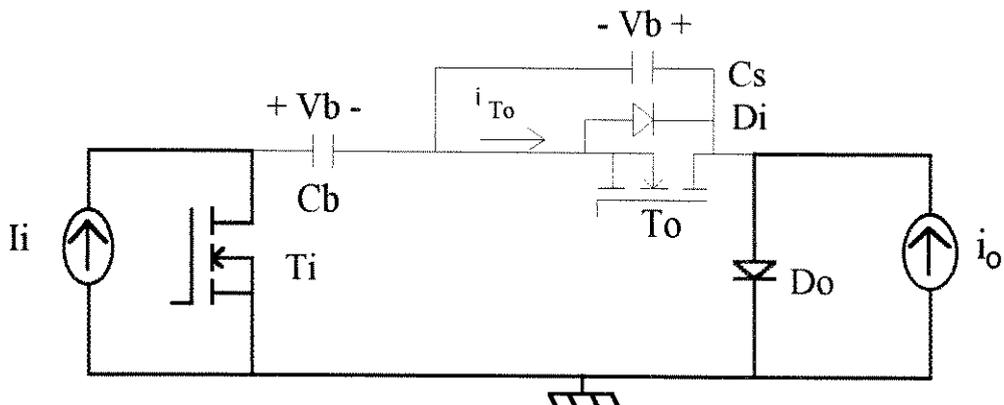


Fig. 4.9 Terceira etapa de operação

Esta etapa é delimitada pelos instantes t_4 e t_5 na Figura 4.10(a). Neste estágio o diodo D_o , inicialmente polarizado reversamente pela tensão V_b através de T_i e T_o , entra em condução sob tensão nula (instante t_4 nas curvas 4.10(b) e (c)), quando o capacitor C_s carrega-se com a tensão V_b , pela passagem da corrente i_o .

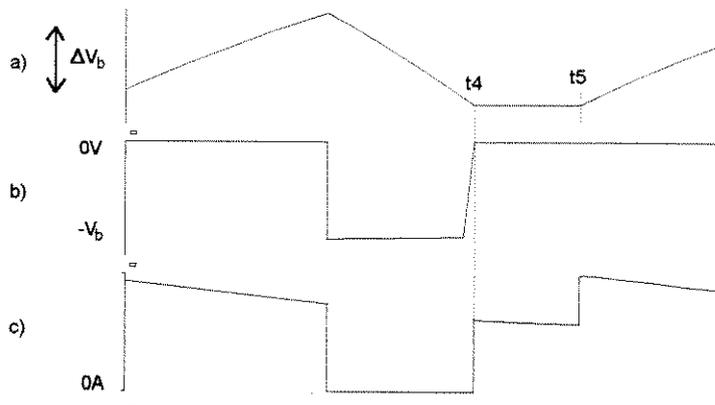


Fig. 4.10 Resultados de simulação: a) V_{Cb} ;b) V_{Do} ;c) i_{Do}

4.2.5 - Etapa de transição 2 - Capacitor de comutação (C_s) descarregando

Nesta etapa o capacitor C_s é descarregado pela corrente I_j . A Figura 4.11 ilustra esta etapa.

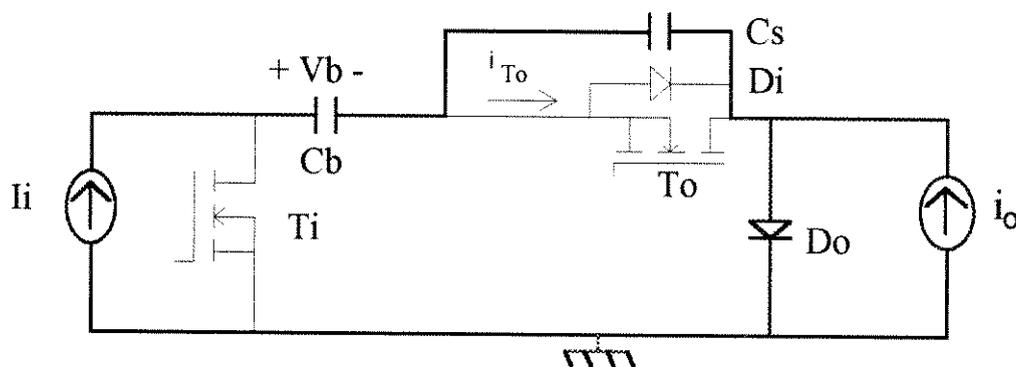


Fig. 4.11 Segunda etapa de transição

Este estágio é delimitado pelos instantes t_5 e t_6 mostrados na Figura 4.12(a). Nesta etapa a chave T_i desliga sob tensão nula (instante t_5 nas curvas 4.12(b) e (c)). Isto ocorre devido aos capacitores estarem carregados com a mesma tensão V_b , mas com a polaridade contrária, e estarem aplicados sobre T_i através de D_o .

O capacitor C_s é descarregado pela passagem da corrente de entrada I_i até polarizar diretamente o diodo D_i , quando este entra em condução sob tensão nula (instante t_6 nas curvas 4.13(b) e(c)).

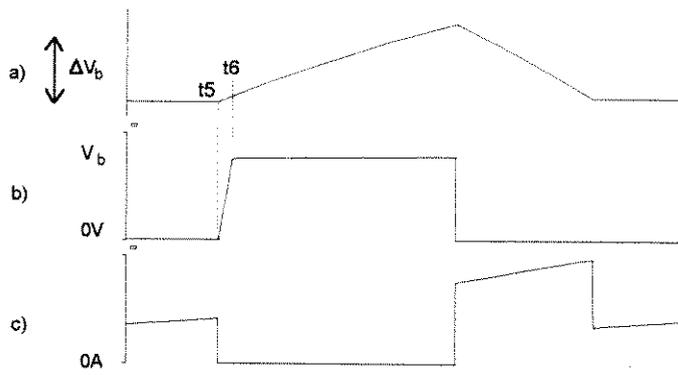


Fig. 4.12 Resultados de simulação: a) V_{Cb} ;b) V_{dsTi} ;c) i_{Ti}

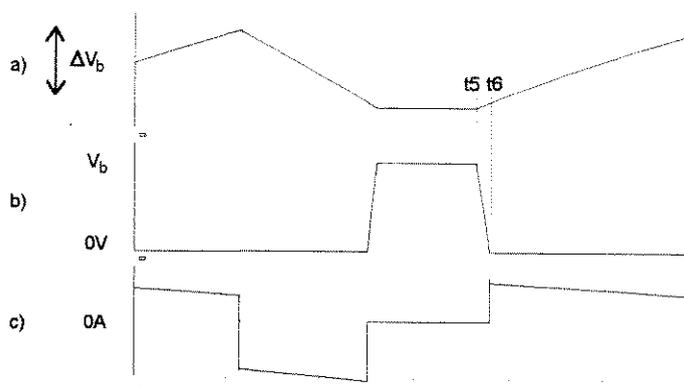
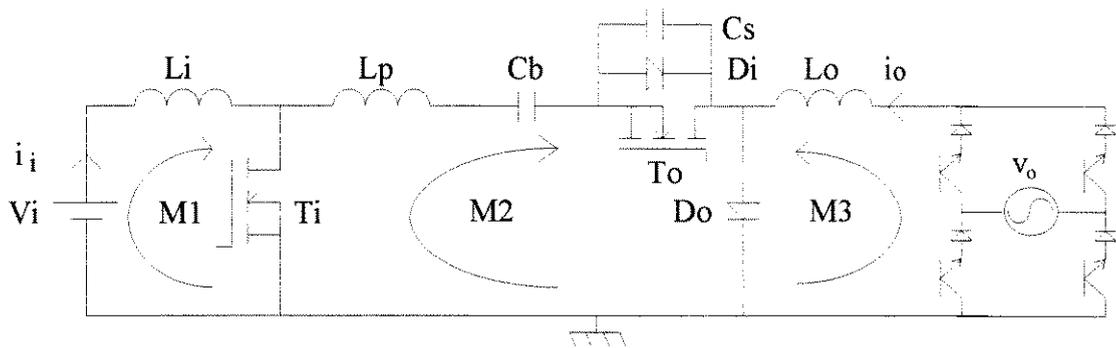


Fig. 4.13 Resultados de simulação: a) V_{Cb} ;b) V_{dsTo} ;c) i_{To}

4.3 - Considerações Práticas

Os efeitos de elementos parasitas, inerentes ao “lay-out” de circuitos, são problemas comuns em protótipos de bancada e mesmo em montagens finais. Este tópico aborda, basicamente, o efeito de indutâncias parasitas no circuito em estudo.

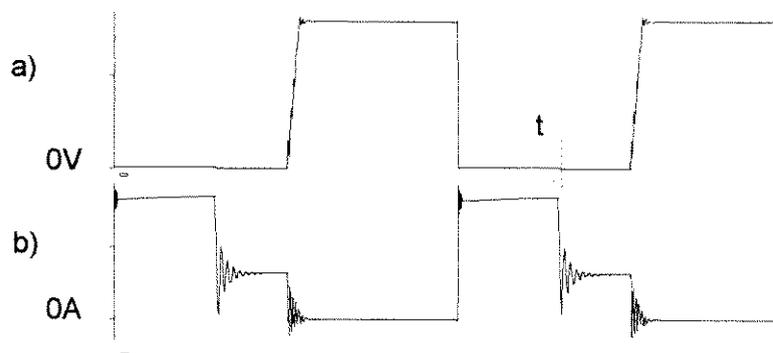
Frente à impossibilidade de se estabelecerem conexões diretas entre os terminais dos componentes que compõem circuitos eletrônicos de potência, procura-se utilizar o mínimo comprimento possível para os cabos de conexão, observado que um condutor pode ser considerado como um elemento indutivo [11]. A indutância L_p , na Figura 4.14, representa a soma das indutâncias parasitas distribuídas ao longo da malha M2.

Fig. 4.14 Conversor com indutor parasita L_p

Note que o efeito das indutâncias parasitas, presentes nos ramos onde estão L_i e L_o , é absorvido pelos indutores.

4.3.1 - Efeito das indutâncias parasitas

Os resultados obtidos através da simulação do circuito ilustram o efeito do indutor L_p , que é suposto da ordem de centenas de nH (na simulação $L_p = 300\text{nH}$). A Figura 4.15 mostra as formas de onda da tensão e da corrente no transistor T_i . Nota-se no instante t , quando a chave T_o desliga, a oscilação na corrente em T_i . Efeito este causado pela ressonância entre C_s e L_p , devido à circulação da corrente de saída i_o pela malha composta por T_i , L_p , C_b , C_s . O amortecimento observado na oscilação é atribuído a um efeito resistivo ao longo da malha ressonante. Na simulação uma resistência de 0.4Ω foi introduzida em série com C_s .

Fig. 4.15 Chave T_i . a) tensão ; b) corrente

A existência das indutâncias parasitas também produz um atraso no crescimento da corrente por T_i quando este entra em condução, como observa-se na Figura 4.16, contribuindo então para a

redução das perdas de comutação. Neste aspecto, a existência de L_p é positiva, pois reduz as perdas nesta que é a única comutação dissipativa dos transistores.

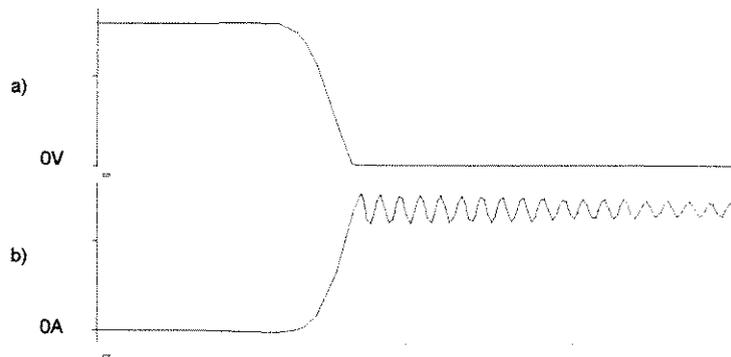


Fig. 4.16 Detalhe da comutação de T_j . a) tensão ; b) corrente

A Figura 4.17 mostra as formas de onda de tensão e corrente sobre o transistor T_O . Nota-se claramente a sobretensão sobre este componente, no desligamento, decorrente da ressonância entre C_S e L_p .

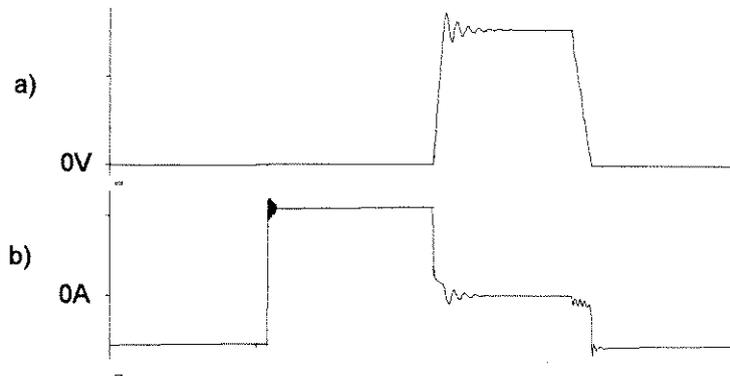


Fig. 4.17 Chave T_O . a) tensão ; b) corrente

As oscilações na tensão e corrente na chave T_O neste instante são mostradas mais detalhadamente na Figura 4.18.

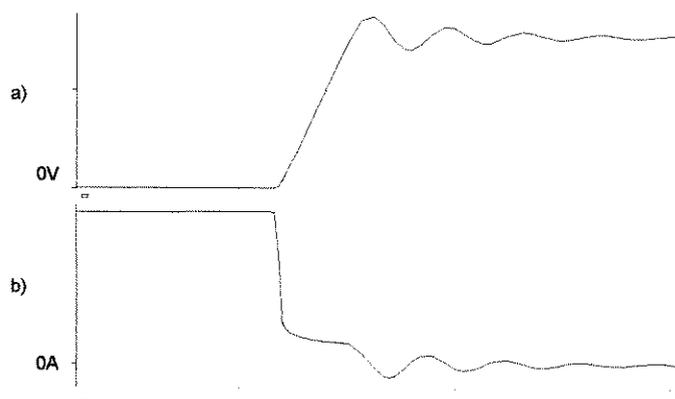


Fig. 4.18 Detalhe da comutação de T_O . a) tensão ; b) corrente

Na Figura 4.19 temos as formas de onda de tensão e corrente sobre o diodo D_O no instante do seu desligamento, provocado pelo ligar da chave T_i . O efeito da indutância parasita neste instante é positiva, pois provoca um atraso no crescimento da tensão sobre D_O , contribuindo para a redução das perdas na comutação deste componente. Isto ocorre devido à variação da corrente na chave T_i , que acarreta uma queda de tensão no indutor L_p , garantindo baixa tensão em D_O enquanto a corrente em T_i não se estabilizar.

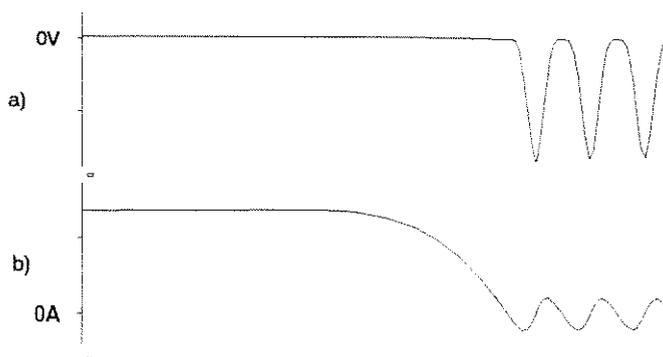


Fig. 4.19. Detalhe da comutação de D_O . a) tensão ; b) corrente

Observa-se nestas curvas a ressonância da indutância L_p com a capacitância de dreno-fonte de T_i . Na prática esta oscilação é fortemente amortecida pela resistência, não adicionada no circuito simulado, existente na malha composta por T_i , L_p , C_b , T_O , D_O .

4.4 - Conclusões

A topologia apresenta comutações suaves sem a necessidade de circuitos adicionais. Elementos parasitas, como indutâncias nas malhas de entrada, de saída e a capacitância parasita dreno-fonte do transistor T_O são absorvidas pelo circuito.

Em princípio, a chave T_i liga de forma dissipativa e conseqüentemente o diodo D_O desliga sob esta condição. No entanto, a presença de indutâncias parasitas na malha intermediária reduz as perdas na comutação de T_i e D_O , tendo como contrapartida a produção de sobretensões e oscilações nas formas de onda.

Capítulo 5

Resultados Experimentais

Face ao estudo e às considerações feitas nos capítulos precedentes, apresentam-se os resultados de um protótipo de 1kW, operando numa frequência de chaveamento de 100kHz, verificando o funcionamento do conversor Cuk com capacitor flutuante na operação como Regenerador de Energia. Na Figura 5.1 temos o diagrama do circuito. Os transformadores na saída do conversor foram utilizados para isolar e adequar o nível de tensão da saída ao valor desejado. Entretanto, ressalta-se que, na operação normal do conversor, os transformadores não são utilizados, estando a saída diretamente conectada à rede. As medidas foram feitas utilizando o osciloscópio digital TDS 320 e o amplificador de corrente TM503A, ambos da Tektronix.

Comutações suaves, resposta dinâmica, fator de potência, rendimento e nível de interferência eletromagnética conduzida são características analisadas.

Outros dados do protótipo são: tensão de entrada de 150V, tensão eficaz na saída do inversor de corrente de 110V (ponto 1 na Figura 5.1) e potência de entrada mínima igual a 225W. As especificações dos componentes utilizados são:

$L_i = 1.3\text{mH}$ (núcleo NEE 65/33/26 - 55 espiras - entreferro 2.8mm); $L_o = 670\mu\text{H}$ (2 x núcleo NEE 65/33/26 - 40 espiras - entreferro 6.5 mm); $C_b = 200\mu\text{F}$; $C_s = 2\text{nF}$ (cerâmico); T_{r1} = transformador (1kVA - n=1:1); T_{r2} = auto-transformador (1.5kVA) e $R_{shunt} = 125\text{m}\Omega$.

Os indutores foram construídos com núcleo tipo IP12, da Thornton Inpec Eletrônica, que apresentam perdas menores para altas frequências de operação. Os semicondutores utilizados são especificados por:

$T_i = \text{APT } 5010\text{JN}$ (500V, 48A); $T_o = \text{JD224503}$ (450V, 35A - Powerex); $D_o = \text{APT } 30\text{D60B}$ (600V,30A).

$D_1, D_2 = \text{SKR } 12/04$; $D_3, D_4 = \text{SKN } 12/04$.

$T_1, T_2, T_3, T_4 = \text{TIP } 763\text{A}$.

A amostra da corrente no indutor L_o é feita utilizando-se um sensor de efeito Hall especificado por: LA 50 -P/SP com razão 1:2000, fabricado por LEM S.A.

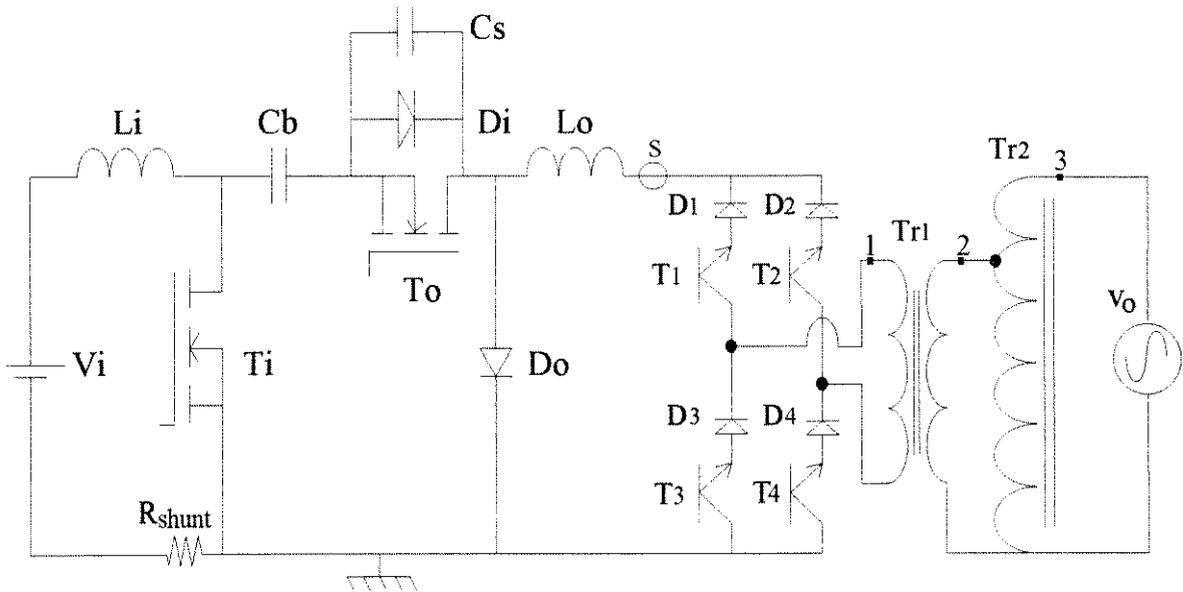


Fig. 5.1 Diagrama do protótipo

5.1 - Comutações

As formas de onda desta seção mostram as características de comutação suave dos semicondutores descritas no capítulo 4. Indicam-se as tensões entre dreno e fonte dos transistores e suas correntes de dreno. A Figura 5.2 mostra as curvas correspondentes ao transistor de entrada T_i .

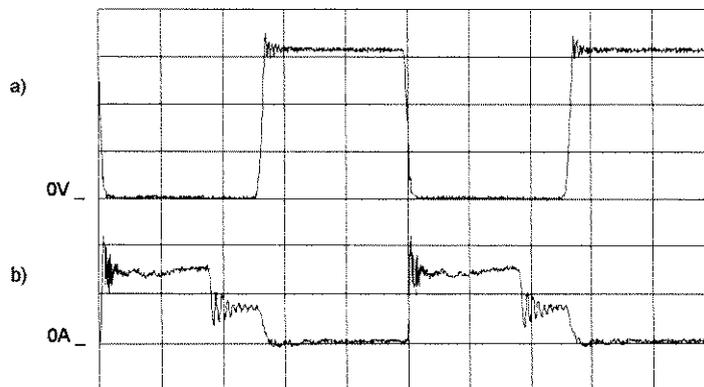


Fig. 5.2. Chave T_i ; a) tensão (100V/div); b) corrente (10A/div). Escala horizontal: $2\mu\text{s}/\text{div}$

Esta figura deve ser comparada à Figura 4.15, obtida por simulação. Nota-se claramente na curva de corrente a ressonância devido à indutância parasita da malha intermediária do conversor. A mesma curva mostra o pico de corrente, quando T_1 liga, devido à corrente de recombinação reversa de D_O .

A comutação ZVS de T_1 , no desligamento, é descrita na seção 4.2.5, e mostrada em detalhe na Figura 5.3

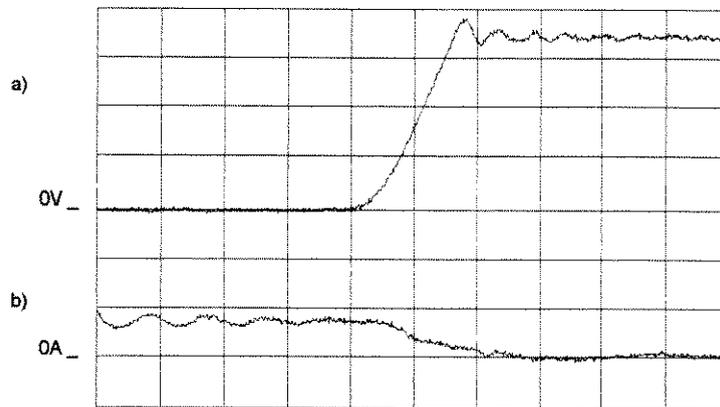


Fig. 5.3 Desligamento de T_1 : a) tensão (100V/div); b) corrente (10A/div). Escala horiz:200ns/div

A Figura 5.4 ilustra em detalhe o atraso da corrente quando T_1 liga, como descrito na seção 4.3.1 e mostrado na Figura 4.16, confirmando uma significativa redução nas perdas nesta comutação. Recorda-se que, não considerando a indutância parasita, esta seria uma comutação dissipativa.

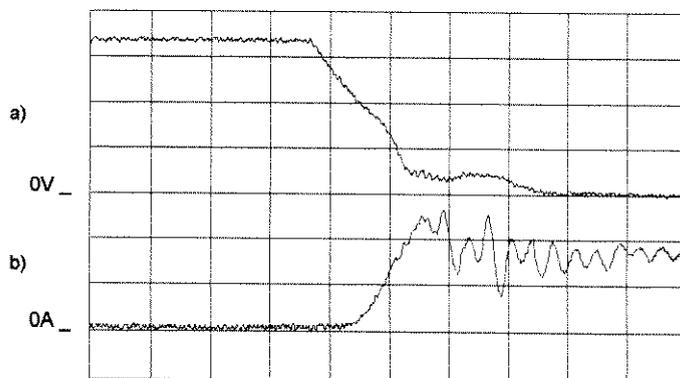


Fig. 5.4. Comutação de T_1 : a) tensão (100V/div); b) corrente (10A/div). Escala horiz: 100ns/div

As formas de onda correspondentes à chave T_O estão ilustradas na Figura 5.5.

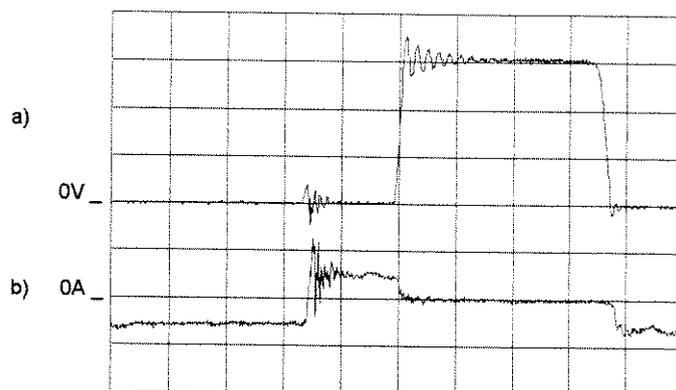


Fig. 5.5. Chave T_O : a) tensão (100V/div); b) corrente (10A/div). Escala horizontal: $1\mu\text{s}/\text{div}$

Esta figura é comparada à Figura 4.17, e mostra a sobretensão na chave devido à ressonância. O pico de corrente é devido à corrente de recombinação reversa de D_O .

A Figura 5.6 mostra a comutação suave de T_O no desligamento, como descrita na seção 4.2.3. Esta figura equivale à Figura 4.18 obtida por simulação.

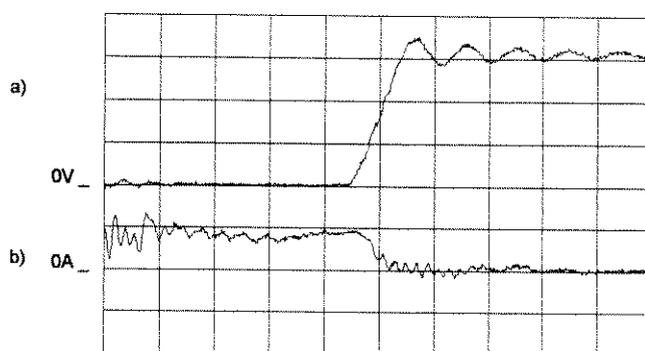


Fig. 5.6. Desligamento de T_O : a) tensão (100V/div); b) corrente (5A/div). Horiz.: $200\text{ns}/\text{div}$

O desligamento do diodo D_O , com perdas reduzidas, descrito na seção 4.3.1, é mostrado na Figura 5.7.

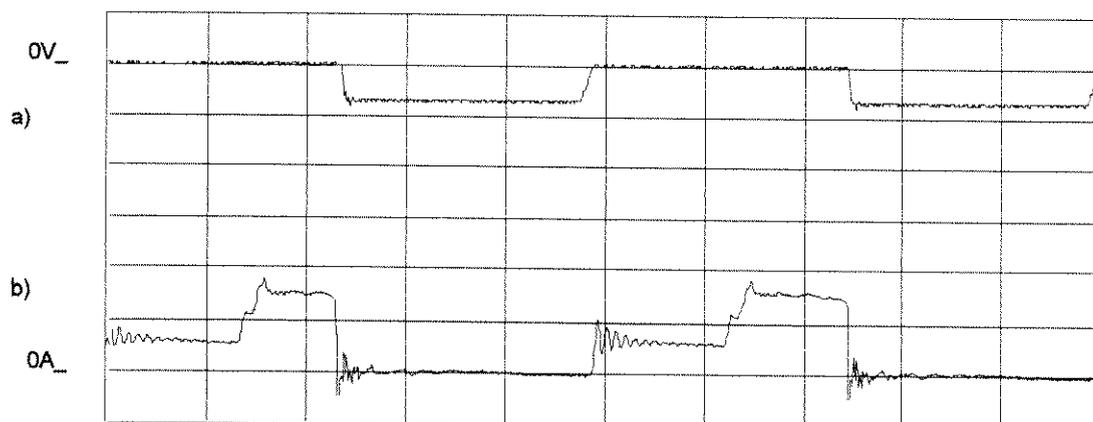


Fig. 5.7. Comutação de D_O : a) tensão (500V/div); b) corrente (10A/div). Escala horiz.: $2\mu\text{s}/\text{div}$

5.2 - Resposta dinâmica

A fim de avaliar o desempenho do conversor quanto às ações de controle utilizadas, apresentadas no capítulo 3, obteve-se a resposta a uma variação em degrau no sinal de referência da corrente de entrada. A Figura 5.8 mostra a resposta do sistema

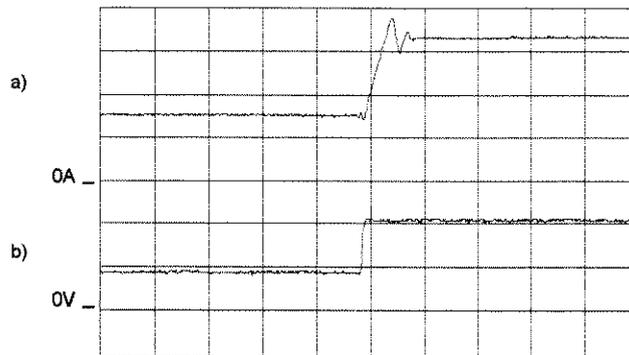


Fig. 5.8. Resposta transitória - degrau positivo: a) corrente de entrada (2A/div) ; b) sinal de referência (2V/div). Escala horizontal: 1ms/div

A boa estabilidade do sistema é observada no seu comportamento dinâmico mostrado na curva *a*, onde a corrente de entrada varia de 3A a 6.6A aproximadamente, com o tempo de acomodação de 1ms.

Na Figura 5.9 pode-se observar o comportamento dinâmico do sistema para uma variação negativa no sinal de referência.

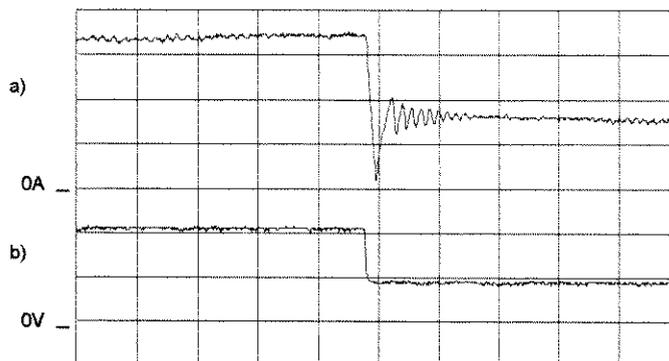


Fig. 5.9. Resposta transitória - degrau negativo: a) corrente de entrada (2A/div) ; b) sinal de referência (2V/div). Escala horizontal: 1ms/div

Neste caso a corrente varia de 6.7A a 3.2A, com o tempo de acomodação de 1.2ms aproximadamente.

Do ponto de vista da fonte de energia (máquina CC), os "over" e "under-shoot" observados não são significativos, uma vez que são de curta duração quando comparados ao tempo de resposta da máquina.

5.3 - Fator de potência

Para avaliar este item, apresenta-se na Figura 5.10 a tensão da rede sobreposta à corrente injetada na rede. Estas medidas foram obtidas no ponto 2, mostrado na Figura 5.1.

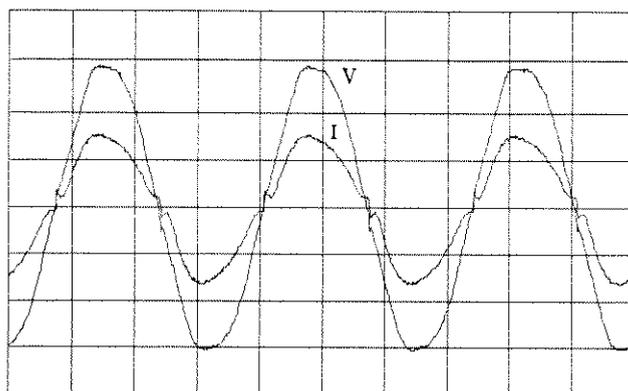


Fig. 5.10. Tensão (50V/div) e corrente injetada na rede (5A/div). Escala horizontal: 5ms/div.

A curva de corrente apresenta uma descontinuidade na transição por zero, causado pelo capacitor de comutação C_s que, para pequenas correntes tem um processo de carga pela corrente i_o muito lento, afetando o ciclo de trabalho efetivo do diodo D_o e distorcendo a forma da corrente.

O elevado fator de potência é evidente. O espectro em baixa frequência da corrente, observado no analisador dinâmico de sinal HP35660A, está indicado na Figura 5.11. A distorção harmônica total da corrente é de 8.8% para uma distorção harmônica de 2.4% da rede local, como mostra a Figura 5.12. Estes dados resultam num fator de forma de 0.99. O valor do fator de potência, obtido da relação entre a potência ativa e a eficaz, é de 0.98.

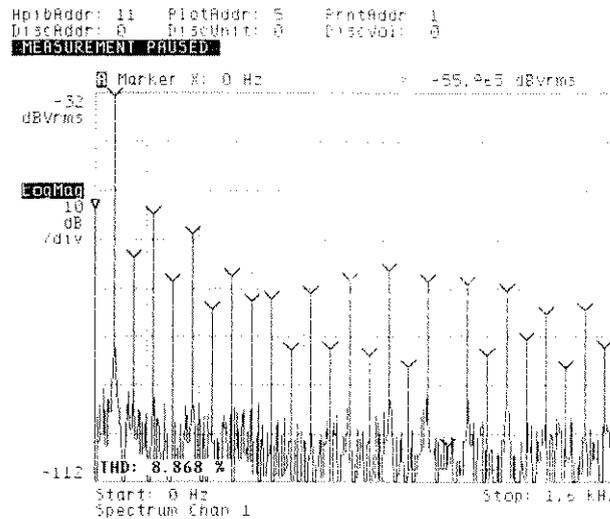


Fig. 5.11. Espectro da corrente injetada na linha.

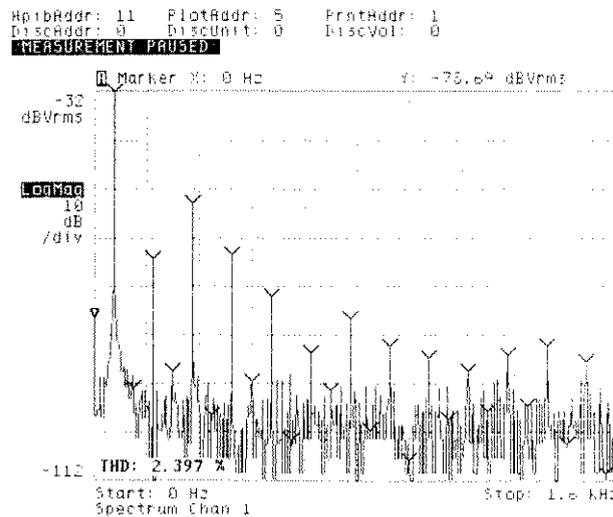


Fig. 5.12. Espectro da tensão na linha.

A presença do transformador de isolamento, mostrado na Figura 5.1, adiciona uma reatância significativa no caminho da corrente à ser injetada na rede. Logo, na comutação do inversor, a variação da corrente provoca picos de tensão na saída do inversor. A Figura 5.13 ilustra este efeito (medidas realizadas no ponto 1 da Figura 5.1). No entanto, quando observado na rede (Figura 5.10), mesmo com a presença do auto-transformador, estes picos são mínimos. Como, na aplicação final não haverá o transformador, este não deverá ser um problema.

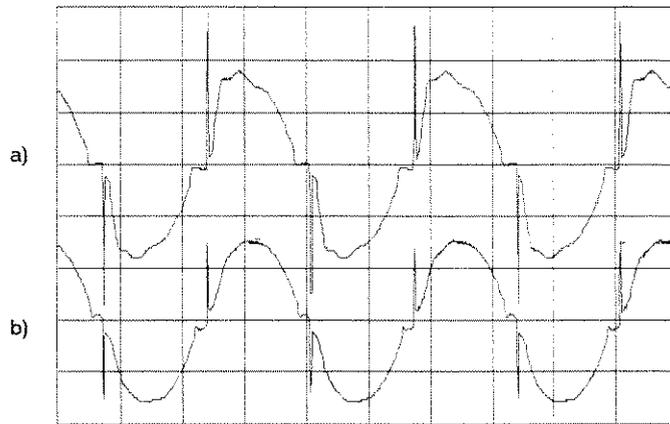


Fig. 5.13. Picos de tensão causados pelo transformador de isolamento (100V/div), para: a) potência de entrada de 1kW ; b) potência de entrada de 300W. Escala horizontal: 5ms/div.

5.4 - Rendimento

O rendimento do regenerador é apresentado na Figura 5.14. A eficiência foi medida comparando as correntes e tensões de entrada e saída. Mesmo operando a 100 kHz obtém-se, para uma larga faixa de potência, uma eficiência média superior a 95%, validando então o método para obtenção das comutações suaves, descrito no capítulo 4. Neste gráfico estão excluídas as perdas no inversor de corrente e no transformador de isolamento, pois o primeiro não foi dimensionado para trabalhar em toda a faixa de potência medida e o segundo não existirá na versão final. Medidas incluindo o inversor resultam numa eficiência média de 92%

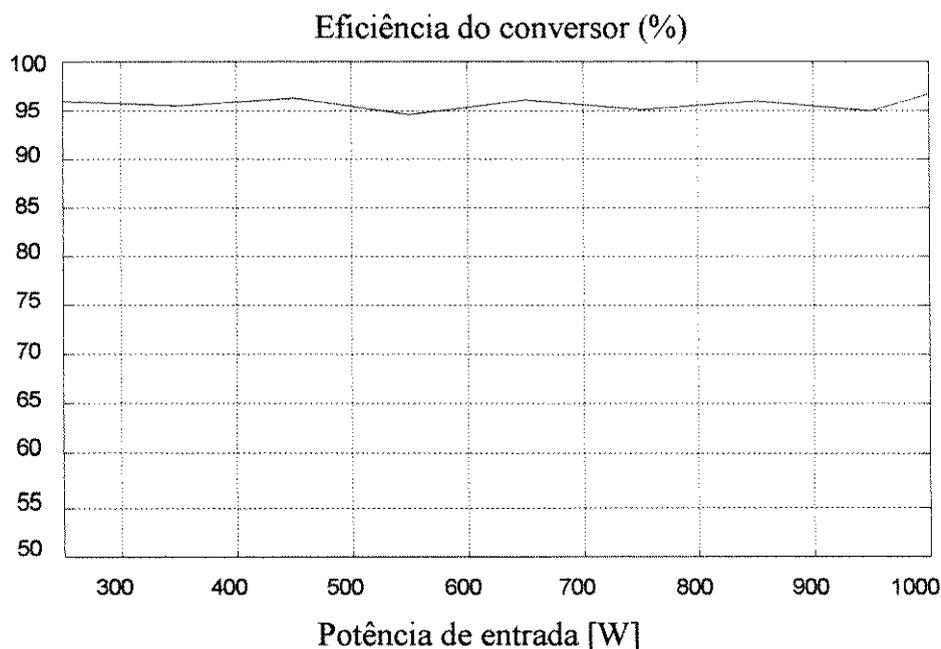


Fig. 5.14. Rendimento medido do conversor.

5.5 - Interferência Eletromagnética (IEM) Conduzida

A avaliação do nível de IEM conduzida é obtida colocando-se uma impedância (LISN - Line Stabilization Impedance Network) entre a rede e a saída do conversor (ponto 3 na Figura 5.1). Observou-se que o nível de IEM dependia fundamentalmente das tensões no circuito, variando minimamente com a corrente. Assim as medidas foram realizadas para tensões nominais e uma potência de entrada de 600W. Utilizou-se o analisador de espectro HP8590B. As figuras a seguir apresentam resultados obtidos com e sem o uso de um filtro de linha (especificado por F-10459A, fabricado pela Companhia de Eng. Hopkins). As curvas de atenuação do filtro, para sinais de modo comum e diferencial, são apresentadas, e foram obtidas através do analisador de sinal HP35660A, (para a faixa de frequências de 0 a 51.2kHz) e através de um analisador de rede (para a faixa de 0.3 a 30MHz). Para a faixa de 50kHz a 300kHz o equipamento necessário não estava em operação.

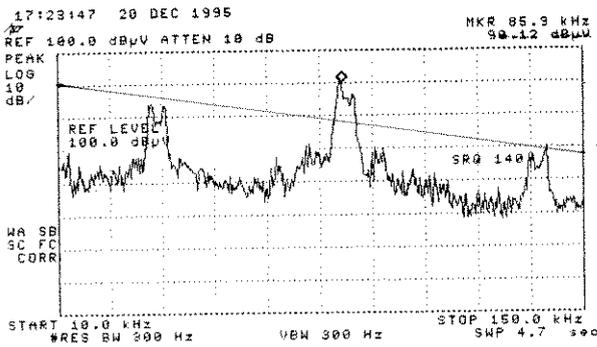
A análise de IEM conduzida do regenerador é feita com base nos limites de ruído estabelecidos pela norma CISPR 11 descrita no capítulo 2 e ilustrada na Figura 2.1. Observa-se, no entanto, que o analisador de espectro usado não possui o detetor de quase-pico, especificado pela norma.

5.5.1 - *Nível de interferência no condutor-fase*

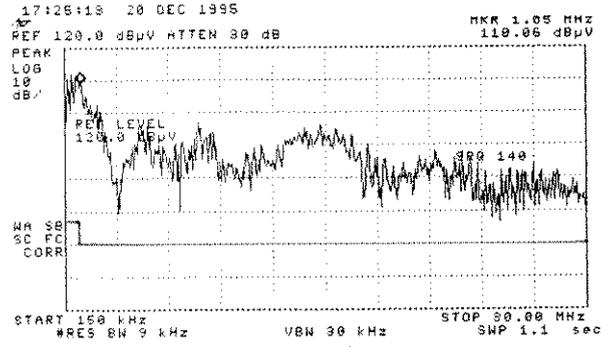
5.5.1.a - Sem filtro de linha

A Figura 5.15 mostra o nível de IEM conduzida medido no condutor-fase, para a faixa de frequências de 0.01 a 150kHz e 150kHz a 30MHz.

Na Figura 5.15a nota-se que o nível de ruído está dentro dos limites estabelecidos pela norma para quase toda a faixa de frequências. Na Figura 5.15b os limites são violados. A fim de atender às normas, é inserido o filtro.



a)

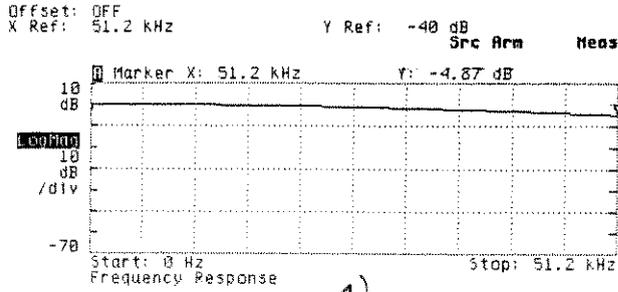


b)

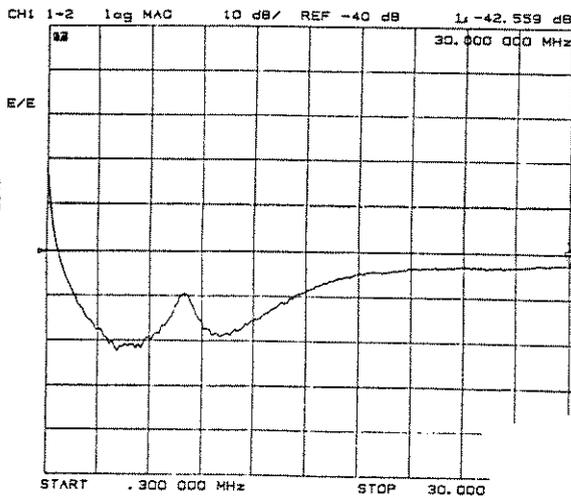
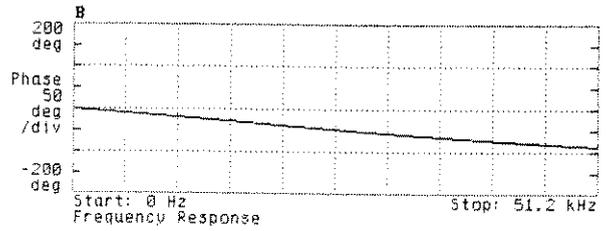
Fig. 5.15. Nível de IEM conduzida

5.5.1.b - Com filtro de linha

As Figuras 5.16 e 5.17 apresentam as curvas de atenuação do filtro para os dois modos.



a)



b)

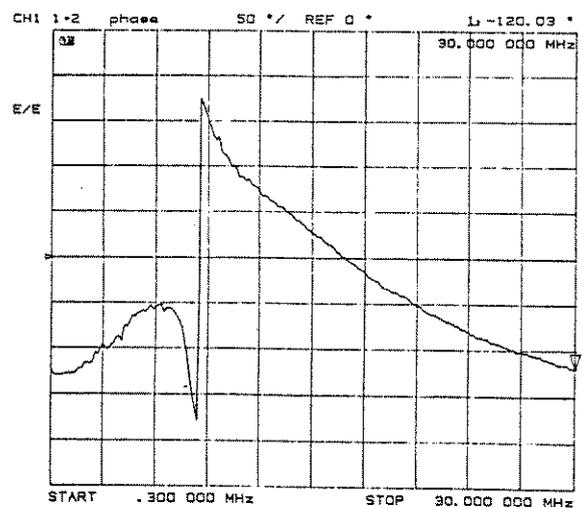
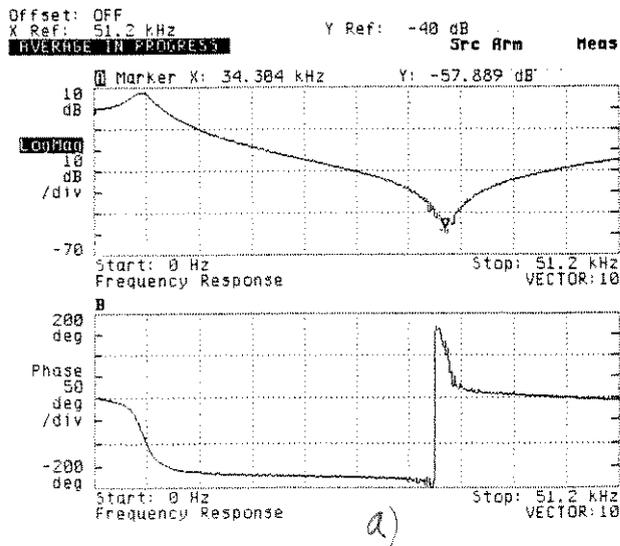


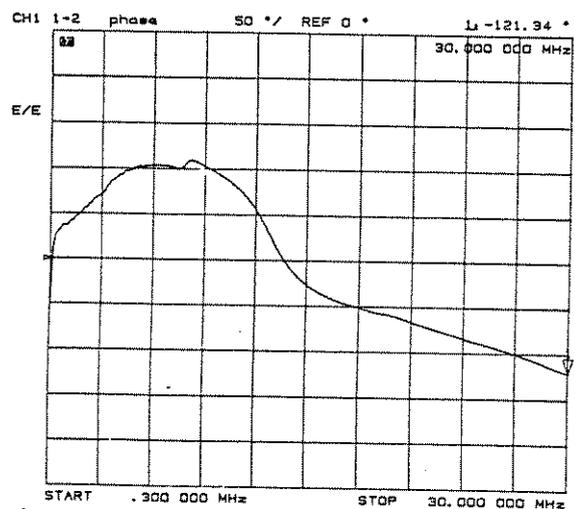
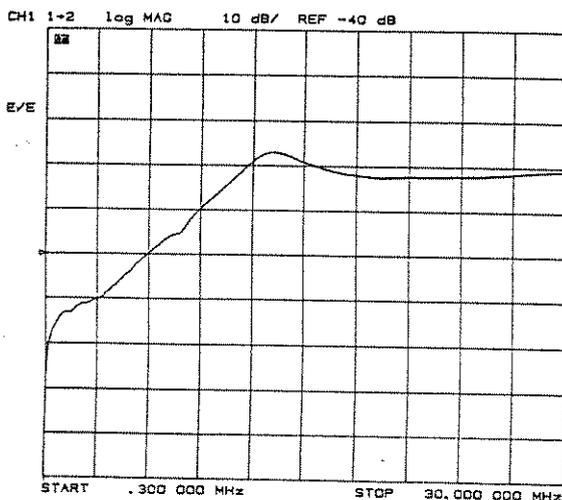
Fig. 5.16. Curvas de magnitude e fase do filtro para sinais de modo comum

Nota-se nas Figuras 5.16a e 5.16b que a atenuação inserida pelo filtro é de praticamente -5dB para frequências até 50kHz e maior que -40dB para frequências de 300kHz até 30MHz, respectivamente.

A Figura 5.17 mostra a resposta do filtro para sinais de modo diferencial



a)



b)

Fig. 5.17. Curvas de magnitude e fase do filtro para sinais de modo diferencial.

Observa-se na Figura 5.17a que para frequências maiores que 10kHz (frequência limite regida pela norma) o filtro tem um comportamento capacitivo, contribuindo para a atenuação. Claramente, na frequência de 35kHz o filtro apresenta uma ressonância série. Na Figura 5.17b nota-se que a melhor resposta do filtro ocorre para frequências até 12MHz, acima da qual o ganho se estabiliza em -20dB.

O nível de IEM conduzida medido, com a inclusão do filtro, é mostrado na Figura 5.18.

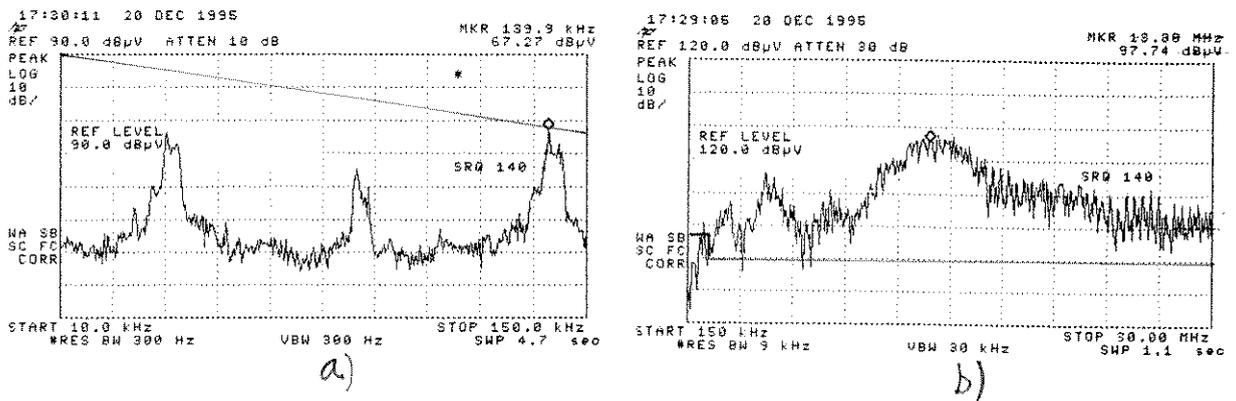


Fig. 5.18. Nível de IEM conduzida no condutor-fase *com* o uso do filtro.

Na Figura 5.18a observa-se a redução no nível de ruído para toda a faixa e na Figura 5.18b nota-se que o filtro atua até a frequência de 10.5MHz. Entretanto, a atenuação, que coloca o nível de ruído dentro dos limites da norma, ocorre somente para frequências até 3MHz. Para frequências acima de 10.5MHz o filtro praticamente não atua, este limite pode ser verificado na Figura 5.16a na concavidade apresentada pela curva de magnitude e também na Figura 5.17a.

5.5.2 - Nível de interferência no condutor-neutro

5.5.2.a - Sem filtro de linha

O nível de IEM conduzida medido é mostrado na Figura 5.19.

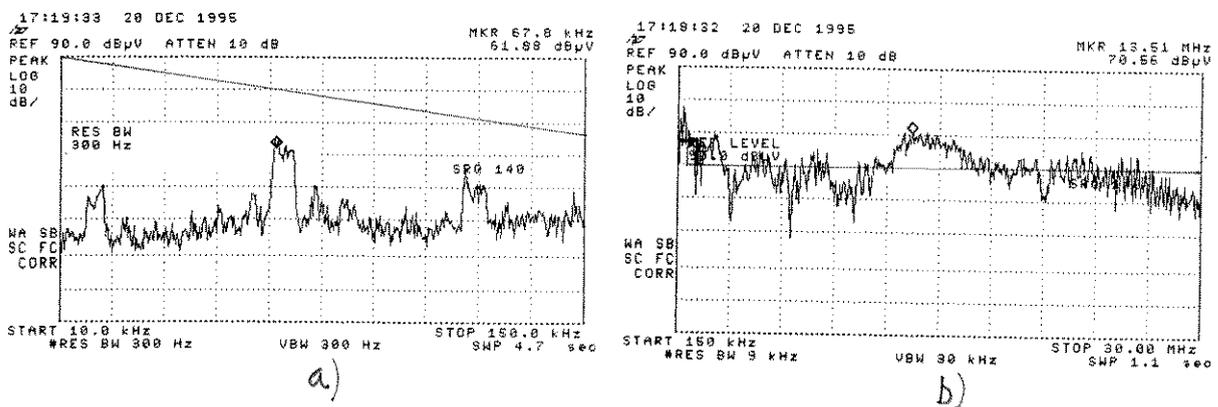


Fig. 5.19. Nível de IEM conduzida.

Note que os limites da curva 5.19a satisfazem a norma. Para frequências acima de 150kHz, curva 5.19b, os limites não são respeitados para toda a faixa de frequências.

5.5.2.b - Com filtro de linha

As curvas do filtro para este condutor são apresentadas na Figura 5.20.

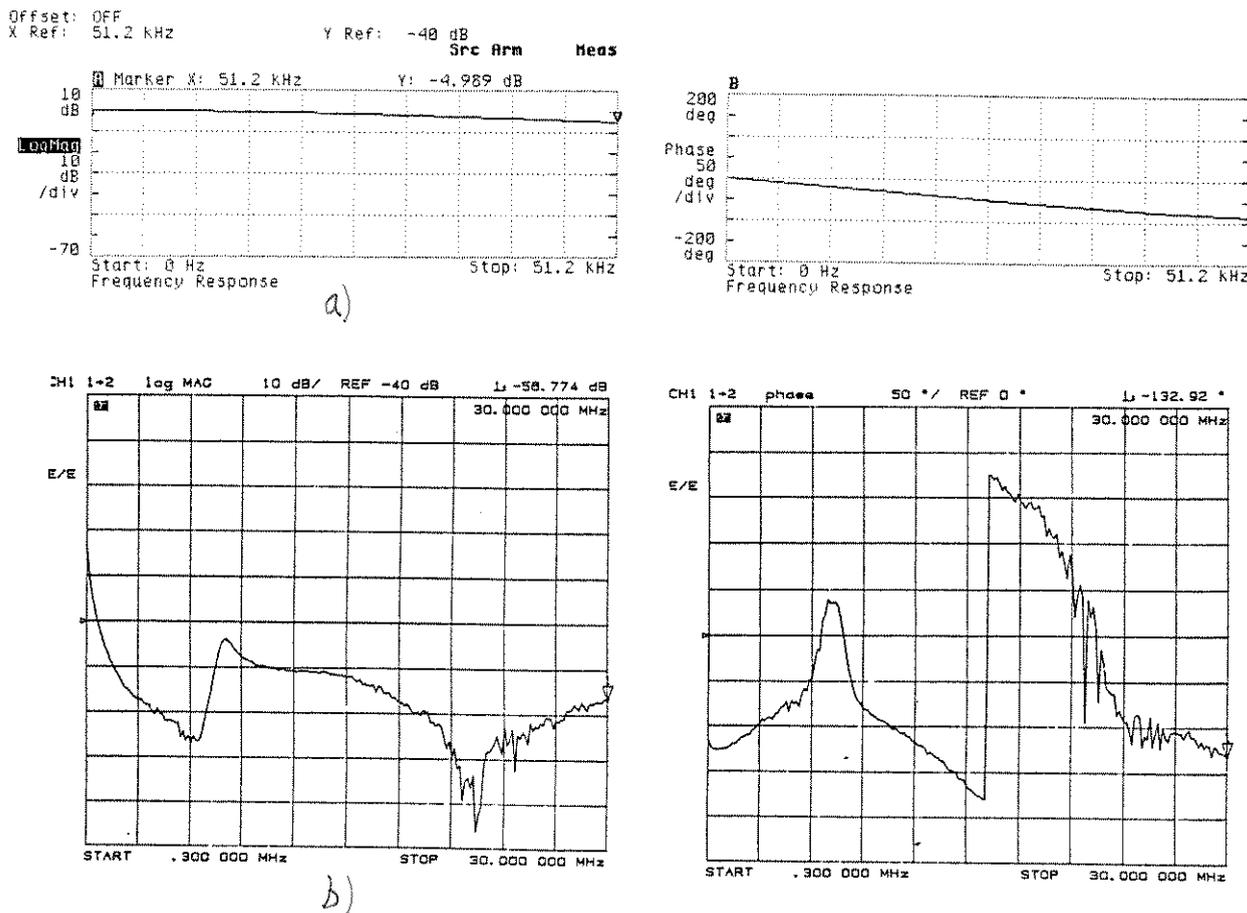


Fig. 5.20. Curvas de magnitude e fase do filtro para sinais de modo comum.

A Figura 5.20a mostra que a atenuação do filtro é praticamente igual à atenuação para o condutor-fase, Figura 5.16a. Entretanto, na Figura 5.20b observa-se que a atenuação é maior, em quase toda a faixa de frequência, em relação àquela do condutor-fase, 5.16b.

Os resultados obtidos com o uso do filtro são mostrados na Figura 5.21.

Claramente para frequências até 150kHz, Figura 5.21a, o nível de ruído é fortemente atenuado. Em toda a faixa de 150kHz a 30MHz, Figura 5.21b, nota-se a satisfatória atuação do filtro colocando os níveis de ruído abaixo dos valores limites da norma.

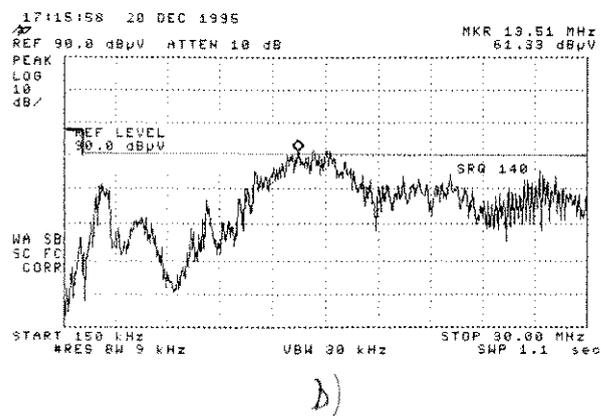
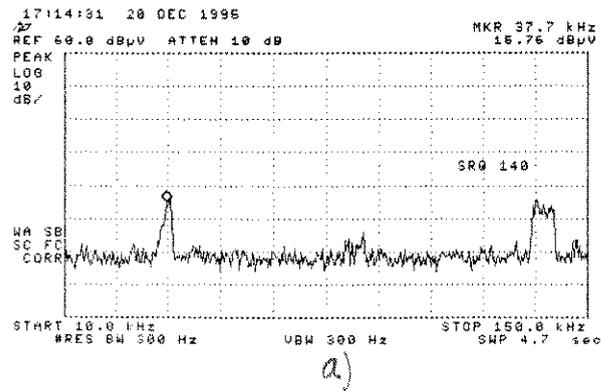


Fig. 5.21. Nível de IEM conduzida no condutor-neutro *com* o uso do filtro.

Capítulo 6

Conclusões

Este trabalho apresenta, analisa e implementa o conversor Cuk com capacitor flutuante operando como uma carga eletrônica regenerativa para testes de fontes de energia.

Na operação como Regenerador de Potência para testes de fontes de energia elétrica, o conversor emula uma carga (figura 5.8), drenando eficazmente a corrente necessária e injetando na rede uma corrente com alto fator de potência (0.98) e baixa distorção harmônica (8.86%). O alto rendimento, de aproximadamente 96%, atende às necessidades de amortização de investimentos em equipamentos para a realização de testes. Os níveis de interferência eletromagnética conduzida são satisfatórios e praticamente mantêm-se inalterados para variações na corrente, sendo mais afetados pela tensão. Neste aspecto, testes mais aprofundados devem ainda ser feitos para garantir o atendimento das normas pertinentes. A fim de evitar problemas de ruído no circuito de controle, diodos com características melhores de recombinação de corrente, do tipo "soft-recovery", devem ser utilizados.

É possível implementar duas malhas de controle totalmente desacopladas para as correntes de entrada e saída, utilizando-se circuitos integrados comerciais. O uso de controle no modo corrente reduz a ordem do sistema, logo os compensadores das malhas de corrente podem ser implementados com ação de controle do tipo proporcional-mais-integral, e facilmente ajustados em bancada. O compensador da malha de tensão é um filtro passa-baixa de simples ajuste.

O conversor pode operar com altas frequências de chaveamento e elevada eficiência, devido à comutação suave, do tipo ZVS (zero voltage switching), dos semicondutores. As comutações são obtidas sem a necessidade de circuitos auxiliares. Elementos parasitas, de um modo geral, são absorvidos pelo circuito e auxiliam na obtenção das comutações suaves.

Uma descontinuidade na passagem por zero, na corrente injetada na rede, é provocada pelo capacitor de comutação C_s , e pode causar picos de tensão indesejáveis se na saída do regenerador

houver uma reatância indutiva significativa . Se a saída for conectada diretamente à rede, os picos observados não são significativos.

O mesmo conversor, mas com as posições de entrada e saída invertidas, pode ser utilizado como Fonte de Tensão. O conversor preserva as características de comutação suave, alto rendimento e a facilidade de implementação do circuito de controle através de circuitos integrados comerciais. Pode operar com característica abaixadora ou elevadora de tensão obtendo-se elevado fator de potência. Permite obter isolamento em alta frequência. As exigências de filtros de IEM são minimizadas pela operação no modo de condução contínua na entrada. Indica-se também a possibilidade de usar o conversor SEPIC nas mesmas condições.

ANEXO

ARTIGO SUBMETIDO AO XI CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA - CBA'96.

FONTE DE TENSÃO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E COMUTAÇÃO SUAVE UTILIZANDO CONVERSOR COM CAPACITOR FLUTUANTE

Edson Adriano Vendrusculo and José Antenor Pomilio¹

Faculdade de Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Campinas
C. P. 6101 13081-970 Campinas - SP Brasil
Fone: +55.192.397631 Fax.: +55.192.391395
e-mail: antenor@dsce.fee.unicamp.br

RESUMO

O conversor Cuk com capacitor flutuante pode operar como uma fonte de tensão do tipo elevadora-abaixadora, mantendo elevado fator de potência na entrada. Esta topologia permite diversas comutações suaves sem a necessidade de inclusão de circuitos auxiliares. A isolamento em alta frequência é possível. Os estágios de entrada e de saída são comandados por circuitos integrados comerciais. As exigências de filtros de IEM são minimizadas pela operação no modo de condução contínua na entrada. O circuito foi testado em um protótipo de 500W, a uma frequência de 100 kHz, com eficiência superior a 90% e fator de potência maior que 0,99.

Palavras chaves: Fontes chaveadas, Comutação suave, Conversor Cuk, Pré-regulador de fator de potência

ABSTRACT

The capacitive idling Cuk converter can operate as a power supply with input power factor correction. This converter allows soft-commutation of the power switches without the need of additional circuitry, making possible to increase the switching frequency while maintaining high efficiency. A simple high-frequency transformer allows output isolation. The input current and output voltage can be controlled by commercial ICs. EMI filter requirements are minimized by operating in high switching frequency and in the continuous current mode. The converter was experimentally tested on a 500W prototype. The switching frequency is 100kHz. The overall efficiency is higher than 90% and the input power factor is 0.99.

Keywords: Switching mode power supply, Soft-commutation, Cuk converter, Power factor preregulator

¹Autor para correspondência

1. INTRODUÇÃO

O conversor elevador de tensão (boost), mostrado na figura 1, operando como pré-regulador de fator de potência (PFP), para uma entrada monofásica, trabalhando no modo de condução contínua (CCM) é o circuito mais popular nesta aplicação. Isto decorre principalmente da pequena amplitude da ondulação em alta frequência da corrente de entrada, o que minimiza as exigências de filtros de interferência eletromagnética conduzida (IEM). A estratégia de controle necessita de uma referência senoidal de corrente, a qual vem multiplicada pelo sinal de erro da tensão de saída [1]. Inúmeros circuitos integrados dedicados já foram desenvolvidos para esta aplicação. A operação nos modos de condução descontínua (DCM) [2] e no modo crítico [3] tem como inconveniente a maior ondulação de corrente na frequência de chaveamento, exigindo filtros de IEM maiores; por outro lado os circuitos de controle são mais simples. Em qualquer situação, o capacitor de saída possui elevada capacitância, uma vez que deve atenuar a ondulação de 120Hz. Isto proporciona uma pobre resposta dinâmica contra variações na rede e na carga.

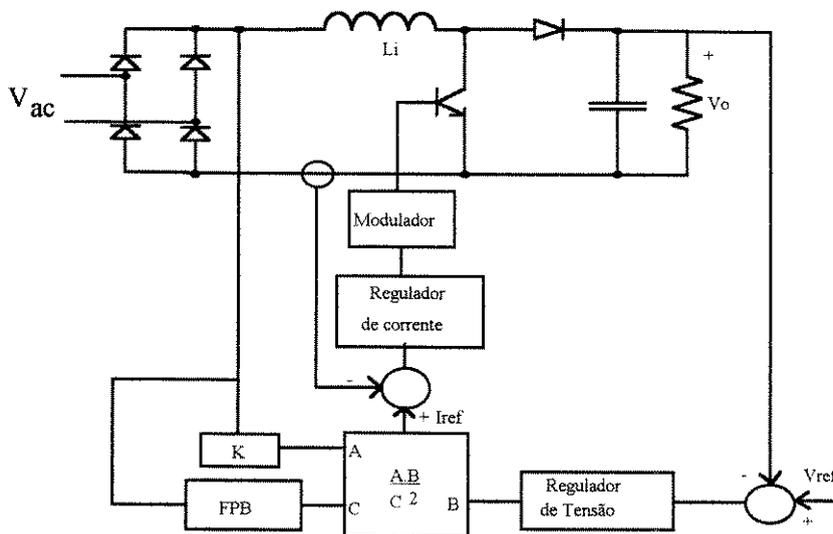


Figura 1. Diagrama de blocos do conversor elevador de tensão, com circuito de controle por corrente média.

Um inconveniente do conversor elevador de tensão é a impossibilidade de apresentar uma saída eletricamente isolada por meio de um transformador que opere em alta frequência.

Como este circuito é um pré-conversor, a tensão de saída serve como alimentação para um pós-conversor, geralmente um conversor com topologia abaixadora de tensão (buck), o qual fornecerá as tensões de saída exigidas pela aplicação específica. É neste estágio que, quando necessário, pode ser realizada a isolamento elétrico, por meio de conversores do tipo ponte, meia-ponte ou push-pull. Observe-se que, para tanto, o pós-conversor necessita de pelo menos 2 interruptores controlados, além de serem exigidos cuidados na alimentação do transformador a fim de evitar sua saturação, que pode ocorrer caso ele não seja desmagnetizado a cada ciclo de chaveamento.

Outros pré-reguladores que podem apresentar reduzida ondulação na corrente de entrada são os conversores Cuk e SEPIC [4], neste caso operando em condução descontínua. A figura 2 mostra o conversor Cuk operando como PFP. Ambos conversores permitem isolamento em alta frequência, sem problemas em relação à saturação do núcleo magnético uma vez que o fluxo mantém-se balanceado devido ao capacitor conectado em série com o enrolamento primário. Na figura 3 tem-se o conversor SEPIC isolado operando como PFP.

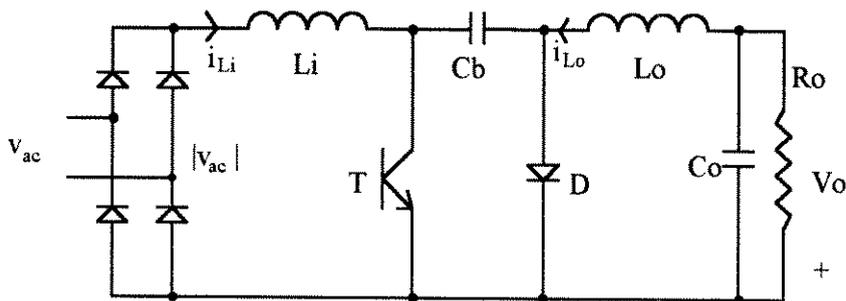


Figura 2. Conversor Cuk como PFP

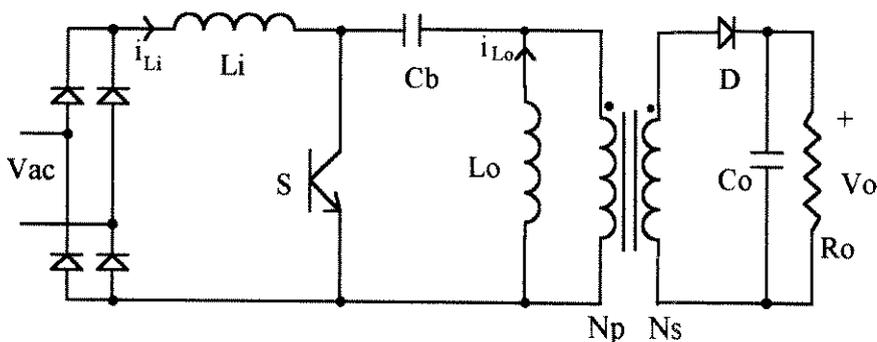


Figura 3. Conversor SEPIC isolado operando como PFP

Continua sendo necessário um pós-regulador, especialmente para melhorar a resposta dinâmica contra variações na carga, bem como promover uma regulação mais precisa em caso de múltiplas saídas.

Este trabalho apresenta um conversor Cuk modificado, dito com capacitor flutuante [5], mostrado na figura 4.a O circuito possui apenas 2 interruptores os quais controlam, respectivamente, o pré e o pós-regulador, de maneira independente. A topologia permite uma isolação em alta frequência e o circuito, com o comando adequado, possibilita comutações suaves sem aumento nos esforços dos componentes e sem a necessidade de circuitos adicionais [6]. O circuito opera, em seu estágio de entrada, em CCM, podendo utilizar, deste modo, os mesmos CIs empregados pelos conversores elevadores de tensão. O estágio de saída, também operando em CCM, utiliza em controlador que opera em Modulação por Largura de Pulso (MLP). Comportamento análogo se obtém para o conversor SEPIC, indicado na figura 4.b.

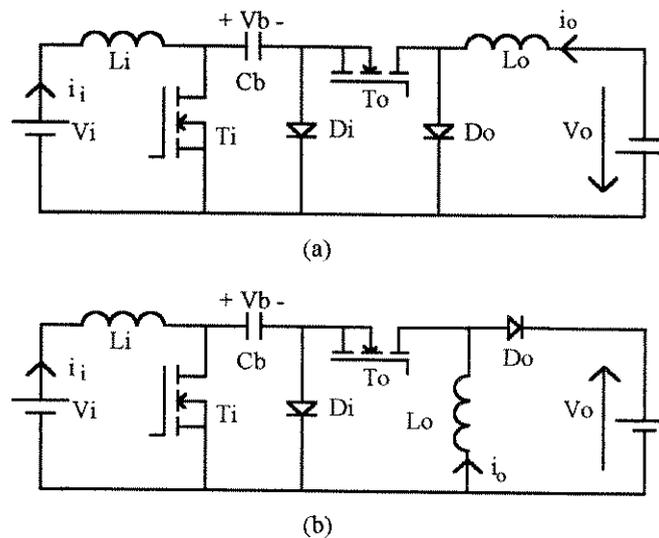


Figura 4. Conversores Cuk (a) e SEPIC (b) com capacitor flutuante e entrada CC.

2. CONVERSOR CUK COM CAPACITOR FLUTUANTE

Em CCM, a característica estática do conversor Cuk tradicional (sem T_o e D_o), para um ciclo de trabalho δ_i aplicado ao interruptor T_i , é:

$$V_o = V_i \cdot \frac{\delta_i}{1 - \delta_i} \quad (1)$$

A presença de T_o e D_o introduz um novo intervalo controlável no qual o capacitor C_b permanece desconectado do circuito. O estágio de entrada realiza uma função elevadora de tensão, tendo a tensão sobre C_b como saída.:

$$V_b = \frac{V_i}{1 - \delta_i} \quad (2)$$

O estágio de saída tem uma característica abaixadora de tensão em relação a V_b :

$$V_o = V_b \cdot \delta_o \quad (3)$$

onde δ_o é o ciclo de trabalho de T_o

A relação entrada saída mantém uma característica abaixadora-elevadora de tensão, mas com dois comandos separados:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta_o}{1 - \delta_i} \quad (4)$$

Os sinais de acionamento são síncronos. Para a correta operação do conversor é necessário que:

$$\delta_i \geq \delta_o \quad (5)$$

A razão para isto é que o capacitor C_b só se encontra conectado de forma a enviar energia para o estágio de saída durante a condução de T_i . Quando o diodo D_i conduz, a tensão de entrada do conversor abaixador será nula.

Do balanço de carga obtém-se uma relação entre as correntes médias de entrada e de saída, I_i e I_o , respectivamente:

$$I_i \cdot (1 - \delta_i) = I_o \cdot \delta_o \quad (6)$$

A corrente de entrada é controlada δ_i , enquanto a de saída é controlada por δ_o .

Durante o intervalo $(\delta_o \cdot \tau)$ (τ é o período de chaveamento) T_o conduz e o capacitor C_b é descarregado pela corrente I_o . Quando T_o desliga (T_i ainda está em condução) a corrente pelo capacitor é zero e sua tensão permanece contante. Durante o intervalo $[(1 - \delta_i) \cdot \tau]$ ambos transistores estão desligados e a corrente de entrada recarrega C_b .

3. OPERAÇÃO COMO FONTE DE TENSÃO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA

No circuito mostrado na figura 5 o diodo D_i é o diodo reverso de T_o . Quando T_i é desligado, a corrente de entrada flui através deste diodo. Embora com um componente a menos, o inconveniente desta solução é aumentar as perdas de condução, uma vez que a corrente de entrada deve atravessar 2 diodos.

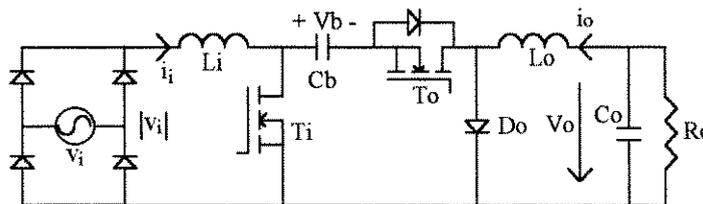


Figura 5. Topologia do conversor Cuk com capacitor flutuante como fonte de tensão com alto fator de potência.

Uma corrente de entrada com forma senoidal pode ser obtida usando-se um circuito integrado projetado para o comando de conversores elevadores de tensão no modo CCM. Note-se que o conversor Cuk com capacitor flutuante não apresenta o mesmo comportamento relativo à operação em DCM do conversor Cuk convencional, qual seja, a inversão no sentido de uma das correntes pelos indutores, igualando-se à outra. Como o funcionamento é em CCM, os diodos da ponte retificadora não precisam ser rápidos.

A tensão a ser controlada pelo circuito de comando é V_b . O capacitor C_b deve ser grande o suficiente para absorver a ondulação de 120Hz à potência nominal. O estágio de saída é alimentado por este capacitor e a tensão de saída pode ser regulada por um CI que opere em MLP.

O ciclo de trabalho δ_i deve ser ajustado para ser o o mais longo possível, considerando-se a máxima tensão a ser aplicada sobre T_i . Um valor elevado para δ_i significa uma maior faixa para a variação de δ_o .

A largura de pulso do transistor de entrada é variável dentro de cada semi-ciclo da rede sendo dada por:

$$\delta_i(\theta) = 1 - \frac{|V_i \cdot \sin(\theta)|}{V_b} \quad (7)$$

Seu valor mínimo depende da relação entre a tensão de pico da entrada, V_i e a tensão desejada no capacitor. Pode-se escrever para δ_o :

$$\delta_o \leq 1 - \frac{V_i}{V_b} \quad (8)$$

Na condição limite em que $\delta_{oMAX} = \delta_{imin}$ tem-se que $V_b = V_i + V_o$, que é a relação de tensão típica do conversor Cuk.

O indutor de entrada é calculado de modo a limitar a ondulação da corrente (ΔI_{iMAX}):

$$L_i \geq \frac{V_i \cdot \tau \cdot \left[\sin(\theta) - \frac{V_i}{V_b} \cdot \sin^2(\theta) \right]}{\Delta I_{iMAX}} \quad (9)$$

Para o indutor de saída, a operação no modo contínuo se dá a partir da definição de uma mínima corrente de carga, I_{omin} :

$$L_o \geq \frac{V_b \cdot \delta_o \cdot (1 - \delta_o) \cdot \tau}{2 \cdot I_{o\min}} \quad (10)$$

Considerando a frequência de chaveamento, o capacitor de saída é definido em função da ondulação da tensão admitida,

$$C_o = \frac{V_o \cdot (1 - \delta_o) \cdot \tau^2}{8 \cdot L_o \cdot \Delta V_o} \quad (11)$$

Considerando o conversor sem perdas, o capacitor C_b é determinado, a partir da ondulação admitida (em 120 Hz) para a corrente máxima de saída:

$$C_b = \frac{I_{o\text{MAX}}}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot \Delta V_b} \quad (12)$$

4. ISOLAÇÃO E COMUTAÇÃO SUAVER

O conversor Cuk permite isolação pela inserção de um transformador de alta frequência como mostrado na figura 6. Múltiplas saídas podem ser obtidas, cada uma delas com um pós-regulador próprio. O capacitor C_b é dividido, de modo a que se mantenha o balanço de carga na capacitância equivalente, ou seja:

$$N_p \cdot C_{bp} = N_s \cdot C_{bs} \quad (13)$$

A indutância de dispersão do transformador produz uma sobretensão no momento em que T_i é desligado, provocando uma inversão no sentido da corrente pelo transformador. Um circuito “snubber” ou um limitador de tensão deve ser usado com o objetivo de limitar o pico de tensão que se observa sobre o transistor [7].

Esta topologia permite obter diversas comutações suaves para os transistores e diodos sem a necessidade de circuitos adicionais. Uma capacitância C_s colocada entre os terminais de dreno e fonte

de T_o , adiciona-se à capacitância própria do transistor e propicia um desligamento do tipo ZVS, o que equivale a uma entrada em condução para D_o também ZVS. Este diodo passa a conduzir apenas quando C_s , carregado pela corrente de saída, atingir uma tensão igual a V_b (considerando o valor refletido ao primário, caso o circuito tenha transformador).

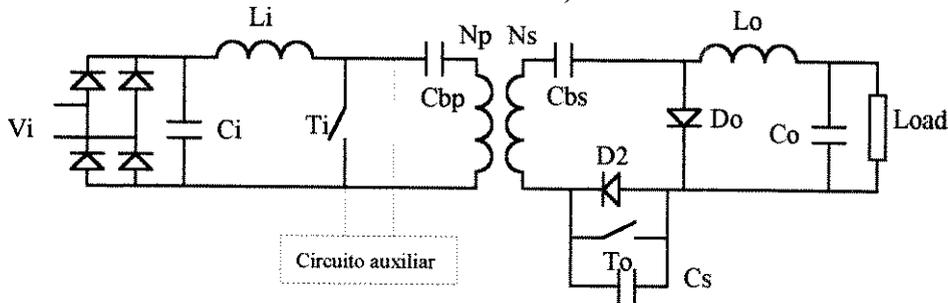


Figura 6. Topologia de PFP com isolamento em alta frequência.

Uma vez que T_i desliga após T_o , tem-se também sobre este transistor um desligamento ZVS. A corrente de entrada descarrega C_s , levando D_i a uma entrada em condução ZVS.

Para permitir a T_o ligar sob tensão nula, seu sinal de comando deve ser enviado com um pequeno avanço em relação ao sinal que ligará T_i . A entrada em condução do transistor de entrada é dissipativa, assim como o desligamento de D_o .

De qualquer modo, sem circuitos adicionais 6 das 8 comutações presentes no conversor são suaves, o que é um mérito adicional desta topologia. A figura 7 mostra resultados de simulação, indicando claramente as comutações ZVS.

Um pequeno capacitor é colocado na saída do retificador a fim de filtrar a tensão que será observada pelo circuito de controle, a fim de evitar problemas no funcionamento do controlador.

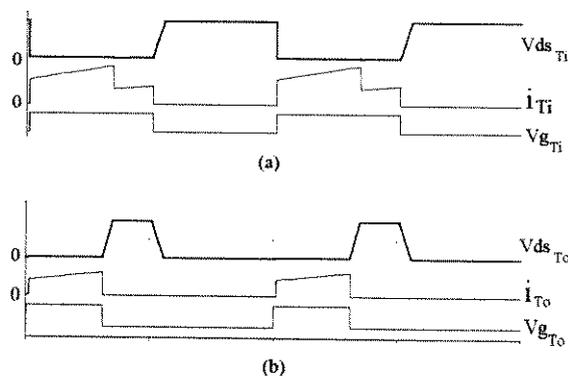


Figura 7. Tensão, corrente e sinal de comando nos transistores T_i e T_o .

5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo não-isolado foi construído com as seguintes características:

Tensão de alimentação: 110V/60Hz

Tensão de saída: 50V

Potência de saída: 500W

Frequência de chaveamento: 100 kHz

O CI utilizado no controle do estágio de entrada é o L4981, enquanto a saída é comandada por um LM3525.

Figura 8 mostra a tensão e a corrente de entrada. O elevado fator de potência é evidente. A distorção harmônica total da corrente é menor que 10%, resultando num fator de potência maior que 0,99 (o fator de deslocamento é praticamente 1). A distorção observada próximo ao cruzamento com zero é devido ao capacitor C_i e à própria ação do controlador. O espectro em baixa frequência da corrente está indicado na figura 9.

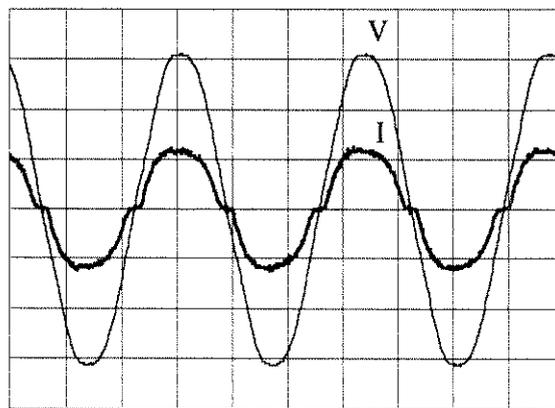


Figure 8. Tensão (50 V/div.) e corrente (5 A/div.) de linha. Horiz.: 5 ms/div.

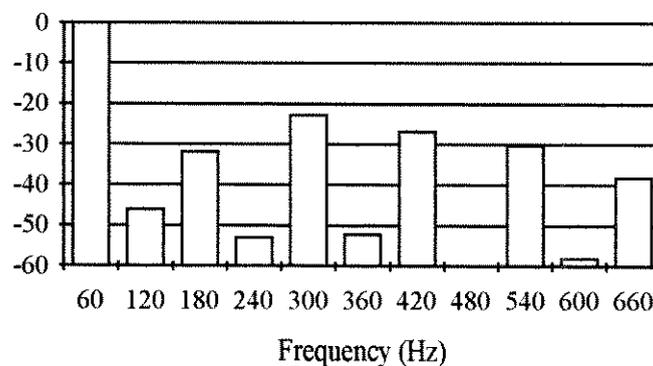


Figura 9. Espectro da corrente de entrada.

O rendimento do circuito é mostrado na figura 10. Mesmo operando a 100 kHz obtém-se, para uma larga faixa de potência, uma eficiência superior a 90%, valor este que ainda não está otimizado, uma vez que os núcleos usados no protótipo não são os mais indicados para tal frequência. Valores próximos a 95% podem ser esperados com o uso de núcleos adequados.

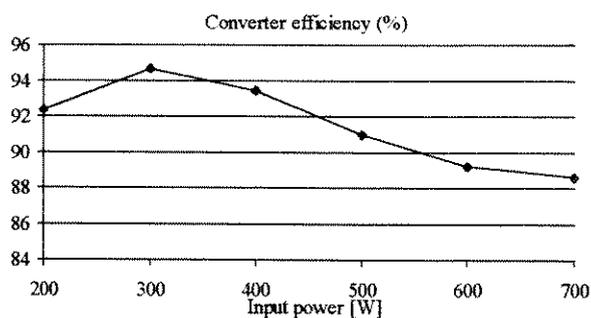


Figura 10. Rendimento medido do conversor.

Figura 11 mostra as formas de onda de tensão e de corrente sobre T_O . As comutações ZVS são claras. Quando T_i liga o diodo D_o desliga e a corrente por T_o muda de sentido. A oscilação observada na tensão é devida a ressonância entre C_S e indutâncias parasitas presentes na malha intermediária do conversor. O pico de corrente é devido à corrente de recombinação reversa de D_O .

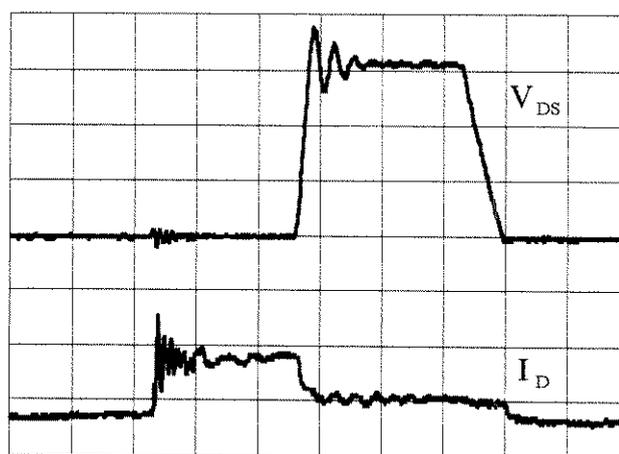


Figura 11. Tensão (100V/div.) e corrente (5A/div.) em T_O . Horiz.: 500 ns/div.

6. CONCLUSÕES

A topologia proposta permite obter elevado fator de potência operando no modo de condução contínua, através do controle da corrente média de entrada. Tanto o estágio de entrada quanto o de saída são comandados por circuitos integrados comerciais.

A característica elevadora-abaixadora de tensão do conversor é mantida.

Uma vez que o circuito opera em CCM, os esforços de corrente nos componentes são minimizados. A ponte retificador é formada por diodos normais (lentos). A topologia permite que 6 dentre as 8 comutações sejam suaves, sem a necessidade de inclusão de circuitos auxiliares. Isto permite operar em elevadas frequências de chaveamento, mantendo-se ainda eficiência elevada.

A introdução de isolamento em alta frequência é possível, inclusive com múltiplas saídas, devendo-se, no entanto, limitar a sobretensão produzida pela indutância de dispersão do transformador.

7. REFERÊNCIAS

- [1] J. M. Bourgeois: "Circuits for Power Factor Correction with Regards to Mains Filtering". Application Note SGS-Thomson, April, 1993.
- [2] I. Barbi e A. F de Souza: Curso de Correção de Fator de Potência em Fontes de Alimentação". INEP, Florianópolis, 1995.
- [3] B. Mammano and L. Dixon: "Choose the Optimum Topology for High Power Factor Supplies". PCIM, March 1991, pp. 8-18.
- [4] J. A. Pomilio and G. Spiazzi: "Soft-Commutated Cuk and SEPIC Converters as Power Factor Preregulators". Proc. Of IEEE-IECON'94, Bolonha-Itália, Sept. 1994.
- [5] L. Stefanovic and S. Cuk: "Capacitive Idling Converters with Decoupled Input Voltage and Output Load Regulation Loops". PESC '93 Conference Record, Seattle, USA, 1993.
- [6] E. A. Vendrusculo and J. A. Pomilio: "Regenerative electronic load for didatic electric machine laboratory". 3th Brazilian Power Electronics Conf., São Paulo, Brazil, 1995.
- [7] L. Malesani, L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, I. Toigo and F. Dal Lago: "Single-Switch Three-Phase AC/DC Converter with High Power Factor and Wide Regulation Capability". Proc. of INTELEC '92, Oct. 1992, Washington, USA, pp.279-285.

Referências Bibliográficas

- [1] O'Sullivan, G. A., "Power Recycling: Safety and Quality Imperatives". Power Quality '92 Conference, September 1992 Proceedings.
- [2] Mohan, Ned, Tore M. Undeland and William P. Robins, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design" . John Wiley & Sons, 1989, pp.411-414.
- [3] IEEE Standard 519, "Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems", 1992.
- [4] International Standard CISPR11, International Committee on Radio Interference: "Limits and Methods of Measurements of Eletromagnetic Disturbance Characteristics of Industrial, Scientific and Medical (ISM) Radio-Frequency Equipment", 1990.
- [5] Ayres, C. A., and Ivo Barbi, "A family of Converters for Power Recycling During UPS's Burn-in Test". 3th Brazilian Power Electronics Conf., São Paulo, Brazil, 1995.
- [6] Ayres, C. A., and Ivo Barbi, "Power Recycler for DC Power Supplies Burn-in Test", 3rd Brazilian Power Electronics Conference, COBEP'95, São Paulo, December 1995, Conference Record, SOBRAEP, Brazil, 1995.
- [7] Stevanovic, S. D., and S. Cuk, "Capacitive Idling Converter with Decoupled Input Voltage and Load Regulation Loops", PESC Proceedings, Seattle, June 1993.
- [8] Cuk, S., and R. D. Middlebrook, "A general unified approach to modeling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode". Proc. of IEEE, PESC, 1977, pp. 36-57.

-
- [9] Vorperian, V., "Simplified Analysis of PWM Converters using the model of the PWM Switch Parts I and II", IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, March 1990, Vol. 26, No.2.
- [10] Silva Júnior, E. T., and E. V. Kassick, "Analysis and Design of Controllers for High Power Factor Boost Converter", 3th Brazilian Power Electronics Conf., São Paulo, Brazil, 1995.
- [11] Costa, F.; Laboure, E.; Forest, F.; Lefebvre S., "Quantification and Minimization of Conducted Interferences Generated in Hard Switching and Zero Current Switching Cells", Applied Power Electronics Conf., San Diego, Ca., Mar. 1994.