

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

**CARREGADOR DE BATERIAS SÉRIE RESSONANTE,
ISOLADO, COM GRAMPEAMENTO DA TENSÃO SOBRE O
CAPACITOR RESSONANTE, ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA E
ALTO FATOR DE POTÊNCIA**

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

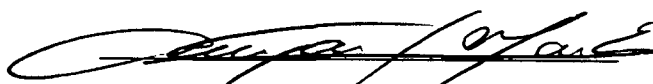
ELIAS SEBASTIÃO DE ANDRADE

FLORIANÓPOLIS, NOVEMBRO DE 1994.

**CARREGADOR DE BATERIAS SÉRIE RESSONANTE, ISOLADO, COM
GRAMPEAMENTO DA TENSÃO SOBRE O CAPACITOR RESSONANTE,
ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA E ALTO FATOR DE POTÊNCIA**

ELIAS SEBASTIÃO DE ANDRADE

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



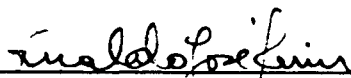
**PROF. DENIZAR CRUZ MARTINS, DR
ORIENTADOR**



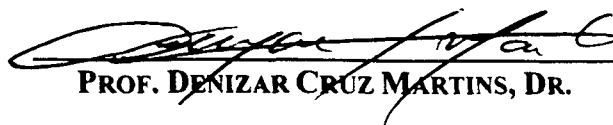
**PROF. ÊNIO VALMOR KASSICK, DR.
COORDENADOR DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Prof. Arnaldo Raizer, Dr.
Sub-Coordenador do Curso de P. G. Eng' Elétrica**

BANCA EXAMINADORA:



PROF. ARNALDO JOSÉ FERIN, DR.



PROF. DENIZAR CRUZ MARTINS, DR.



PROF. IVO BARBI, DR. ING.

AGRADECIMENTOS

Ao povo brasileiro que, através da CAPES, financiou esta pesquisa.

Ao orientador e amigo Denizar, que sempre se mostrou pronto a esclarecer e discutir as dúvidas durante estes quase dois anos.

A todos os professores do LAMEP, Fagundes, Hari, Kassick, em especial aos professores Ivo Barbi por sua sempre decisiva participação como co-orientador deste trabalho; e, Arnaldo Perin por suas contribuições como membro da banca examinadora.

Aos amigos e aos colegas Odilon, Jhoe, Fábio, Ivan, René, Nilton, Samir, Fernando, Gilberto, Wadaed, Geraldo, Elias (o outro), Ana Rosa, Peter, Canesin, Ferrari, Marco Valério, Pacheco, Coelho, Salomé, Adenir e Juliano, em especial ao Pedro e à Elizete pelo longo caminho que percorremos juntos.

À minha família, pela compreensão, apoio e confiança, em especial aos meus pais, Sebastião e Bernadete, pelo exemplo de dedicação e pela orientação para a vida.

À minha querida Izabel, sempre ao meu lado, me ajudando a seguir meu destino.

Ao eterno mestre Shigeru Sogo, por seu exemplo de vida.

É com o pensamento em Deus que agradeço por ter superado, com a ajuda de todos, mais uma etapa desta caminhada.

OSS

***"Valorize suas limitações e, por certo,
não se livrará delas."***

R. Bach

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	ix
RESUMO	xiii
ABSTRACT	xiv
INTRODUÇÃO GERAL	xv
CAPÍTULO I - ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR	
1.1 - Introdução	01
1.2 - Topologia e Etapas de Funcionamento	02
1.3 - Conclusão	06
CAPÍTULO II - ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR	
2.1 - Introdução	07
2.2 - Obtenção do Plano de Fase do Conversor	07
2.2.1 - Plano de Fase para $V_{in} < 2 \cdot E_{OP}$	09
2.2.2 - Plano de Fase para $V_{in} > 2 \cdot E_{OP}$	11
2.3 - Fator de Potência e Taxa de Distorção Harmônica	12
2.4 - Relação entre $f_{s_{max}} / f_o$ e Ganho Estático de Tensão	16
2.5 - Característica de Saída	19
2.6 - Corrente Média nos Diodos de Grampeamento	21

2.7 - Corrente Média nos Transistores de Potência	22
2.8 - Corrente Eficaz nos Diodos de Grampeamento	24
2.9 - Corrente Eficaz nos Transistores de Potência	27
2.10 - Corrente de Pico nos Diodos de Grampeamento	29
2.11 - Corrente de Pico nos Transistores de Potência	30
2.12 - Corrente Eficaz no Indutor Ressonante	31
2.13 - Corrente nos Diodos Retificadores de Saída	31
2.14 - Conclusão	32

CAPÍTULO III - PROJETO E SIMULAÇÃO

3.1 - Introdução	33
3.2 - Metodologia de Projeto	33
3.3 - Filtro de Entrada	34
3.4 - Filtro de Saída	38
3.5 - Projeto dos Elementos Magnéticos	38
3.5.1 - O Transformador	38
3.5.2 - Os Indutores	41
3.6 - Projeto Específico	42
3.6.1 - Projeto do Conversor	42
3.6.2 - Projeto do Filtro de Entrada	43

3.6.3 - Projeto do Filtro de Saída	44
3.6.4 - Projeto dos Transformadores	45
3.6.5 - Projeto dos Indutores	47
3.6.5.1 - Indutor Ressonante	47
3.6.5.2 - Indutores do Filtro de Entrada	49
3.7 - Análise por Simulação	49
3.8 - Conclusão	58
CAPÍTULO IV - CIRCUITOS DE COMANDO E PROTEÇÃO	
4.1 - Introdução	59
4.2 - Comando	59
4.3 - Proteção Contra Sub e Sobrecargas na Bateria	62
4.4 - Proteção Contra Sobrecorrentes nos Interruptores	62
4.5- Conclusão	63
CAPÍTULO V - IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS	
5.1 - Introdução	64
5.2 - Dimensionamento dos Semicondutores	64
5.2.1 - Interruptores de Potência	64
5.2.2 - Diodos de Grampeamento	67

5.2.3 - Retificadores de Entrada	67
5.2.4 - Retificadores de Saída	68
5.3 - Resultados Experimentais Obtidos	68
5.3.1 - Estrutura de Potência Implementada	68
5.3.2 - Aquisições Relevantes	69
5.3.3 - Curvas Características	75
5.4 - Conclusão	76
CONCLUSÃO GERAL	77
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	79
ANEXOS	82

SIMBOLOGIA

A_e	: Área da perna central do núcleo.
A_w	: Área da janela do núcleo.
C	: Capacitor.
C_f	: Capacitor do filtro de alta frequência de entrada.
C_o	: Capacitor do filtro de alta frequência de saída.
C_r	: Capacitância ressonante equivalente.
C_{r1-Cr6}	: Capacitores do circuito ressonante.
C_T	: Capacitor de temporização do CI-3524.
D	: Diodo retificador de entrada.
DG	: Diodo de grampeamento.
D_o	: Diodo de saída.
DP	: Diodo retificador de saída.
E_o	: Tensão de saída.
E_{OP}	: Tensão de saída referida ao lado primário do transformador.
f	: Frequência.
f_c	: Frequência de corte.
f_l	: Frequência da rede de alimentação.
f_o	: Frequência de ressonância.
f_{osc}	: Frequência de oscilação do CI-3524.
f_{oscmax}	: Frequência de oscilação máxima do CI-3524.
FP	: Fator de Potência.
FP_{min}	: Fator de Potência mínimo.
f_s	: Frequência de comutação.
f_{smax}	: Frequência de comutação máxima.
f_{smin}	: Frequência de comutação mínima.
I_l	: Valor da corrente no indutor L_r no início da segunda etapa.
i_{DG}	: Corrente no diodo de grampeamento.
$\overline{i_{DG}}$: Corrente parametrizada no diodo de grampeamento.
$\overline{i_{DGmed}}$: Corrente média parametrizada para um período de comutação no diodo de grampeamento.
$\overline{i_{DGMED}}$: Corrente média parametrizada para um período da rede no diodo de grampeamento.

i_{DR}	: Corrente no diodo retificador de saída.
I_{in}	: Corrente CA de entrada.
$I_{in_{med}}$: Corrente média de entrada.
i_L	: Corrente no indutor.
I_{L0}	: Corrente inicial no indutor.
i_{Lr}	: Corrente no indutor ressonante.
I_m	: Corrente de pico da rede.
I_{OMED}	: Corrente de saída.
$\overline{I_{OMED}}$: Corrente parametrizada de saída
I_p	: Corrente no enrolamento primário do transformador.
I_S	: Corrente no enrolamento secundário do transformador.
i_T	: Corrente no transistor de potência.
$\overline{i_T}$: Corrente parametrizada no transistor.
$\overline{i_{Tmed}}$: Corrente média parametrizada para um período de comutação no transistor
$\overline{i_{TMED}}$: Corrente média parametrizada para um período da rede de alimentação no transistor
J_{max}	: Máxima densidade de corrente.
L	: Indutor.
$l_{g_{mec}}$: Entreferro mecânico.
L_f	: Indutor do filtro de entrada.
L_d	: Indutância de dispersão.
L_m	: Indutância magnetizante.
L_o	: Indutância da cablagem de saída.
L_r	: Indutância ressonante.
L_r'	: Indutância ressonante efetiva.
l_t	: Comprimento médio de uma espira.
N_f	: Número total de fios.
N_p	: Número de espiras do enrolamento primário.
N_s	: Número de espiras do enrolamento secundário.
P	: Potência elétrica.
P_{cu}	: perdas no cobre.
P_M	: Potência dissipada em uma chave semicondutora.

P_{mag}	: Perdas no núcleo.
P_I	: Perdas no IGBT
P_o	: Potência nominal de saída.
P_{tot}	: Total de perdas no transformador.
$P_{1\phi}$: Potência monofásica.
q	: Ganho estático de tensão.
R_c	: Resistência de amortecimento do filtro de entrada.
R_{CA}	: Resistência térmica dissipador-ambiente.
R_{CD}	: Resistência térmica cápsula-dissipador.
R_{dson}	: Resistência de condução de um MOSFET.
R_{eq}	: Resistência equivalente do conversor.
R_{JC}	: Resistência térmica junção-cápsula.
R_t	: Resistência térmica do núcleo por convecção natural.
R_T	: Resistor de temporização do CI-3524.
S_f	: seção transversal do fio
S_p	: Seção equivalente no primário de uma espira para a densidade de corrente definida.
S_s	: Seção equivalente no secundário de uma espira para a densidade de corrente definida.
t	: Tempo.
t_1	: Tempo de duração da primeira etapa.
T1-T6	: Transistores.
T_a	: Temperatura ambiente.
TDH	: Taxa de Distorção Harmônica.
t_D	: Tempo de condução correspondente à segunda etapa de funcionamento.
T_{Jmax}	: Temperatura máxima de junção.
T_o	: Período de ressonância.
T_s	: Período de chaveamento.
vac1-vac3	: Tensões alternadas de entrada.
V_C	: Tensão no capacitor.
$V_{CE(ON)}$: Tensão coletor-emissor no IGBT conduzindo.
$V_{CEMÁX}$: Tensão máxima nas chaves comandadas.
V_{C0}	: Tensão inicial no capacitor.
v_{Cr1}	: Tensão no capacitor ressonante 1.
v_{Cr2}	: Tensão no capacitor ressonante 2.

v_D	: Queda de tensão no diodo.
V_{Ds}	: Tensão no diodo de saída.
V_{in}	: Tensão de entrada.
V_m	: Tensão máxima da rede de alimentação.
V_{max}	: Tensão reversa máxima.
V_n	: Volume do núcleo.
V_p	: Tensão de fase de pico.
v_{T1}	: Tensão no transistor de potência.
Z_o	: Impedância característica do circuito ressonante.
Z_o'	: Impedância característica do circuito ressonante, supondo um determinado rendimento.
α_1	: Ângulo de duração da primeira etapa de funcionamento.
Δ	: Profundidade de penetração
ΔB	: Excursão da densidade de fluxo.
ΔT	: Elevação de temperatura.
μ_0	: Permeabilidade do ar.
θ_1	: Ângulo de início de transferência de potência.
ω	: Frequência angular.
ω_0	: Frequência angular de ressonância.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo, o projeto e a implementação de um conversor série ressonante, isolado, com grampeamento da tensão sobre o capacitor ressonante, funcionando como carregador de baterias.

O conversor possui entrada trifásica, alto fator de potência sem a necessidade de circuitos intermediários. Utiliza a técnica de comutação sob corrente nula (ZCS), o controle do fluxo de potência entre a fonte e a carga se dá através da variação da frequência de comutação (FM).

A partir das etapas de operação, as principais grandezas elétricas do conversor são equacionadas e seus comportamentos expressos em ábacos com a finalidade de facilitar o projeto. Apresenta-se uma metodologia de projeto.

Após realizado o estudo, via simulação numérica, implementou-se um protótipo de laboratório (55A/48V), comprovando-se a validade da pesquisa e a viabilidade industrial do conversor.

A B S T R A C T

This work presents study, design and implementation of an isolated Series Resonant Converter with clamped voltage on the resonant capacitor, operating as a battery charger.

The converter has three phase input voltage, high power factor without need of any intermediary circuits. It uses the zero current switching technique (ZCS) and the output power is controlled by switching frequency modulation (FM).

From converter operation stages, the main electrical parameters are mathematically equationed and their behaviors are expressed by curves to simplify the design. The design procedure is presented.

After the study by numerical simulation, it was bilt a laboratory prototype (55A/48V). The theoretical results were confirmed and prove that structure is suitable for industry applications.

INTRODUÇÃO GERAL

Com o aumento elevado do número de equipamentos embarcados e portáteis, além da busca de maior autonomia para sistemas de alimentação ininterrupta de energia, para veículos elétricos e outras aplicações, laboratórios e pesquisadores têm voltado suas atenções no sentido de diminuir o volume, o peso e o custo; e, aumentar a eficiência destas estruturas. Investimentos em tecnologia eletroquímica e carregadores de baterias fazem parte deste contexto.

Os trabalhos, apresentados em [9], [10] e [16], propuseram técnicas para obtenção de um carregador que apresentasse alta eficiência, contudo, à custa de complicados circuitos de comando e controle sincronizados à rede de alimentação. Utilizando a correção ativa do fator de potência apresentado à rede pela estrutura, utilizando um circuito "BOOST" como estágio de entrada, trabalhos [11], [12] e [19] obtiveram êxito, porém, novamente apresentando dificuldades à nível de implementação, relativas à maior complexidade e circuitos de comando muito elaborados.

Em busca de um conversor robusto e simples, passou-se a pesquisar conversores com alto fator de potência em um único estágio de processamento de energia. Em 1993, realizou-se o estudo e a implementação [5] com sucesso de um conversor série ressonante com grampeamento da tensão do capacitor ressonante, empregado como carregador de baterias, o qual não necessitava de estágios intermediários, nem de capacitor de filtro no estágio retificador de entrada. Paralelamente, uma versão trifásica [6] foi implementada com a finalidade de testar o princípio aplicado, através da construção de um protótipo de 600 Watts.

Segundo [5], o conversor opera no modo de condução descontínua com correntes de pico elevadas, proporcionando uma grande ondulação de corrente na saída. A proposta de entrada trifásica se justifica por dois motivos, diminuição dos esforços e suas conseqüências em todo o conversor para a mesma potência e, principalmente, diminuição da ondulação da corrente na bateria, proporcionada pela somatória das correntes instantâneas defasadas de 120° na saída.

A utilização de uma estrutura ressonante propicia certas características favoráveis, como a possibilidade de absorção das indutâncias e/ou capacitâncias parasitas. Operando com a frequência de comutação dos interruptores de potência menor que a frequência de oscilação do circuito ressonante, garante-se a característica "ZCS", isto é, as perdas no bloqueio dos interruptores são nulas e as relativas à entrada em condução, também o são, pois a condução é descontínua. Para eliminar as altas tensões que surgem nos conversores série ressonantes introduzem-se diodos de

grampeamento da tensão no capacitor ressonante, limitando-a à tensão máxima de entrada, interrompendo-se o ciclo ressonante e diminuindo-se as correntes de pico sobre os elementos do conversor.

Este trabalho tem como objetivo solidificar o princípio testado e comprovado em [6], numa versão de maior potência, e solucionar questões pendentes relativas à metodologia de projeto do conversor e à definição dos filtros de entrada otimizados. Com esta topologia, versão trifásica, obtém-se características fundamentais para a aplicação desejada, ou sejam, isolamento galvânico entre fonte de alimentação e conversor, alto fator de potência, comando simples, possibilidade de controle do fluxo de potência através da variação da frequência de comutação, característica intrínseca de saída como fonte de corrente, além da pequena ondulação da corrente de saída.

Este trabalho está dividido em cinco capítulos que se propõem capacitar o entendimento, a reprodução ou a variação segundo as características requeridas. Assim,

- o capítulo I apresenta uma análise global sobre o funcionamento do conversor;
- no capítulo II é realizado todo o equacionamento matemático e são gerados ábacos que possibilitam a determinação do fator de potência, dos esforços sobre os componentes e limitações relativas à característica "ZCS";
- no capítulo III apresentam-se a metodologia e exemplo de projeto completo, dimensionamento dos elementos magnéticos e resultados de simulação numérica;
- no capítulo IV definem-se os circuitos de comando e proteção; por último,
- no capítulo V especificam-se os semicondutores e apresentam-se os resultados obtidos em bancada do projeto implementado.

CAPÍTULO I

ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR

1.1 - Introdução

A estrutura analisada é um conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Para a frequência máxima de comutação menor que a frequência de oscilação do circuito ressonante, a reatância capacitiva predomina sobre a indutiva, isto é, a corrente no circuito ressonante estará adiantada em relação à fundamental de tensão sobre o mesmo. Desta forma, a comutação se dará sob corrente nula, garantindo que as perdas relativas à mesma, entrada em condução e bloqueio, não existam.

A alimentação é trifásica, o que garante uma pequena ondulação na corrente de saída. A corrente evolui em fase com a tensão de entrada, porém, modulada pela frequência de comutação. O fator de deslocamento é unitário sem a necessidade de circuitos externos. O interruptor é comandado tanto na entrada quanto na saída de condução, os diodos de grampeamento limitam a tensão sobre o interruptor e tornam desnecessária a introdução de um indutor em série com os interruptores para evitar que a entrada em condução dos interruptores de potência seja dissipativa.

A seguir, apresentam-se a estrutura estudada, suas etapas de funcionamento e particularidades relativas ao mesmo. Para este tipo de análise, fazem-se algumas considerações simplificativas que não comprometem a mesma, ou sejam:

- como a frequência de comutação é muito maior do que a frequência da rede, durante um ciclo de comutação considera-se a tensão de entrada (V_{in}) constante;
- a tensão E_0 da bateria é bem menor do que a tensão de pico da rede V_m , de tal forma que θ_1 (ângulo de início de transferência de potência) é pequeno;
- o estágio inversor, em regime permanente, opera com frequência constante;
- todos os componentes do circuito são ideais.

1.2 - Topologia e Etapas de Funcionamento

A Fig. 1.1 mostra a estrutura de potência do conversor.

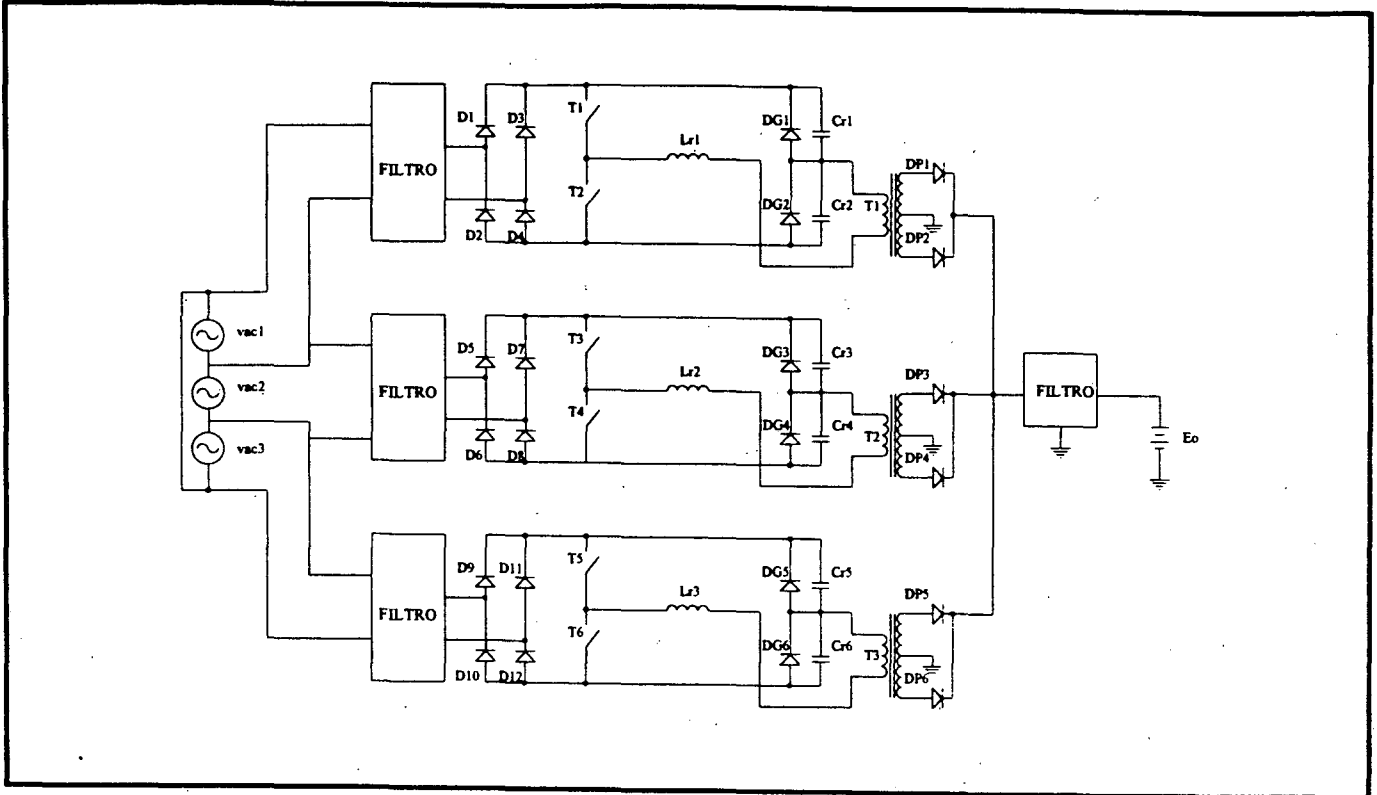


Fig. 1.1 - Esquema do conversor proposto.

Onde:

vac1, vac2 e vac3: tensões alternadas de entrada, fases R, S e T, respectivamente.

Lr1- Lr3: indutores ressonantes.

Cr1-Cr6: capacitores ressonantes.

T1, T3 e T5: interruptores comandados isolada e simultaneamente.

T2, T4 e T6: interruptores comandados isolada e simultaneamente.

DG1 - DG6: Diodos de grampeamento da tensão nos capacitores ressonantes.

Eo: Tensão das Baterias.

D1 - D12: Diodos retificadores de entrada.

DP1 - DP6: Diodos retificadores de saída.

Com base no diagrama da Fig. 1.2, as etapas de funcionamento do conversor são descritas a seguir. Para melhor entendimento, é interessante a análise simultânea desta descrição e das figuras 1.3 e 1.4.

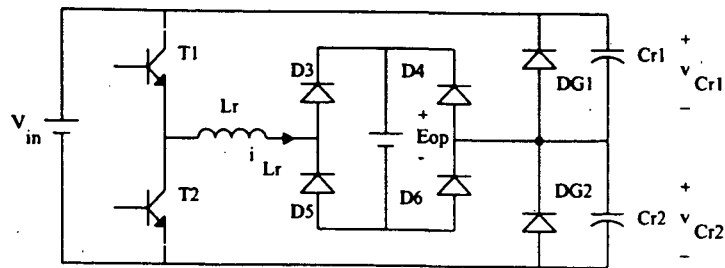


Fig. 1.2 - estrutura analisada.

Primeira etapa (t_0, t_1 - ressonante) - conduzem T1, D3 e D6:

Condições iniciais: $i_{Lr} = 0$ - $v_{Cr1} = V_{in}$ - $v_{Cr2} = 0$

O transistor T1 começa a conduzir, i_{Lr} , v_{Cr1} e v_{Cr2} variam senoidalmente, até que v_{Cr2} seja igual a V_{in} . Neste instante o diodo DG1 é polarizado diretamente.

Segunda etapa (t_1, t_2 - linear) - conduzem T1, D3, D6 e DG1:

Condições iniciais: $i_{Lr} = I_1$ - $v_{Cr1} = 0$ - $v_{Cr2} = V_{in}$.

O diodo DG1 passa a conduzir a corrente i_{Lr} que é comutada do capacitor ressonante. A corrente no indutor ressonante decresce linearmente através de E_{OP} até se anular.

Terceira etapa (t_3, t_4 - ressonante) - conduzem T2, D4 e D5:

Condições iniciais: $i_{Lr} = 0$ - $v_{Cr1} = 0$ - $v_{Cr2} = V_{in}$.

Repete-se o mesmo mecanismo apresentado na primeira etapa.

Quarta etapa (t_4, t_5 - linear) - conduzem T2, D4, D5 e DG2:

Condições iniciais: $i_{Lr} = -I_1$ - $v_{Cr1} = V_{in}$ - $v_{Cr2} = 0$.

Repete-se o mesmo mecanismo apresentado na segunda etapa.

Condições finais:

$$i_{Lr} = 0 - v_{Cr1} = V_{in} - v_{Cr2} = 0.$$

O bloqueio dos transistores T1 e T2 ocorre naturalmente, caracterizando a comutação com corrente nula (ZCS).

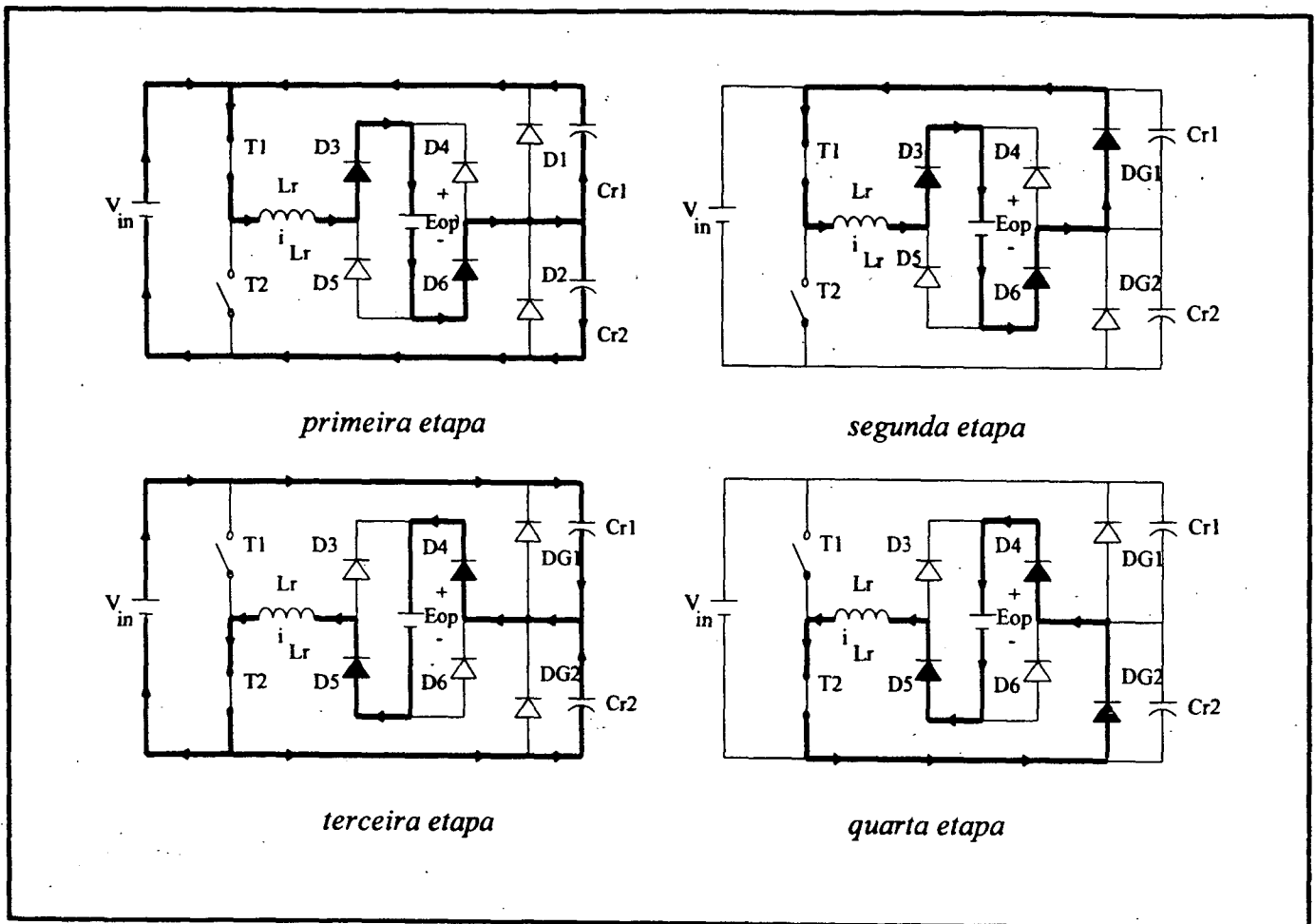


Fig. 1.3 - Etapas de funcionamento.

Na Fig. 1.4, estão representadas as principais formas de onda associadas ao funcionamento do conversor. Pode-se verificar o grampeamento da tensão no capacitor ressonante e a não existência de perdas de comutação nos interruptores do conversor. Salienta-se que o conversor opera com razão cíclica constante, igual a 0,5, e que através do controle da frequência de comutação dos interruptores de potência, obtém-se o controle da corrente de saída.

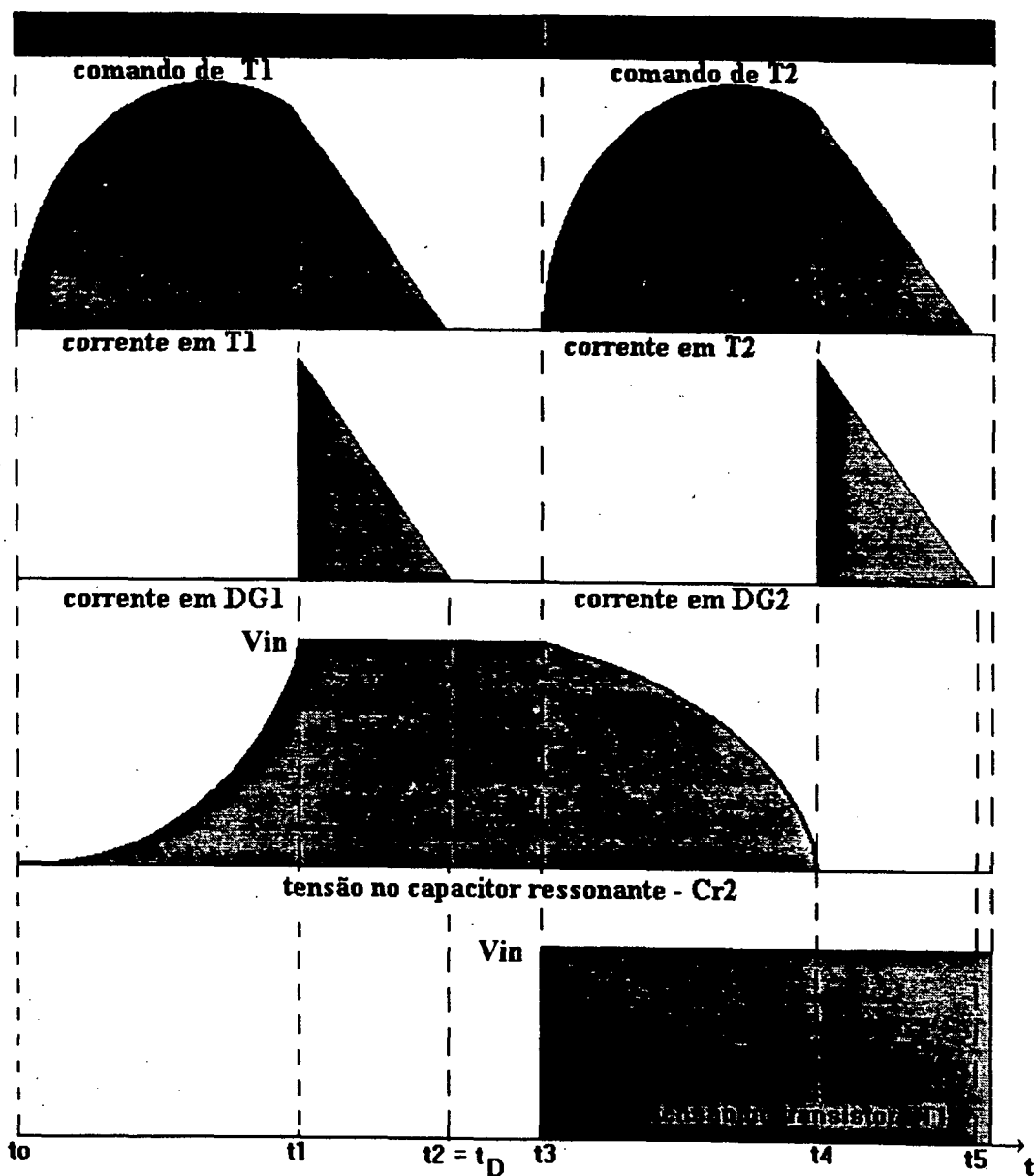


Fig. 1.4 - principais formas de onda do conversor.

Para um quarto do período da tensão senoidal de entrada existem dois modos diferentes de operação:

- Intervalo ($0 < \theta < \theta_1$) - Durante este intervalo de tempo tem-se $V_{in} < 2 \cdot E_{OP}$. Por esta razão, não existe nenhuma corrente fluindo através do indutor L_r e nenhuma potência é transferida para a carga.
- Intervalo ($\theta_1 < \theta < \pi/2$) - Durante este intervalo de tempo, $V_{in} > 2 \cdot E_{OP}$, ocorre o funcionamento normal do conversor, cujas etapas de funcionamento foram descritas acima.

Na Fig. 1.5 está a representação dos intervalos de funcionamento vistos pela rede de alimentação.

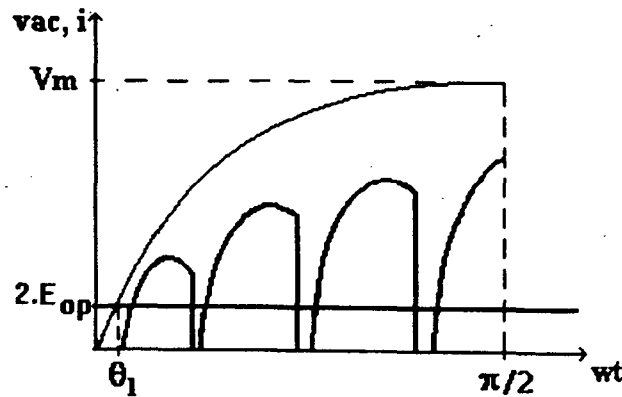


Fig. 1.5 - Tensão e corrente de entrada durante o intervalo $(0, \pi/2)$.

1.3 - Conclusão

A análise qualitativa realizada abordou detalhes muito importantes à compreensão do funcionamento do conversor. Foram apresentadas as etapas de funcionamento, as principais formas de onda e a estratégia de modulação em frequência.

Verificou-se a característica de comutação sob corrente nula e limitação da tensão máxima sobre o interruptor de potência, proporcionando um alto rendimento e robustez, justificando-se a escolha deste conversor em aplicações nobres da Eletrônica de Potência.

O conversor apresenta fator de deslocamento unitário. A introdução de um filtro de entrada adequado proporcionará um alto fator de potência, sem a necessidade de circuitos ativos de correção.

CAPÍTULO II

ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERTOR

2.1 - Introdução

Após conhecer-se qualitativamente o conversor, é necessário, através da análise matemática, determinar os esforços aos quais os componentes do protótipo a ser implementado ficarão submetidos.

Ao final deste capítulo, poder-se-á facilmente, a partir das especificações de fator de potência, corrente média de saída e frequência máxima de operação dos interruptores de potência, determinar todos os valores relevantes de corrente e tensão para dimensionar adequadamente os componentes do conversor.

2.2 - Obtenção do Plano de Fase do Conversor

Em regime permanente, apenas a análise das duas primeiras etapas (ressonante e linear, respectivamente) é suficiente para construção do plano de fase desta estrutura.

O estudo a seguir faz algumas simplificações para facilitar a análise, as quais não comprometem o mesmo, são elas: tensão de entrada constante ($V_{in} = V_m$) e componentes ideais.

1ª Etapa de Funcionamento (t_0, t_1):

A partir do circuito equivalente para a primeira etapa de funcionamento, pode-se extrair as equações necessárias para obtenção da expressão (2.6).

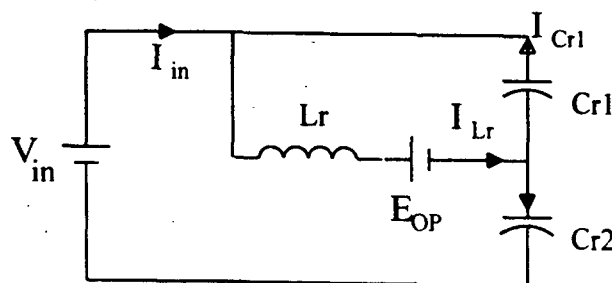


Fig.2.1 - Circuito equivalente para a primeira etapa.

$$V_{IN} - E_{OP} = V_{Cr} + L_r \cdot \frac{di_{L_r}}{dt} \quad (2.1)$$

$$i_{L_r} = C_r \cdot \frac{dV_{Cr}}{dt} \quad (2.2)$$

$$E = V_{in} - E_{OP} \quad (2.3)$$

assim,

$$E = V_{Cr} + L_r \cdot C_r \cdot \frac{d^2 V_{Cr}}{dt^2} \quad (2.4)$$

Com auxílio da Transformada de Laplace, deduz-se a seguinte expressão:

$$V_{Cr}(t) + jI_{L_r} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = (V_{in} - E_{OP}) - (V_{in} - E_{OP} + V_{CO}) \cdot e^{-j\omega_0 t} + I_{Lo} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot e^{-j\omega_0 t} \quad (2.5)$$

onde: $\omega_0 = 1/\sqrt{L_r \cdot C_r}$ é a frequência angular de ressonância e, por Thévenin, $C_r = C_{r1} + C_{r2}$.

Para a primeira etapa de funcionamento, a partir da equação (2.5), com as condições iniciais iguais a zero, obtém-se a expressão (2.6), a qual descreve o comportamento das grandezas relevantes na primeira etapa de funcionamento.

$$V_{Cr}(t) + j \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I_{L_r}(t) = E - E \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (2.6)$$

O termo $\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ é a impedância característica do circuito, também identificada ao longo deste trabalho como "Zo".

2ª Etapa de Funcionamento (t_1, t_2):

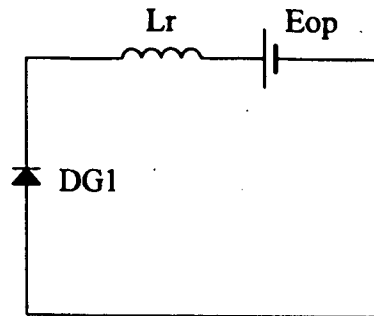


Fig. 2.2 - Circuito equivalente para a segunda etapa.

Desprezando-se a queda de tensão no diodo, pode-se representar o circuito da figura anterior pela seguinte equação:

$$L_r \cdot \frac{dI_{L_r}}{dt} + E_{OP} = 0 \quad (2.7)$$

$$dI_{L_r} = -\frac{E_{OP}}{L_r} \cdot dt \quad (2.8)$$

Assim, integrando-se entre I_1 ($t = t_1$) e I_{L_r} , encontra-se,

$$i_{L_r} = I_1 - \frac{E_{OP}}{L_r} \cdot t \quad (2.9)$$

Nesta etapa a tensão v_{Cr1} está grampeada com o valor V_{in} e a corrente do indutor decresce de $I_{L_r} = I_1$, até $I_{L_r} = 0$.

2.2.1 - Plano de Fase para $V_{in} > 2 \cdot E_{OP}$

A partir do equacionamento, pode-se construir o plano de fase da estrutura, apresentado na Fig. 2.3.

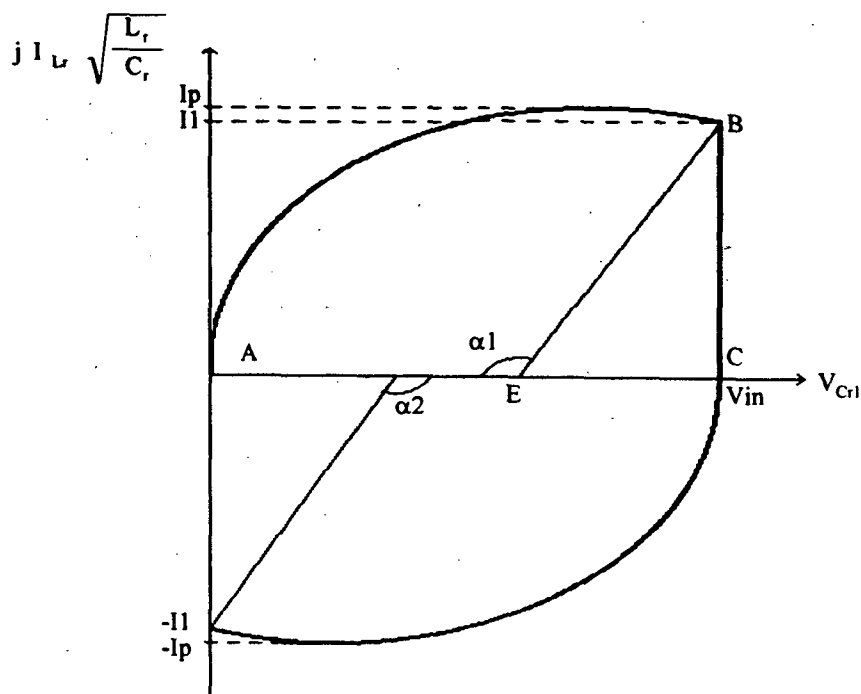


Fig. 2.3 - Plano de fase do conversor.

A Fig. 2.3 mostra o diagrama de fase do conversor, pode-se resumí-lo da seguinte forma: a primeira etapa de funcionamento do conversor começa em A, com tensão no capacitor e corrente no indutor nulas, estas evoluem sinusoidalmente até o ponto B ($t = t_1$), onde a tensão V_{Cr} atinge o valor da tensão de entrada. Na segunda etapa, a corrente diminui linearmente de um valor " I_1 ", em B, até zero, em C. O capacitor permanece com tensão constante igual a V_{in} . As duas etapas restantes são simétricas às analisadas até então ($\alpha_1 = \alpha_2$).

Observando o plano de fase do conversor pode-se notar que:

$$\cos(\pi - \alpha_1) = \frac{V_{in} - E}{E} = \frac{E_{OP}}{V_{in} - E_{OP}} \quad (2.10)$$

Daí:

$$\cos(\alpha_1) = \frac{-E_{OP}}{V_{in} - E_{OP}} \quad (2.11)$$

Substituindo-se α_1 por $\omega_0 t_1$, encontra-se a equação (2.12).

$$\cos(\omega_0 \cdot t_1) = \frac{-E_o}{V_{in} - E_o} \quad (2.12)$$

Onde,

$$V_{in} = V_m \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (2.13)$$

2.2.2 - Plano de fase para $V_{in} < 2 \cdot E_{OP}$

Para operar como carregador de baterias, existe uma condição para que ocorra a transferência de potência à carga, ou seja, $V_{in} > 2 \cdot E_{OP}$. A seguir, verifica-se esta limitação.

Supondo-se,

$$V_{in_{min}} = 2 \cdot E_{OP} \quad (2.14)$$

Com isso,

$$E_{OP} = \frac{V_{in_{min}}}{2} \quad (2.15)$$

A partir da expressão (2.5), observa-se que, para V_{in} aplicado menor que $V_{in_{min}}$, o capacitor não consegue se carregar até um valor igual a $V_{in_{min}}$ e sua tensão converge para E ($= V_{in} - E_{OP}$) em um ciclo de comutação apenas. Neste caso não existe a etapa linear e o conversor pára de operar.

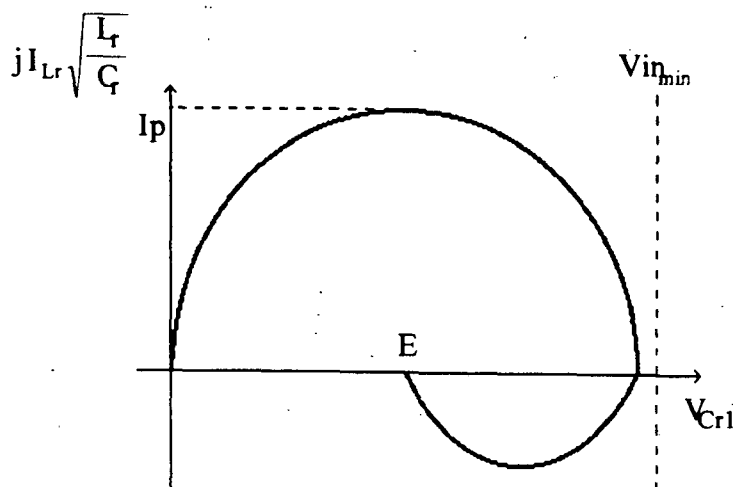


Fig. 2.4 - Comportamento do conversor para $V_{in} < 2E_{OP}$.

Define-se " θ_1 " como ângulo de início de transferência de potência, desta forma:

$$V_{in} = V_m \cdot \text{sen}\theta \geq 2 \cdot E_{OP} \quad (2.16)$$

$$\text{sen } \theta_1 = \left(\frac{2 \cdot E_{OP}}{V_m} \right) \Rightarrow \theta_1 = \arcsen(q) \quad (2.17)$$

No limite,

$$q = \frac{2 \cdot E_{OP}}{V_m} \quad (2.18)$$

Por equivalência trigonométrica,

$$\text{cos } \theta_1 = \sqrt{1 - \text{sen}^2 \theta} = \sqrt{1 - q^2} \quad (2.19)$$

Onde "q" é o ganho estático de tensão.

2.3 - Fator de Potência (FP) e Taxa de Distorção Harmônica (TDH)

Como o conversor deve operar com as três fases em equilíbrio, sendo a potência entregue uma somatória das contribuições individuais e igualmente distribuídas, a análise do fator de potência e da taxa de distorção harmônica é a mesma para cada uma das fases.

A corrente de entrada existe durante a etapa ressonante, no intervalo $[\theta_1, (\pi - \theta_1)]$. Da Fig. 2.1, e equação do plano de fase (2.5), tem-se:

$$I_{Lr}(t) \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = E \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \quad (2.20)$$

$$I_{in} + I_{Cr1} = I_{Lr} \quad (2.21)$$

$$I_{Cr1} = \frac{C_r}{2} \cdot \frac{d}{dt} V_{Cr1}(t) = \frac{E}{2 \cdot Z_o} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \quad (2.22)$$

$$I_{in}(t) = \frac{V_{in} - E_o}{2 \cdot Z_o} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \quad (2.23)$$

A corrente média instantânea de entrada, pode ser calculada da seguinte maneira:

$$I_{in,med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{in}(t) dt = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} \frac{(V_{in} - E_o)}{2 \cdot Z_o} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) dt \quad (2.24)$$

Integrando-se \Rightarrow

$$I_{in,med} = \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \cdot \frac{(V_{in} - E_o)}{Z_o} \cdot [1 - \text{cos}(\omega_0 \cdot t_1)] \quad (2.25)$$

A partir de (2.11) e (2.13) aplicadas a expressão anterior, obtém-se a expressão (2.26), a qual evidencia que a corrente e a tensão estão em fase e que a potência fornecida é função da frequência de operação.

$$I_{in_{med}} = \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \cdot \frac{V_m}{Z_o} \cdot \text{sen}\theta \quad (2.26)$$

A utilização de um filtro de entrada adequado, que atenua as componentes de altas frequências e não introduza desvio de fase entre tensão e corrente, proporcionará um alto fator de potência.

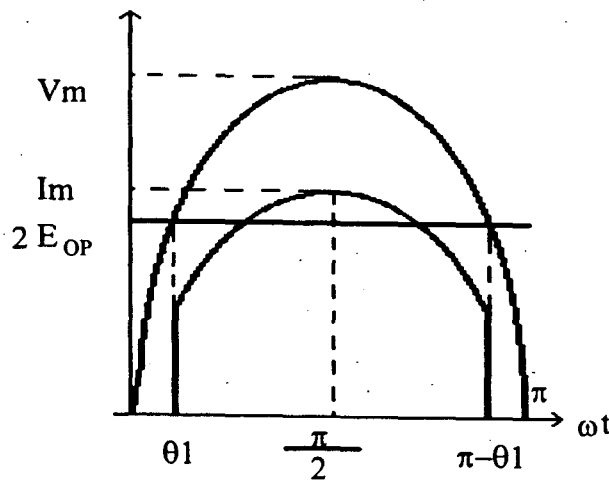


Fig. 2.5 - Tensão e corrente filtrada de entrada.

Devido à simetria, é possível, facilmente, calcular a potência. Basta integrar no período, o produto entre tensão e corrente de entrada em 1/4 de ciclo da rede de alimentação.

$$P = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} V_m \cdot I_m \cdot \text{sen}^2 \theta \, d\theta \quad (2.27)$$

Integrando-se a expressão anterior:

$$P = \frac{V_m \cdot I_m}{2 \cdot \pi} \cdot [\pi - 2 \cdot \theta_1 + \text{sen}(2 \cdot \theta_1)] \quad (2.28)$$

Como as grandezas são senoidais, a potência pode ser dada por:

$$P = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cdot FP \quad (2.29)$$

De (2.26) e (2.28) obtém-se uma das características mais importantes deste conversor, isto é, o fator de potência da estrutura, FP, é função do ângulo de inicialização.

$$FP = 1 - \frac{2 \cdot \theta_1 - \text{sen}(2 \cdot \theta_1)}{\pi} \quad (2.30)$$

Pode-se relacionar θ_1 com o ganho estático de tensão, "q", através da equação (2.18), de onde se conclui que, através da relação entre as tensões de entrada e do primário do transformador, pode-se definir o fator de potência da estrutura.

$$FP = 1 - \frac{2 \cdot \text{sen}^{-1}(q) - \text{sen}[2 \cdot \text{sen}^{-1}(q)]}{\pi} \quad (2.31)$$

Assim,

$$FP = 1 - \frac{2 \cdot \text{sen}^{-1}(q) - 2 \cdot q \cdot \sqrt{1 - q^2}}{\pi} \quad (2.32)$$

A partir de (2.30) e (2.32), foram construídos os ábacos das figuras 2.6 e 2.7.

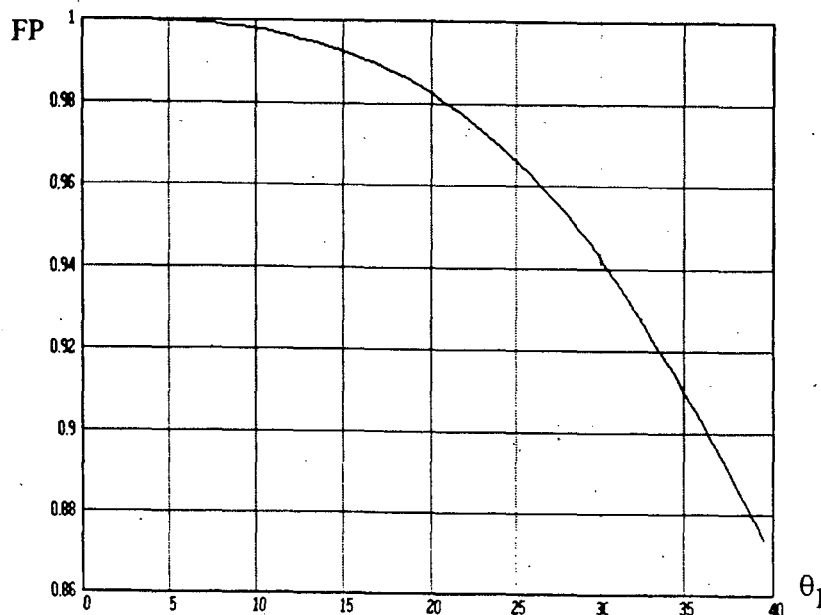


Fig. 2.6 - Relação entre FP e θ_1 .

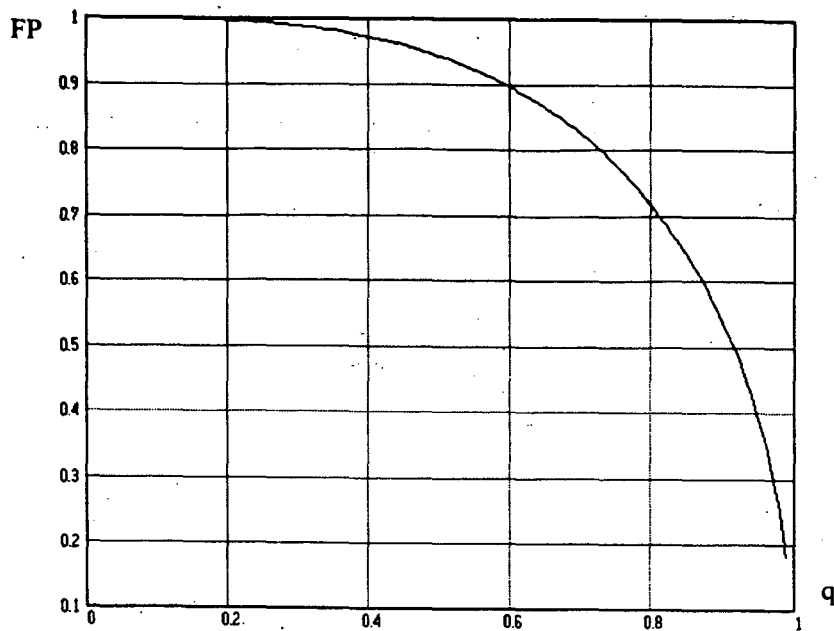


Fig. 2.7 - Relação entre FP e q.

O fator de potência é função do fator de deslocamento entre as fundamentais de tensão e corrente, e da relação entre a fundamental da corrente e o seu conteúdo harmônico. Neste caso, para um ângulo de defasagem igual a zero ($\phi = 0^\circ$), o fator de deslocamento ($\cos\phi$) é igual à unidade. A partir da expressão (2.33), pode-se obter o valor da TDH para o fator de potência definido.

$$TDH = \sqrt{\left(\frac{1}{FP^2} - 1\right)} \quad (2.33)$$

Aplicando-se (2.30) em (2.33), obteve-se o ábaco da Fig. 2.8, que relaciona a TDH com o ângulo de início de transferência de potência.

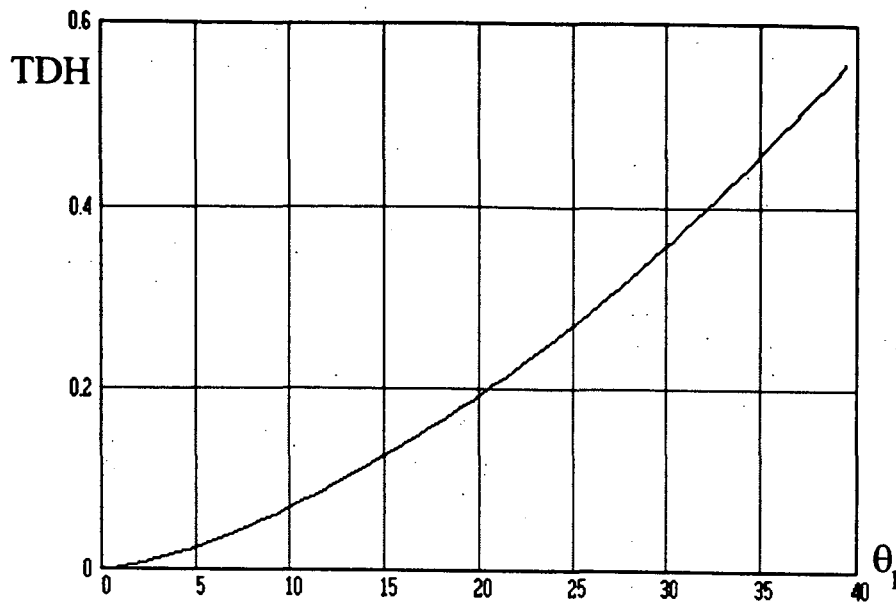


Fig. 2.8 - Relação entre THD e θ_1 .

2.4 - Relação entre $f_{s_{\max}}/f_0$ e Ganho Estático de Tensão

Trabalhando-se com frequência modulada, para que se possa utilizar a técnica "ZCS", a frequência máxima de operação deve ser inferior à de ressonância.

Particularmente, com entrada variável, deve-se operar em condução descontínua, inclusive no valor máximo da tensão de entrada (maior energia armazenada no indutor ressonante). Assim, neste tópico, calcula-se a relação entre a frequência de operação e a de ressonância para garantir que a comutação do transistor de potência se dê sob corrente nula.

Em um ciclo de comutação, tem-se 2 (duas) etapas ressonantes e duas de roda-livre. Da Fig. 1.5, desprezando-se o tempo morto entre os pulsos de comando, tem-se a equação (2.34).

$$T_s = \frac{1}{f_s} = 2t_1 + 2t_D = 2(t_1 + t_D) \quad (2.34)$$

Lembrando-se que,

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{2 \cdot \pi}{\omega_0} \quad (2.35)$$

Dividindo-se (2.35) por (2.34), obtém-se:

$$\frac{f_{sm\acute{a}x}}{f_0} = \frac{\pi}{\omega_0 \cdot t_1 + \omega_0 \cdot t_D} \quad (2.36)$$

O próximo passo é deixar o denominador do lado direito da igualdade em função de "q".

A partir da equação (2.12), dividindo-se por V_m e substituindo-se adequadamente por q , determina-se o primeiro termo, relativo à etapa ressonante.

$$\omega_0 t_1 = \cos^{-1} \left(\frac{-q}{2-q} \right) \quad (2.37)$$

Do plano de fase, segunda etapa, tem-se as expressões (2.38), (2.39) e (2.40).

$$i_{L_r} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = I_1 \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} - E_{OP} \cdot \omega_0 \cdot t \quad (2.38)$$

$$I_1 \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = E \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t_1) \quad (2.39)$$

$$\bar{I}_1 = \frac{i_{L_r}}{V_m} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \left(\frac{2 \cdot \text{sen}\theta - q}{2} \right) \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t_1) \quad (2.40)$$

No valor máximo, $\text{sen}\theta = 1$. A partir de (2.18), (2.37) e (2.40), obtém-se:

$$\text{sen } \omega_0 t_1 = \frac{2}{(2-q)} \sqrt{(1-q)} \quad (2.41)$$

Substituindo-se (2.41) em (2.40), encontra-se:

$$\frac{I_{L_r}}{V_m} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \sqrt{(1-q)} \quad (2.42)$$

Para $t = t_D$, a corrente é nula. Então:

$$I_1 \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} - E_{OP} \cdot \omega_0 \cdot t_D = 0 \quad (2.43)$$

e

$$\frac{I_1 \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{V_m} = \frac{E_{OP} \cdot \omega_0 \cdot t_D}{V_m} \quad (2.44)$$

De (2.42) e (2.44), tem-se:

$$\sqrt{(1-q)} = \frac{q}{2} \cdot \omega_0 \cdot t_D \quad (2.45)$$

Finalmente, a expressão (2.46) revela o segundo termo.

$$\omega_0 \cdot t_D = \frac{2}{q} \cdot \sqrt{(1-q)} \quad (2.46)$$

Com (2.37) e (2.46) aplicadas em (2.36), obtém-se a relação entre a frequência de operação e a de ressonância garantindo a comutação do tipo "ZCS", apresentada na expressão (2.47) e representada no ábaco da Fig. 2.9.

$$\frac{f_{sm\acute{a}x}}{f_o} = \frac{\pi}{\cos^{-1}\left(\frac{q}{q-2}\right) + \frac{2}{q} \sqrt{1-q}} \quad (2.47)$$

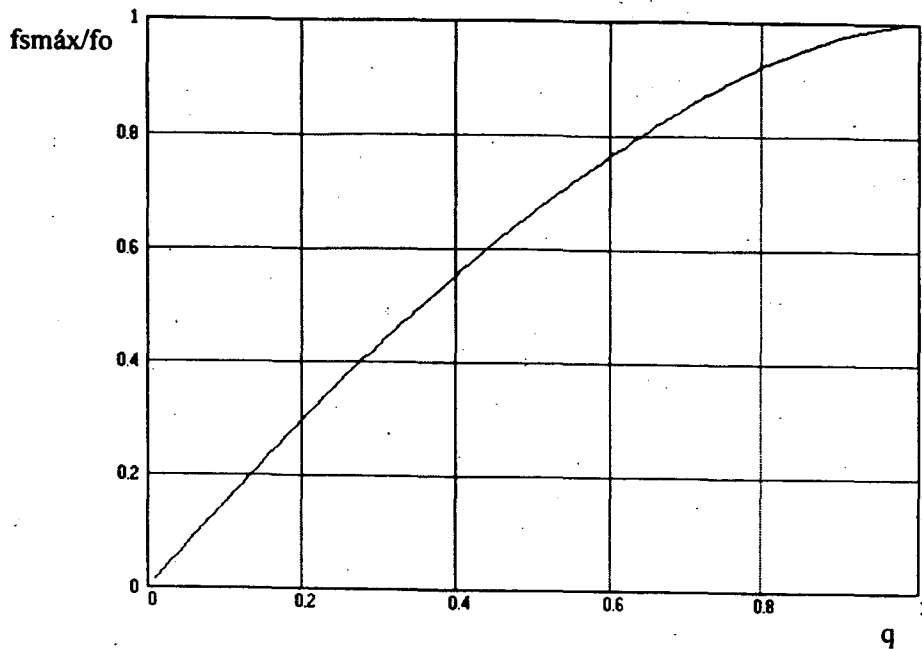


Fig. 2.9 - Relação entre $f_{smáx}/f_o$ e q .

2.5 - Característica de Saída

Devido à característica de fonte de corrente deste conversor, a potência de saída é dada pela somatória das contribuições individuais de cada fase.

Considerando-se a potência total de entrada igual à de saída, tem-se:

$$E_{OP} \cdot \left(I_{OMED} \cdot \frac{N_s}{N_p} \right) = 3 \cdot P_{1\phi} \quad (2.48)$$

Com (2.26) e (2.32) em (2.48), obtém-se:

$$E_{OP} \cdot \left(I_{OMED} \cdot \frac{N_s}{N_p} \right) = 3 \cdot \frac{V_m}{2} \cdot \frac{f_s \cdot V_m}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot Z_o} \cdot \left[\frac{\pi - 2 \cdot \sin^{-1} q + 2 \cdot q \cdot \sqrt{1 - q^2}}{\pi} \right] \quad (2.49)$$

Rearranjando os termos, tem-se a expressão (2.50).

$$\frac{Z_o}{V_m} \cdot \left(I_{OMED} \cdot \frac{N_s}{N_p} \right) = \overline{I_{OMED}} = 3 \cdot \frac{V_m}{2 \cdot E_{OP}} \cdot \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \cdot \left[\frac{\pi - 2 \cdot \sin^{-1} q + 2 \cdot q \cdot \sqrt{1 - q^2}}{\pi} \right] \quad (2.50)$$

Portanto,

$$\overline{I_{OMED}} = \frac{3}{q} \cdot \frac{f_s}{2 \cdot f_o \cdot \pi^2} \cdot (\pi - 2 \cdot \text{sen}^{-1}q + 2 \cdot q \cdot \sqrt{1 - q^2}) \quad (2.51)$$

A equação (2.51) comprova que a corrente de saída é função da frequência de operação e do ganho estático de tensão. O ábaco da Fig. 2.10, apresenta as curvas características para diferentes frequências de comutação dos interruptores.

A linha tracejada indica o limite, onde a condução passa a ser contínua, pontos de operação acima dela significam perda da característica "ZCS" do conversor. Esta observação se estende a todos os ábacos apresentados neste trabalho.

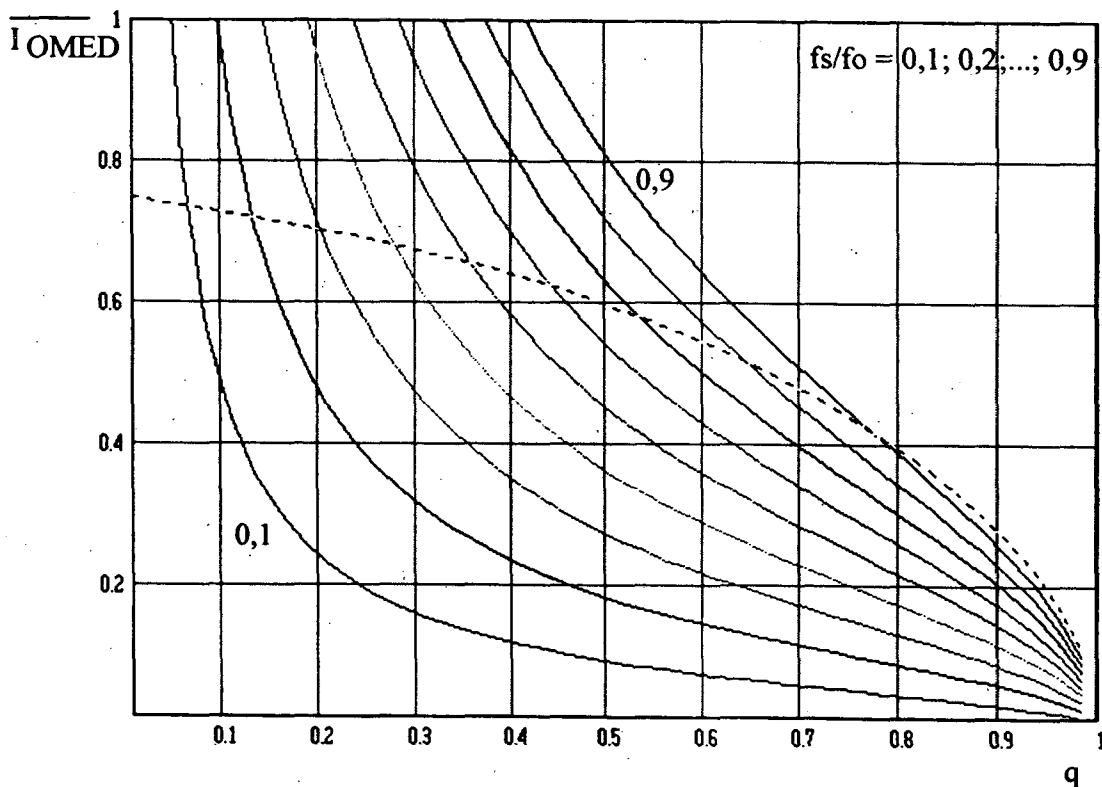


Fig. 2.10 - Relação entre $\overline{I_{OMED}}$ e q , tendo f_s/f_o como parâmetro.

Observa-se que para valores de "q" menores, as correntes aumentam para uma mesma relação entre as frequências, isto implica em maiores valores das correntes que circulam pelos componentes do conversor.

A corrente eficaz na bateria é a corrente no indutor ressonante referida ao secundário.

2.6 - Corrente Média nos Diodos de Grampeamento

O diodo de grampeamento atua durante a etapa linear. Sua corrente média para um período de operação é definida através da equação (2.52), a partir da Fig. 1.4 e expressão (2.9).

$$I_{DGmed} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_p} \left(I_1 - \frac{E_{OP}}{L_r} \cdot t \right) dt \quad (2.52)$$

$$I_{DGmed} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_p} \left(I_1 \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} - E_{OP} \cdot \omega_0 \cdot t \right) dt \quad (2.53)$$

Dividindo-se por V_m e a partir de (2.40), obtém-se:

$$\frac{I_{DGmed} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{V_m} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{2 \cdot \text{sen } \theta - q}{2} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t_1) \cdot t_D - \frac{E_{OP} \cdot \omega_0}{V_m} \cdot t_D^2 \right] \quad (2.54)$$

Com auxílio das expressões (2.41) e (2.45) e rearranjo dos termos, obtém-se a seguinte equação:

$$\overline{I_{DGmed}} = \frac{I_{DGmed} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{V_m} = \frac{f_s}{2\pi f_o} \cdot \frac{1}{q} \cdot \text{sen } \theta \cdot (\text{sen } \theta - q) \quad (2.55)$$

Conforme Fig. 2.5, a corrente média varia em função de θ . Para se obter a corrente média em um ciclo da rede de alimentação, integra-se a equação (2.55).

$$i_{DGMED} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_{DGmed} d\theta = \frac{4}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} i_{DGmed} d\theta \quad (2.56)$$

Assim,

$$\frac{I_{DGMED} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{V_m} = \overline{I_{DGMED}} = \frac{f_s}{\pi^2 \cdot f_o} \cdot \frac{1}{q} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi/2} (\text{sen}^2 \theta - q \cdot \text{sen } \theta) d\theta \quad (2.57)$$

Com auxílio das equações (2.18) e (2.19):

$$\overline{i_{DG MED}} = \frac{f_s}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_o \cdot q} \cdot (\pi - 2 \cdot \text{sen}^{-1} q - 2 \cdot q \cdot \sqrt{1 - q^2}) \quad (2.58)$$

O ábaco da Fig. 2.11 apresenta o comportamento da corrente média parametrizada nos diodos de grampeamento com o valor de q e tendo f_s/f_o como parâmetro.

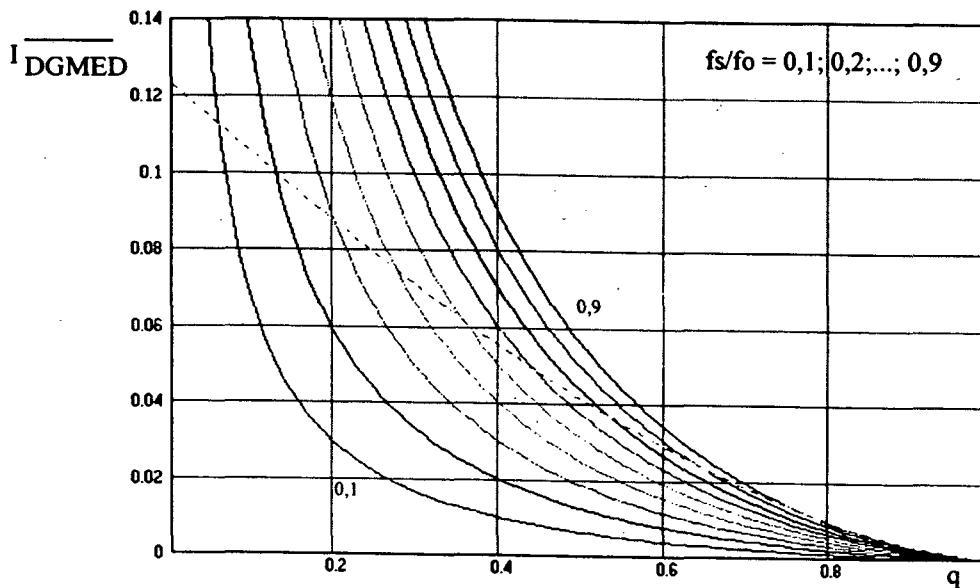


Fig. 2.11 - Relação entre q e $\overline{i_{DG MED}}$, tendo f_s/f_o como parâmetro.

2.7 - Corrente Média nos Transistores de Potência

A corrente flui no transistor de potência durante as duas etapas de funcionamento apresentadas, ressonante e linear. Neste caso, basta determinar a expressão para a corrente média na etapa ressonante e adicioná-la à parcela obtida no item 2.6, expressão (2.55).

A corrente média para um período de funcionamento, etapa ressonante, é definida através da equação (2.59), a partir da Fig. 1.5.

$$i_{Tmed} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{Lr}(t) dt \quad (2.59)$$

Substituindo-se as equações (2.40) para um " $\omega.t$ " genérico, em (2.59), obtém-se:

$$\overline{i_{Tmed}} = i_{Tmed} \cdot \frac{\sqrt{L_r Cr}}{V_m} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_1} \left(\frac{2 \cdot \text{sen } \theta - q}{2} \right) \cdot \text{sen}(\omega_0 t) dt \right] \quad (2.60)$$

Integrando-se:

$$\overline{i_{Tmed}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\left(\frac{2 \cdot \text{sen } \theta - q}{2} \right) \cdot \frac{1 - \cos(\omega_0 \cdot t)}{\omega_0} \right] \quad (2.61)$$

Assim,

$$\overline{i_{Tmed}} = \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \cdot \text{sen } \theta \quad (2.62)$$

A partir de (2.55) e (2.62), obtém-se a expressão (2.63), que é a corrente média no transistor em um ciclo de operação.

$$\overline{i_{Tmedt}} = \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot q} \cdot \text{sen}^2 \theta \quad (2.63)$$

A exemplo do diodo de grampeamento, calcula-se a corrente média em um ciclo da rede, integrando-se em θ . Assim:

$$\overline{i_{TMED}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} \overline{i_{Tmedt}} d\theta = \frac{4}{2 \cdot \pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \overline{i_{Tmedt}} d\theta \quad (2.64)$$

Substituindo-se (2.63) em (2.64), obtém-se:

$$\overline{i_{TMED}} = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot q} \cdot \text{sen}^2 \theta d\theta \quad (2.65)$$

Integrando-se,

$$\overline{i_{TMED}} = \frac{f_s}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_o \cdot q} \cdot [\pi - 2 \cdot \theta_1 + \text{sen}(2 \cdot \theta_1)] \quad (2.66)$$

Então, a partir de (2.18) e (2.19), obtém-se a expressão da corrente média parametrizada. O gráfico da Fig. 2.12 mostra a evolução da equação (2.67), tendo f_s/f_0 como parâmetro.

$$\overline{i_{TMED}} = \frac{f_s}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0 \cdot q} \cdot \left[\pi - 2 \cdot \text{sen}^{-1} q + 2 \cdot q \cdot \sqrt{1 - q^2} \right] \quad (2.67)$$

O gráfico da Fig. 2.12 apresenta o comportamento da corrente média parametrizada nos transistores de potência com o valor de q e tendo f_s/f_0 como parâmetro.

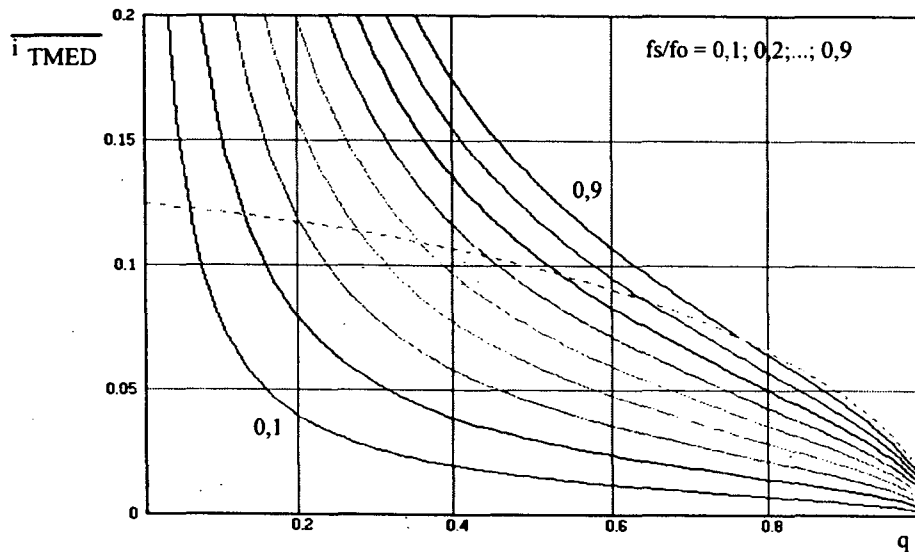


Fig. 2.12 - Relação entre q e $\overline{i_{TMED}}$, tendo f_s/f_0 como parâmetro.

2.8 - Corrente Eficaz nos Diodos de Grampeamento

A expressão da corrente eficaz nos diodos de grampeamento é obtida através de (2.9) e da Fig. 1.5, assim,

$$i_{DGef} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_D} (I_1 \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} - E_{OP} \cdot \omega_0 \cdot t)^2 dt} \quad (2.68)$$

Resolvendo-se a integral, encontra-se como solução:

$$\overline{i_{DGEF}^2} = \left(i_{DGef} \cdot \frac{\sqrt{L_r}}{V_m} \right)^2 = \frac{f_s}{3 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot q} \cdot [\text{sen } \theta \cdot (\text{sen } \theta - q)]^2 \quad (2.69)$$

Integrando-se em θ , para obter a corrente eficaz em um ciclo da rede, encontra-se:

$$\overline{i_{DGEF}^2} = \left(i_{DGEF} \cdot \frac{\sqrt{L_r}}{V_m} \right)^2 = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \frac{f_s}{3 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot q} \cdot [\text{sen } \theta \cdot (\text{sen } \theta - q)]^2 d\theta \quad (2.70)$$

Simplificando,

$$\overline{i_{DGEF}^2} = \frac{2 \cdot f_s}{3 \cdot \pi^2 \cdot f_0 \cdot q} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi/2} [\text{sen } \theta \cdot (\text{sen } \theta - q)]^2 d\theta \quad (2.71)$$

O ábaco da Fig. 2.13 apresenta o comportamento da corrente eficaz parametrizada nos diodos de grameamento com o valor de q , tendo f_s/f_0 como parâmetro.

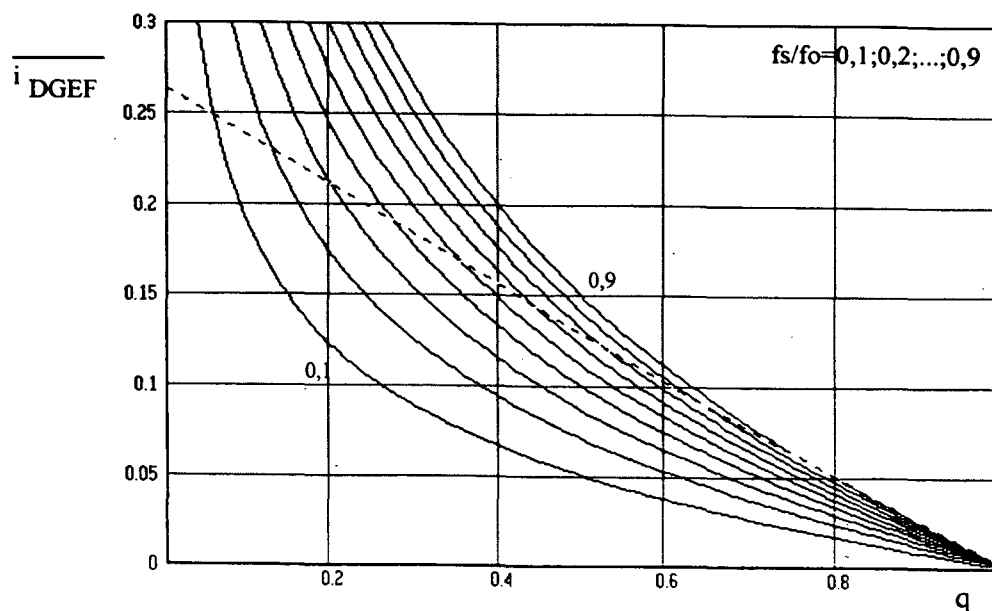


Fig. 2.13 - Relação entre q e $\overline{i_{DGEF}^2}$, tendo f_s/f_0 como parâmetro.

A expressão (2.71) apresenta dificuldades para simplificação em uma forma onde o projetista possa calcular o valor da corrente eficaz sem o auxílio do ábaco. Na referência [6], propõe-se um método simplificado (que será estendido também para o cálculo da corrente eficaz nos transistores de potência), com a finalidade de obter-se uma expressão de fácil resolução. Observa-se, que em relação a [6], foram realizadas algumas alterações no equacionamento com a finalidade de torná-lo mais preciso.

O método consiste em calcular um "valor eficaz médio", isto é, obtém-se a expressão de corrente eficaz em um período de comutação, quando $V_{in} = V_m$, ou seja, para o valor máximo da tensão de entrada. Considera-se que este valor máximo varia senoidalmente, então, pela definição de valor médio, integra-se a função em θ , encontrando-se um "valor eficaz médio" da corrente que flui sobre o diodo de grampeamento.

Da expressão (2.68), fazendo-se as considerações do parágrafo anterior, tem-se:

$$\overline{i_{DGef}} = i_{DGef} \cdot \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{V_m} = \sqrt{\frac{f_s}{3 \cdot \pi \cdot f_o \cdot q} \cdot (1-q)^{3/2}} \quad (2.72)$$

Na expressão (2.72), obteve-se o "valor eficaz de pico", agora integra-se este valor que, supõe-se, varia senoidalmente em θ .

$$\overline{i_{DGEF}} = i_{DGEF} \cdot \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{V_m} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi-\theta_1} i_{DGef} \cdot \text{sen}(\omega t) \, d\omega t \quad (2.73)$$

Integrando-se a expressão anterior:

$$\overline{i_{DGEF}} = \frac{1}{\pi} \cdot i_{DGef} \cdot 2 \cdot \cos\theta_1 \quad (2.74)$$

A partir de (2.19):

$$\overline{i_{DGEF}} = \frac{1}{\pi} \cdot 2 \cdot \sqrt{1-q^2} \cdot i_{DGef} \quad (2.75)$$

Finalmente, a partir de (2.72) em (2.75), obtém-se a expressão aproximada da corrente eficaz nos interruptores de potência:

$$\overline{i_{DGEF}^2} = \frac{4 \cdot f_s}{f_o \cdot 3 \cdot \pi^3 \cdot q} \cdot (1 - q^2) \cdot (1 - q)^{3/2} \quad (2.76)$$

Na tabela 2.1, faz-se uma comparação dos valores parametrizados obtidos através das equações exata (2.71) e simplificada (2.76), para "q" fixo. Nota-se que a precisão do método simplificado é aceitável.

Tabela 2.1 - Quadro comparativo entre os métodos.

fs/fo	método		erro
q=0,5	exato	simplif.	(%)
0,1	0,0507	0,048	5,8
0,3	0,087	0,083	4,8
0,4	0,101	0,096	5,1
0,5	0,112	0,107	4,5
0,7	0,133	0,123	5

2.9 - Corrente Eficaz nos Transistores

Como a corrente flui no transistor de potência durante as etapas, ressonante e linear, neste caso, pode-se construir a seguinte expressão:

$$i_{Tef}^2 = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_1} i_T^2(t) dt + \int_0^{t_D} i_{DG}^2(t) dt \right] \quad (2.77)$$

Substituindo-se as equações (2.9) e (2.40) em (2.77), obtém-se:

$$\overline{i_{Tef}^2} = \left(i_{Tef} \cdot \frac{\sqrt{L_r}}{V_m} \right)^2 = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_1} \frac{(2 \cdot \text{sen } \theta - q)^2}{2} \cdot \text{sen}^2(\omega_o \cdot t) dt + \int_0^{t_D} \left(I_1 \cdot \frac{\sqrt{L_r}}{\sqrt{C_r}} - E_{OP} \cdot \omega_o \cdot t \right)^2 dt \right] \quad (2.78)$$

Resolvendo-se esta integral, com a ajuda de algumas expressões já deduzidas, inclusive (2.69), encontra-se como solução:

$$\overline{i_{Tef}^2} = \frac{f_s}{2\pi f_o} \left[\left(\frac{(2 \text{sen } \theta - q)^2 \omega_o t_1 + 2q \sqrt{\text{sen } \theta (\text{sen } \theta - q)}}{8} \right) + \frac{2}{3q} [\text{sen } \theta (\text{sen } \theta - q)]^2 \right] \quad (2.79)$$

Para se obter a corrente eficaz em um período da rede, integra-se a equação (2.79) em θ :

$$\overline{i_{TEF}^2} = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \left[\left(\frac{(2 \cdot \text{sen} \theta - q)^2 \cdot \omega_o \cdot t_1 + 2 \cdot q \cdot \sqrt{\text{sen} \theta \cdot (\text{sen} \theta - q)}}{8} \right) + \frac{2}{3 \cdot q} [\text{sen} \theta \cdot (\text{sen} \theta - q)]^{3/2} \right] d\theta \quad (2.80)$$

Tem-se:

$$\overline{i_{TEF}^2} = \frac{f_s}{\pi^2 \cdot f_o} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \left[\left(\frac{(2 \cdot \text{sen} \theta - q)^2 \cdot \omega_o \cdot t_1 + 2 \cdot q \cdot \sqrt{\text{sen} \theta \cdot (\text{sen} \theta - q)}}{8} \right) + \frac{2}{3 \cdot q} [\text{sen} \theta \cdot (\text{sen} \theta - q)]^{3/2} \right] d\theta \quad (2.81)$$

Com o auxílio das equações já deduzidas: $\theta_1 = \text{sen}^{-1} q$ e $\omega_o \cdot t_1 = \cos^{-1} \left(\frac{-q}{2 \text{sen} \theta - q} \right)$ e a partir da expressão (2.81), obtém-se o ábaco apresentado na Fig. 2.14, o qual relaciona a corrente parametrizada eficaz nos interruptores de potência com o valor de "q" e tendo f_s/f_o como parâmetro.

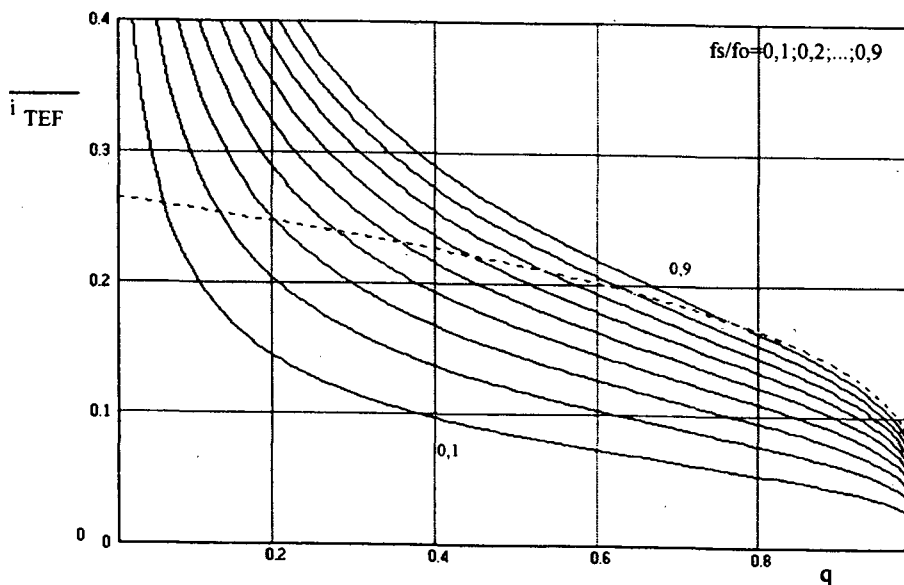


Fig. 2.14 - Relação entre q e $\overline{i_{TEF}}$, tendo f_s/f_o como parâmetro.

Como no item 2.8, apresenta-se um método simplificado que possibilita ao projetista calcular um valor aproximado da corrente no transistor de potência sem a necessidade de desenvolver a equação (2.81).

Inicialmente, determina-se o "valor eficaz máximo", com $V_{in} = V_m$, obtendo-se a expressão (2.82) a partir de (2.77).

$$\overline{i_{Tef}^2} = \frac{f_s}{8 \cdot \pi \cdot f_0} \cdot \left[(2-q)^2 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{q}{q-2} \right) + 2 \cdot q \cdot \sqrt{1-q} + \frac{8}{3 \cdot q} \cdot (1-q)^{3/2} \right] \quad (2.82)$$

Reintegrando-se, para encontrar uma expressão do "valor eficaz médio" na frequência da rede de alimentação, tem-se:

$$\overline{i_{TEF}} = i_{TEF} \cdot \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{V_m} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi-\theta_1} i_{Tef} \cdot \sin(\omega t) \, d\omega t \quad (2.83)$$

Finalmente,

$$\overline{i_{Tef}^2} = \frac{f_s \cdot (1-q^2)}{2 \cdot \pi^3 \cdot f_0} \cdot \left[(2-q)^2 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{q}{q-2} \right) + 2 \cdot q \cdot \sqrt{1-q} + \frac{8}{3 \cdot q} \cdot (1-q)^{3/2} \right] \quad (2.84)$$

Na tabela 2.2, faz-se uma comparação dos valores obtidos, da corrente eficaz parametrizada, através das equações exata e simplificada.

Tabela 2.2 - Quadro comparativo entre os métodos.

fs/fo	método		erro
q=0,5	exato	simplif.	(%)
0,1	0,084	0,091	8,7
0,3	0,145	0,158	8,9
0,4	0,170	0,183	7,4
0,5	0,190	0,204	7,4
0,7	0,222	0,241	8,5

A exemplo do item 2.8, observa-se uma aproximação aceitável, desde que o projetista tenha consciência que está trabalhando nesta faixa de precisão.

2.10 - Corrente de Pico nos Diodos de Grampeamento

A corrente de pico dos diodos de grampeamento é dada a partir da equação (2.42), a qual:

$$i_{DGp} \cdot \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{V_m} = \overline{i_{DGp}} = \sqrt{(1-q)} \quad (2.85)$$

A equação (2.86) que relaciona a corrente parametrizada de pico nos diodos de grameamento com o valor de "q" está representada no ábaco da Fig. 2.15.

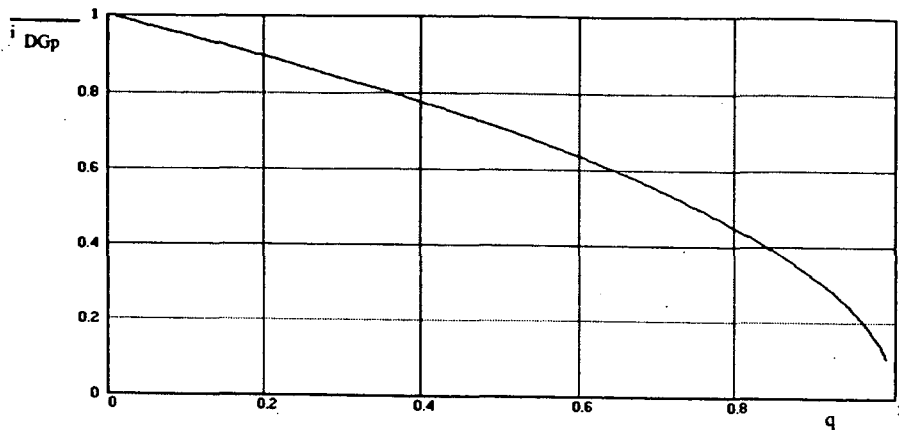


Fig. 2.15 - Relação entre q e $\overline{i_{DGp}}$.

2.11 - Corrente de Pico nos Transistores

A corrente de pico nos transistores é a mesma relativa ao indutor ressonante, portanto, reescrevendo a expressão (2.20), abaixo, observa-se que o valor máximo da corrente se dá quando o $\text{sen}(\omega t)$ é igual à unidade.

$$I_{Lr}(t) \cdot \sqrt{\frac{L_R}{C}} = E \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = (V_{in} - E_{OP}) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$$

Assim, pode-se obter a expressão (2.86), representada em forma de ábaco na Fig. 2.15, observa-se que o valor de pico é função exclusiva do ganho estático determinado em projeto, a exemplo do item anterior.

$$\overline{i_{Tp}} = \left(\frac{2-q}{2} \right) \quad (2.86)$$

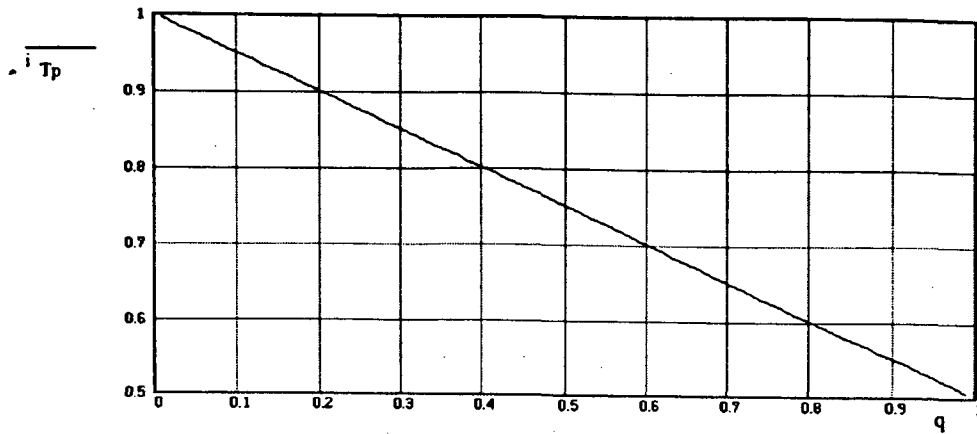


Fig. 2.16 - Relação entre q e $\overline{i_{Tp}}$.

2.12 - Corrente Eficaz no Indutor Ressonante

A corrente eficaz no indutor ressonante tem a contribuição das correntes eficazes que fluem pelos dois transistores de potência, assim:

$$i_{T1EF} = i_{T2EF} = i_{TEF} \quad (2.87)$$

então,

$$i_{Lr} = \sqrt{i_{T1EF}^2 + i_{T2EF}^2} = \sqrt{2} \cdot i_{TEF} \quad (2.88)$$

Percebe-se que não há dificuldades em determinar a corrente eficaz que fluirá pelo diodo, uma vez definido o valor da corrente no interruptor.

2.13 - Corrente nos Diodos Retificadores de Saída

A corrente que atravessa o diodo retificador é a mesma que flui pelo transistor de potência, multiplicada pela relação de transformação (N_p/N_s). Assim, as expressões e ábacos gerados nos itens 2.7, 2.9 e 2.11, são válidos para dimensionamento dos retificadores.

2.14 - Conclusão

Através do plano de fase da estrutura, obteve-se todo o equacionamento necessário para a determinação dos esforços de tensão e corrente aos quais os componentes ficam submetidos.

A partir das expressões deduzidas, ábacos foram gerados com a finalidade de facilitar o projeto.

A potência de saída é proporcional à frequência de comutação dos interruptores de potência.

O fator de potência da estrutura depende, exclusivamente, do ganho estático de tensão (q).

Quanto menor o valor de " q ", maior o fator de potência da estrutura. Entretanto, isto implica em aumento das correntes que atravessam os elementos do circuito, o que influencia diretamente no rendimento do conversor através do aumento das perdas em condução e na especificação em corrente dos componentes.

CAPÍTULO III

PROJETO E SIMULAÇÃO

3.1 - Introdução

Após verificado todo o equacionamento do conversor proposto, parte-se para as etapas de projeto e simulação.

Ao final deste capítulo, poder-se-á determinar e verificar de maneira simples, os valores e formas de onda das grandezas relevantes, bem como dimensionar os elementos magnéticos envolvidos.

Inicialmente, descreve-se o procedimento de projeto, após faz-se o projeto específico para possibilitar a implementação, a partir das especificações definidas no item 3.6.1. Por último, analisa-se o comportamento, a nível de simulação numérica, do projeto desenvolvido.

3.2 - Metodologia de Projeto

Pode-se resumir em 6 (seis) etapas o procedimento para projeto da fonte em malha aberta (considerando-se "q" fixo). Dados de entrada:

- I_{OMED} - corrente média de saída (A),
- v_{ef} - tensão eficaz da entrada (V),
- $f_{s_{max}}$ - frequência máxima de operação (Hz),
- FP_{min} - fator de potência mínimo,
- E_o - tensão média da carga (V).

Etapas de projeto:

1ª etapa - a partir do FP_{min} , determina-se o ângulo de início de transferência de potência, θ_1 , através da equação (2.30) ou do ábaco da Fig. 2.6;

2ª etapa - a partir do FP_{\min} , determina-se o ganho estático de tensão (q), através da equação (2.32) ou do ábaco da Fig. 2.7;

3ª etapa - com " q ", determina-se a tensão no primário do transformador, a partir da equação (2.18);

4ª etapa - determinação da relação de transformação ($N_p/N_s = E_{OP} / E_O$);

5ª etapa - determina-se a frequência de ressonância, f_o , através da expressão (2.47) ou com auxílio do ábaco da Fig. 2.9;

6ª etapa - definidos f_o , f_s , FP_{\min} e q , pode-se determinar os elementos ressonantes, com a utilização das expressões da corrente média de saída (2.51), reescrita abaixo, e da ressonância (3.1):

$$I_{OMED} = \frac{3 \cdot f_s \cdot FP_{\min}}{2 \cdot \pi \cdot q \cdot f_o} \cdot \frac{V_m}{\sqrt{L_r/C_r}} \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (3.1)$$

Observação: tendo-se em vista que em trabalhos anteriores [5] e [6], os quais utilizaram o mesmo princípio, obteve-se *rendimento máximo* na ordem de 88%, optou-se por aplicar um fator de correção à expressão de I_{OMED} ($= 0,88$), para que os elementos ressonantes sejam mais precisamente projetados e seja preservada a comutação "ZCS". Assim:

$$Z_o' = Z_o \cdot 0,88 \quad (3.2)$$

3.3 - Filtro de Entrada

A fim de atenuar as componentes de altas frequências geradas a partir das comutações no estágio de potência, projeta-se o filtro de entrada.

Dentre as topologias pesquisadas, filtros LC, tendo em vista a potência envolvida, chegou-se à conclusão de que o filtro mais adequado, ou seja, aquele em que se diminuiria volume e se enquadrasse na norma internacional IEC 555-2, é o filtro do tipo " Π ", apresentado na Fig. 3.1.

O resistor de amortecimento (R_c) é inserido para diminuir o pico (ganho) na ressonância, que é produzido pela existência de dois estágios, evitando oscilações e indesejáveis interações com o estágio de potência.

O filtro de entrada não deve produzir desvio de fase entre a tensão e a corrente para não influenciar no fator de potência apresentado à rede. Para as baixas frequências deve apresentar um caminho de baixa impedância entre rede e carga, e outro de alta impedância entre rede e ponto comum. Em contrapartida, para altas frequências, o filtro deve proporcionar alta impedância entre carga e fonte e baixa entre carga e ponto comum.

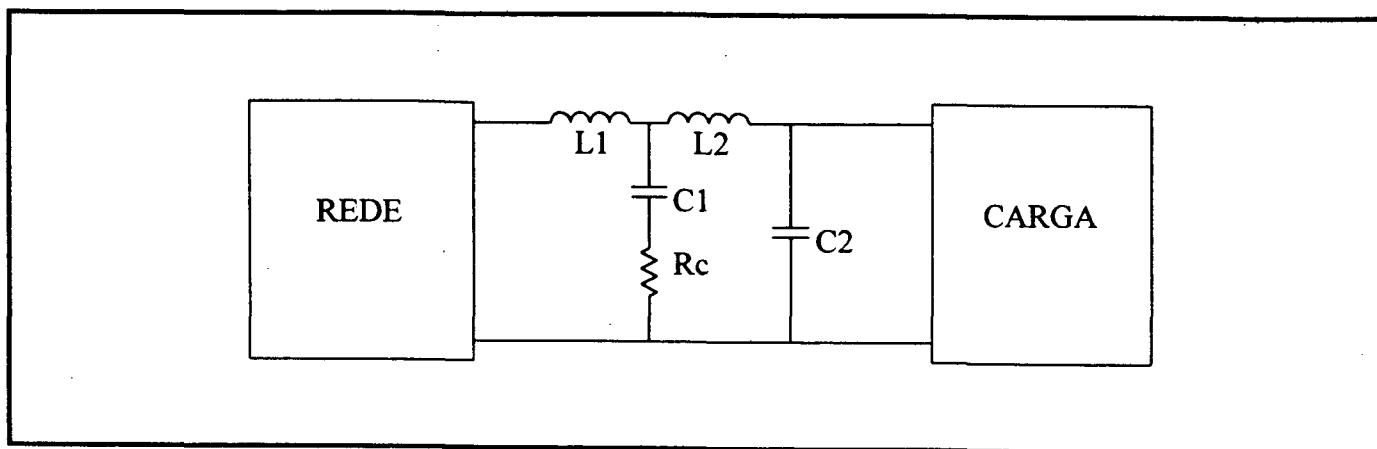


Fig. 3.1 - Filtro proposto.

A partir das considerações relacionadas às impedâncias que o filtro deve apresentar, tem-se que $C_1 > C_2$ e $L_1 > L_2$.

Uma vez obtida a expressão de atenuação (k_a) do filtro [13], pode-se definir os valores dos componentes do circuito.

$$k_a = \frac{1 + \frac{S}{\omega_z}}{\left(1 + \frac{S}{Q_1 \cdot \omega_1} + \frac{S^2}{\omega_1^2}\right) + \left(1 + \frac{S}{Q_2 \cdot \omega_2} + \frac{S^2}{\omega_2^2}\right)} \quad (3.3)$$

Assim,

$$|ka|^2 = \frac{1 + (\omega_c \cdot R_c \cdot C_1)^2}{\left[\left(1 - \frac{\omega_c^2}{\omega_1^2} \right)^2 + \left(\frac{\omega_c}{Q_1 \cdot \omega_1} \right)^2 \right] \cdot \left[\left(1 - \frac{\omega_c^2}{\omega_2^2} \right)^2 + \left(\frac{\omega_c}{Q_2 \cdot \omega_2} \right)^2 \right]} \quad (3.4)$$

Onde:

ω_c é a frequência angular onde deve ocorrer a atenuação definida,

ω_1 é o primeiro pólo,

ω_2 é o segundo pólo,

ω_z é o zero, que é inversamente proporcional ao produto $R_c \cdot C_1$,

com

$$Q_1 = \frac{1}{R_c} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (3.5)$$

$$Q_2 = \frac{1}{R_c} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} \quad (3.6)$$

Para projeto, inicialmente, define-se a atenuação, ka . Deve-se lembrar que a frequência sobre o filtro é o dobro da frequência de operação. Aplicando estes dados na equação 3.4, encontra-se o valor de R_c .

A seguir, apresenta-se um roteiro para projeto.

Roteiro:

1- Cálculo de C_1 :

$$C_1 \leq \frac{1}{\xi \cdot 2 \cdot \Pi \cdot (10 \cdot f_1) \cdot R_{eq}} \quad (3.7)$$

onde,

- f_1 é a frequência da rede,

- ξ é o coeficiente de amortecimento ($0,7 \leq \xi \leq 1,0$), para evitar oscilações em alta frequência e deslocamento nas baixas,

- R_{eq} é a resistência emulada pelo conversor na frequência mínima de operação. Aqui salienta-se que, para efeito de análise do comportamento do filtro de entrada, o conversor pode ser representado por uma resistência, uma vez que a sua fundamental de corrente está em fase com a tensão aplicada ao conversor. A partir de (2.14), (2.26), (2.29) e (2.30), obtém-se a expressão (3.8), que resulta da divisão entre tensão e corrente na entrada.

$$R_{eq} = \frac{2 \cdot \pi^2 \cdot f_o \cdot Z_o}{f_{s_{min}} \cdot (\pi - 2 \cdot \theta_1 + \text{sen } 2 \cdot \theta_1)} \quad (3.8)$$

2 - Maximização de ω_1 , esta deve ficar aproximadamente 2 décadas acima da frequência f_1 (no mínimo

1 década). Com $f_1 = \frac{\omega_1}{2 \cdot \Pi}$, calcula-se L_1 :

$$L_1 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_1)^2 \cdot C_1} \quad (3.9)$$

3 - Arbitra-se L_2 e C_2 , fazer $L_1 \cong 3 \cdot L_2$ e $C_1 \cong 3 \cdot C_2$. Com estes novos valores, calcula-se a posição do pólo 2 (ω_2).

4 - Aplicar os valores até agora obtidos na equação (3.4), encontrando-se o valor de R_c para a atenuação requerida.

3.4 - Filtro de Saída

Sabe-se que a forma de onda de corrente em condução contínua apresenta um valor eficaz menor que em condução descontínua para a mesma potência, o que favorece a vida útil da bateria, sendo esta uma das motivações para utilizar a alimentação trifásica, pois, acontece uma somatória instantânea das correntes defasadas de 120° entre si, diminuindo a ondulação de corrente na saída.

Particularmente, uma limitação encontrada foi que, devido as altas correntes envolvidas, a utilização de um indutor no filtro de saída aumenta em muito o volume e o peso da estrutura. Assim, trabalhar-se-á com a indutância da fiação.

Deve-se projetar o filtro com uma frequência de corte, no mínimo, dez vezes menor que a frequência de comutação, onde as harmônicas de corrente têm maior módulo.

$$C_o = \frac{1}{L_o \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot \frac{f_s}{10}\right)^2} \text{ [F]} \quad (3.10)$$

3.5 - Projeto dos Elementos Magnéticos

Devido à potência envolvida e correntes de pico elevadas, o projeto destes elementos constitui-se em difícil tarefa, neste caso, exigiu a utilização de um material recentemente lançado no mercado brasileiro, o ferrite IP-10, a fim de minimizar as perdas no núcleo. O material empregado possui melhores características térmicas, se comparado com o IP-6, único ferrite disponível até então no mercado, ou seja, as perdas relativas ao núcleo são reduzidas aproximadamente em 50%.

A seguir, apresenta-se o método de cálculo dos elementos magnéticos envolvidos, ou sejam, transformadores e indutores. Ressalta-se que existe um compromisso entre máxima excursão de fluxo magnético, densidade máxima de corrente e variação de temperatura estimada.

3.5.1 - O Transformador

Decidiu-se trabalhar com um transformador com ponto médio, o que vem a favor do rendimento da estrutura e custo. Desta maneira, economizam-se seis diodos de potência.

Dados necessários:

P [W] - potência nominal,

F_s [Hz] - frequência nominal de operação,

F_{smín} [Hz] - frequência mínima de operação,

ΔT [°C] - variação de temperatura estimada,

E_{OP} [V] - tensão de saída refletida ao primário,

Equacionamento básico [8]:

$$A_e \cdot A_w = \frac{1,1 \cdot P \cdot 10^4}{2 \cdot k_u \cdot k_p \cdot J_{\max} \cdot F_s \cdot \Delta B} \quad [\text{cm}^4] \quad (3.11)$$

$$N_p = \frac{E_{OP} \cdot 10^4}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot F_{s \min}} \quad [\text{espiras}] \quad (3.12)$$

$$N_s = N_p \cdot \frac{E_o}{E_{OP}} \quad [\text{espiras}] \quad (3.13)$$

$$E_o = V_D + V_B \quad [\text{V}] \quad (3.14)$$

$$\Delta = \frac{6,62}{\sqrt{F_s}} \quad [\text{cm}] \quad (3.15)$$

$$S_{p,s} = \frac{i_{EFp,s}}{J_{\max}} \quad [\text{cm}^4] \quad (3.16)$$

$$N_{f,p,s} = \frac{S_{p,s}}{S_f} \quad [\text{fios}] \quad (3.17)$$

onde,

A_e - área da perna central do núcleo $[\text{cm}^2]$

A_w - área da janela $[\text{cm}^2]$

ΔB - máxima excursão de fluxo magnético [Tesla - T]

k_u - fator de utilização

k_p - fator de enrolamento

J_{\max} - máxima densidade de fluxo $[\text{A}/\text{cm}^2]$

N_p, N_s - número de espiras do primário e secundário, respectivamente

N_f - número de fios por espira

E_o - tensão do secundário do transformador [V]

V_D - queda de tensão no diodo [V]

V_B - tensão na carga [V]

Δ - profundidade de penetração, relativa ao efeito "Skin", [cm]

i_{EF} - corrente eficaz que atravessa o enrolamento [A]

S - seção equivalente de uma espira para a densidade de corrente definida [cm²]

S_f - seção do fio escolhido [cm²]

p,s - primário, secundário, respectivamente.

As perdas envolvidas são determinadas pelas seguintes expressões:

$$P_{cu,p,s} = \frac{R \cdot N_{p,s} \cdot l_m \cdot i_{EFp,s}^2}{N_f} \quad [W] \quad (3.18)$$

$$P_{mag} = c_m \cdot F_{sx} \cdot B^y \cdot V_n \quad [W] \quad (3.19)$$

onde,

P_{cu} - perdas relativas aos enrolamentos [W]

P_{mag} - perdas relativas ao núcleo [W]

R - resistência térmica do fio escolhido [Ω/cm]

N_i - número de espiras

l_m - comprimento médio de uma espira [cm]

c_m, x, y - constantes referentes ao tipo de material que compõe o ferrite

V_n - volume do núcleo [m³]

p,s - primário, secundário, respectivamente.

Sabe-se também que:

$$\Delta T = R \cdot P_{tot} \quad (3.20)$$

$$R_c = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0.37} \quad (3.21)$$

$$P_{tot} = P_{cu} + P_{mag} \quad (3.22)$$

Optou-se, por arbitrar um valor de ΔT , para um núcleo estimado a partir da equação (3.11).

Supõe-se $P_{cu} = 0$, calculando P_{mag} (agora = P_{tot}), determina-se B_{max} através de (3.19). Escolhe-se um $B < B_{max}$ e, com ele, verifica-se ΔT resultante. Calculam-se todos os parâmetros do transformador.

Este é um processo iterativo, ou seja, trabalha-se com valores de B_{max} , J_{max} e dimensões do núcleo, buscando-se um ΔT aceitável à nível de implementação.

3.5.2 - Os Indutores

A exemplo dos transformadores, utilizar-se-á o material IP-10.

Dados necessários para projeto:

F_s [Hz] - frequência nominal de operação,

F_{smin} [Hz] - frequência mínima de operação,

ΔT [°C] - variação de temperatura estimada,

I_p [A] - corrente de pico,

i_{ef} [A] - corrente eficaz.

Equacionamento Básico [8]:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_p \cdot i_{ef} \cdot 10^4}{k_w \cdot B \cdot J_{max}} \quad (3.23)$$

$$N \geq \frac{L \cdot I_p \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \quad (3.24)$$

$$L_{g_{mec}} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot N^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{2 \cdot L} \quad (3.25)$$

onde,

L - indutância [H],
kw - fator de enrolamento,
B - máxima densidade de fluxo magnético [T],
 μ_0 - permeabilidade do ar ($= 4.\pi.10^{-7}$),
 μ_r - permeabilidade relativa ($= 1$),
 $L_{g_{mec}}$ - entreferro mecânico [cm].

A correção devido ao efeito "Skin" e o cálculo de perdas são idênticos aos utilizados no item anterior.

O procedimento de projeto é semelhante ao descrito para transformadores, salientando-se que, a exemplo daqueles, o processo é iterativo, buscando-se um compromisso entre os parâmetros já citados, acrescentando-se um outro, o $L_{g_{mec}}$, que deve ficar, na medida do possível, em torno de 1 milímetro, evitando aquecimento devido ao efeito de frangeamento.

3.6 - Projeto Específico

3.6.1 - Projeto do Conversor

A frequência nominal de operação do conversor foi definida como sendo 30 kHz. Como frequência mínima para projeto (para poder fazer-se um estudo relativo ao comportamento com variação de potência, como rendimento por exemplo), optou-se trabalhar com 21 kHz, o que equivale a uma potência de saída de 70% da nominal e cujo valor não está na faixa audível. Existem propostas para eliminação do ruído audível através do comportamento não linear do capacitor ressonante [17], evitando-se que em baixas potências a frequência de comutação entre na faixa audível, contudo este não é o objetivo deste estudo.

Em função do objetivo e da metodologia apresentada, projeta-se um conversor com as seguintes características:

$$\begin{aligned} I_{OMED} &= 55,0 \text{ A} \\ E_o &= 48,0 \text{ V} \\ v_{ef} &= 380 \text{ V} \\ V_m &= v_{ef} \cdot \sqrt{2} = 537,4 \text{ V} \\ FP_{min} &= 0,95 \\ fs_{max} &= 30,0 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Assim, seguindo a metodologia, obtém-se:

$$1 - \theta_1 = 0,498 \text{ rad } (28,53^\circ)$$

$$2 - q = 0,478$$

$$3 - E_{OP} = 128,45 \text{ V}$$

$$4 - N_p / N_s = 2,68$$

$$5 - f_o = 46.915,1 \text{ Hz}$$

$$6 - Z_o = 15,86; \text{ da expressão (3.2)} \Rightarrow Z_o' = 13,96. \text{ Assim, } L_r = 46,4 \mu\text{H}; C_r (= C_{r1} + C_{r2}) = 238 \text{ nF}.$$

3.6.2 - Projeto do Filtro de Entrada

A partir do roteiro apresentado no item 3.3, tem-se:

$$1 - R_{cq} \text{ (para } f_s = 21 \text{ kHz)} \cong 206,0 \Omega,$$

$$f_l = 60 \text{ Hz},$$

com $\xi \cong 1$, obtém-se:

$$C_1 = 1,4 \mu\text{F}.$$

$$2 - f_1 = 6,2 \text{ kHz},$$

$$L_1 = 470 \mu\text{H}.$$

$$3 - C_2 \leq \frac{1,4\mu}{3} \cong 300 \text{ nF}, \text{ e}$$

$$L_2 \leq \frac{470\mu}{3} \cong 135 \mu\text{H}, \text{ com isso, } f_2 = 25 \text{ kHz}.$$

4 - Determinando a atenuação do conteúdo harmônico em: $k_a \cong -35 \text{ dB}$,

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_{s_{\min}} \quad (3.26)$$

$$\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \quad (3.27)$$

$$\omega_2 = 2 \cdot \pi \cdot f_2 \quad (3.28)$$

assim,

$$R_c = 2,7 \Omega.$$

O diagrama de Bode (módulo) do filtro projetado é apresentado na Fig.3.2. Observa-se que para a frequência mínima de projeto (42 kHz) a atenuação é de aproximadamente 35 dB e para a frequência nominal de operação as harmônicas mais relevantes são atenuadas em aproximadamente 47 dB.

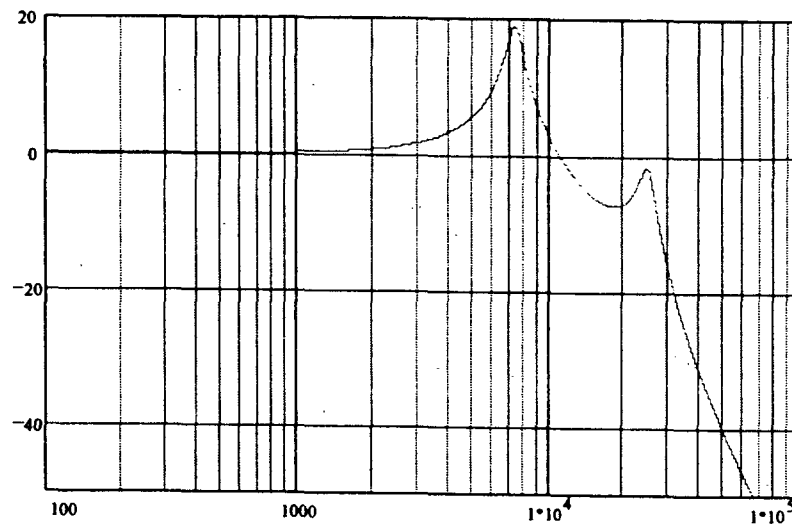


Fig. 3.2 - Diagrama de Bode do filtro de entrada.

3.6.3 - Projeto do Filtro de Saída

Foi medida em laboratório a indutância da cablagem entre o conversor e a bateria, $L_0 = 1,2 \mu\text{H}$. Com frequência de corte (f_c) de 2100 Hz e utilizando-se (3.10), tem-se:

$$C_{fs} = \frac{1}{L_{fs} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_c)^2} = 4.780 \mu\text{F}$$

Assim, especifica-se um capacitor eletrolítico, 4500 $\mu\text{F}/100 \text{ V}$.

3.6.4 - Projeto dos Transformadores

A partir de 3.5.1, determinam-se os parâmetros necessários.

Estimando $\Delta T = 30^\circ\text{C}$, definiu-se um núcleo e verificou-se sua viabilidade. Após algumas iterações, optou-se por utilizar uma composição de dois núcleos, isto é, um $A_e \cdot A_w = 49,21 \text{ cm}^4$ (equivalente a 1 núcleo 65/39 + 1 núcleo 65/26, fabricante Thornton[18]), com $V_n = 195,5 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3$, $A_e = 13,3 \text{ cm}^2$, $A_w = 3,7 \text{ cm}^2$, $l_t = 20 \text{ cm}$.

Assim, a partir do equacionamento básico apresentado no item 3.5.1, projeta-se o transformador.

$$P_{\text{tot}} = \frac{30}{23 \cdot 29,21^{-0,37}} \text{ W}$$

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{mag}} + P_{\text{cu}}, \text{ considerando:}$$

$$P_{\text{cu}} = 0 \Rightarrow P_{\text{tot}} = P_{\text{mag}} = 5,5 \text{ W,}$$

Determina-se $B < B_{\text{max}}$, sabendo-se que as constantes relativas ao núcleo IP-10 são:

$$cm = 19,39 - x = 1,21 - y = 2,24.$$

$$B_{\text{max}} = 0,1 \text{ [T]} \Rightarrow \Delta B_{\text{max}} = 0,2 \text{ T}$$

$$\Delta B = 0,176 \text{ T}$$

- Número de espiras:

$$N_p = \frac{128,45 \cdot 10^4}{2 \cdot 13,3 \cdot 0,176 \cdot 21000} = 13 \text{ [espiras]}$$

$$N_s = \frac{13 (48 + 2)}{128,45} = 5 \text{ [espiras]}$$

Devido ao efeito "SKIN" deve-se calcular o número de fios que comporá cada espira. A profundidade de penetração deve estar entre 80% a 120% do raio do fio escolhido, para melhor aproveitamento do mesmo. Definiu-se uma bitola que atende a faixa de frequências previstas, 20 AWG.

- Número de fios:

$$N_{fp} = \frac{\sqrt{2} \cdot i_{ef} / J_{max}}{S_{20AWG}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 9,2 / 280}{0,005178} = 9 \text{ fios}$$

$$N_{fs} = \frac{\sqrt{2} \cdot i_{ef} (N_p / N_s) / J_{max}}{S_{20AWG}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 9,2 \cdot (13/5) / 230}{0,005178} = 20 \text{ fios}$$

- Cálculo das perdas envolvidas:

$$P_{cu1} = 0,00044 \cdot 13 \cdot 22 \cdot 13^2 / 9 = 2,36 \text{ W}$$

$$P_{cu2} = 2 \cdot \left[0,00044 \cdot 5 \cdot 22 \cdot \left(\frac{13}{\sqrt{2}} \cdot \frac{13}{5} \right)^2 / 20 \right] = 2,76 \text{ W}$$

- Perdas no núcleo:

$$P_n = 19,39 \cdot (30000)^{1,21} \cdot \left(\frac{0,176}{2} \right)^{2,24} \cdot 195,5 \cdot 10^{-6}$$

$$P_n = 4,28 \text{ W}$$

- Variação de temperatura:

$$\Delta T = 23 \cdot 49,21 \cdot (2,36 + 2,76 + 4,28)$$

$$\Delta T = 51^\circ \text{C}$$

Este valor de ΔT difere daquele estimado, pois o cálculo de B_{max} não considera as perdas nos enrolamentos aliado ao fato de que para um ΔB menor (mais espiras) que o definido em projeto, não haveria possibilidade de construção do transformador.

A Fig. 3.3 mostra o esquema do transformador projetado.

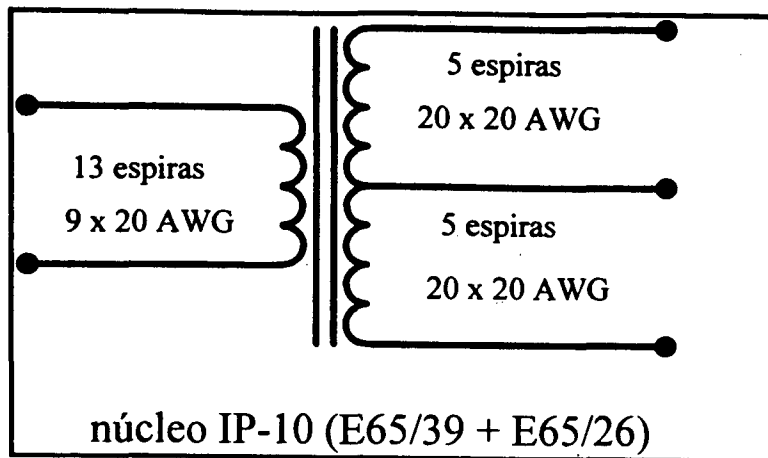


Fig. 3.3 - Transformador projetado.

3.6.5 - Indutores

A partir do equacionamento básico apresentado no item 3.5.2, a seguir, projetam-se os indutores ressonante e do filtro de entrada.

3.6.5.1 - Indutor Ressonante

Conforme calculado no item 3.6.1, $L_r = 46,4 \mu\text{H}$. Porém deve-se lembrar que este elemento está em série com o transformador, o qual possui uma indutância de dispersão (L_d). Portanto, é interessante que primeiro se construa o transformador para medir-se sua dispersão. Neste caso:

$$L_r' = L_r - L_d \quad (3.29)$$

$$L_r' = 46,4 \cdot 10^{-6} - 7 \cdot 10^{-6} = 39,6 \mu\text{H}.$$

Dados:

$$f_s = 30 \text{ kHz};$$

$$f_{s\text{min}} = 21 \text{ kHz};$$

$$\Delta T = 30^\circ\text{C};$$

$$I_P = 29,3 \text{ A};$$

$$i_{ef} = 13 \text{ A}.$$

Repetindo-se o mesmo procedimento relativo ao transformador para encontrar B_{max} , tem-se: $B_{max} = 0,13$ T. Contudo, verificou-se que, em se usando um valor menor que o encontrado, o tamanho do entreferro mecânico torna-se grande. Após algumas iterações, optou-se pelo emprego do núcleo de ferrite IP-10, 65/39, com $B = 0,133$ T e $J_{max} = 260$ A/cm².

Dados do núcleo escolhido:

$$A_e = 7,98 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 3,70 \text{ cm}^2$$

$$l_t = 17,4 \text{ cm}$$

$$A_e \cdot A_w = 29,53 \text{ cm}^4$$

$$V_n = 117,3 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3$$

- Número de espiras:

$$N = \frac{39,6 \cdot 10^{-6} \cdot 29,3 \cdot 10^4}{0,133 \cdot 7,98} = 11 \text{ espiras}$$

- Número de fios (20 AWG):

$$N_f = \frac{13/260}{0,005178} = 10 \text{ fios}$$

- Entreferro Mecânico:

$$L_{g_{mec}} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 12^2 \cdot 10^{-7} \cdot 7,98 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 44 \cdot 10^{-6}} = 0,15 \text{ cm}$$

- Cálculo térmico:

Analogamente ao transformador, calculam-se as respectivas perdas:

$$P_{cu} = 1,6 \text{ W}$$

$$P_n = 6,3 \text{ W}$$

$$\Delta T = 52,8 \text{ }^\circ\text{C}$$

A exemplo do transformador, o valor de ΔT difere daquele estimado. Neste caso, particularmente, o valor de B teve que ser maior que B_{max} para obtenção de um entreferro mecânico implementável.

3.6.5.2 - Indutores do Filtro de Entrada

Repetindo-se o procedimento utilizado no item anterior, ressaltando-se que a frequência a qual os indutores são submetidos é o dobro da frequência de operação, resultam nos dados da tabela 3.1.

Tabela 3.1 - *Indutores do filtro de entrada.*

indutância [H]	L1 = 470 μ	L2 = 135 μ
B [T]	0,114	0,118
Jmax [A/cm ²]	200	350
N [esp]	50	34
Nf [fios]	5	3
Lgmec [cm]	0,118	0,096
Pcu [W]	0,7	0,6
Pn [W]	3,8	1,67
ΔT [°C]	46,7	35,4
Núcleo - IP-10	E-55	42/15

A utilizou-se o fio 22 AWG, com seção igual a 0,003255 cm² e resistência térmica igual a 0,0007 Ω /cm (considerou-se constante).

3.7 - Análise por Simulação

A simulação numérica é uma ferramenta poderosa para análise do projeto realizado, antes de sua implementação. Aqui procura-se comprovar, a nível de estudo, o comportamento previsto através das análises qualitativa e quantitativa. Num segundo passo, simulam-se falhas de comando para verificação das proteções necessárias.

A estrutura simulada é apresentada na Fig. 3.4. Observa-se que foram colocados diodos (ds) em série com os interruptores principais, bem como outros em anti-paralelo, isto porque o modelo do interruptor utilizado para simulação é bidirecional.

Os capacitores de filtro (Cf11, Cf22 e Cf33), foram inseridos após as pontes retificadoras de entrada. Deste modo, não haverá correntes de altas frequências circulando por estes diodos. Os resistores r1, r2, r3 e rt são introduzidos por questões de simulação, devido ao simulador utilizado.

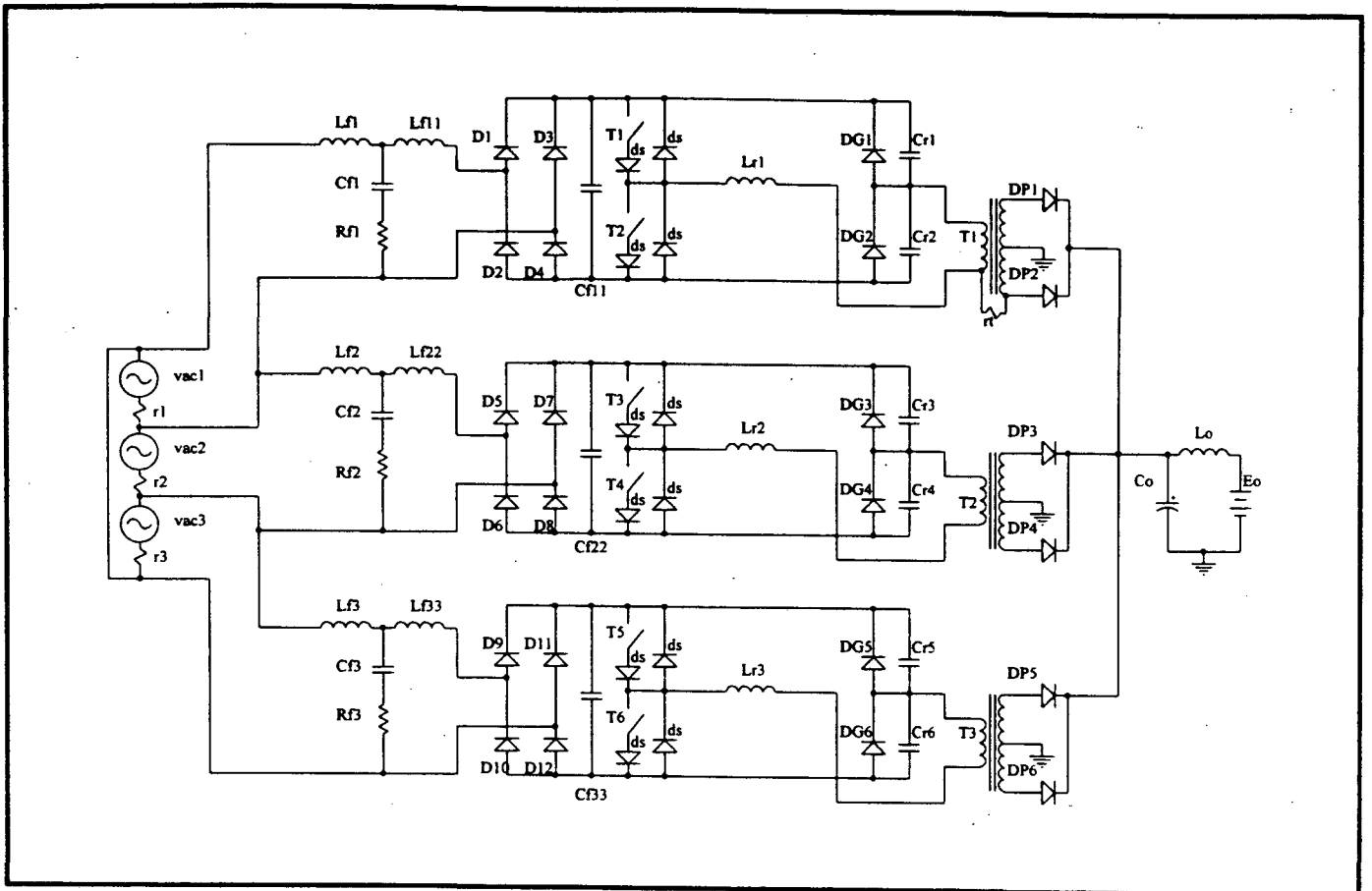


Fig. 3.4 - Estrutura simulada.

$$vac1 = 380 \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega.t), vac2 = 380 \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega.t-120^\circ), vac3 = 380 \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega.t-240^\circ)$$

$$Lf1 = Lf2 = Lf3 = 470 \mu\text{H}$$

$$Lf11 = Lf22 = Lf33 = 135 \mu\text{H}$$

$$Cf1 = Cf2 = Cf3 = 1,4 \mu\text{H}$$

$$Cf11 = Cf22 = Cf33 = 0,3 \mu\text{F}$$

$$Lr1 = Lr2 = Lr3 = 46,4 \mu\text{H}$$

$$Cr1 = Cr2 = Cr3 = Cr4 = Cr5 = Cr6 = 119 \mu\text{F}$$

$$Co = 4.500 \mu\text{F}$$

$$Lo = 1,2 \mu\text{H}$$

A seguir, apresentam-se formas de onda relevantes e valores obtidos das grandezas envolvidas para potência nominal.

Nas Figs. 3.5 e 3.6 tem-se a corrente de entrada da fase R, sem e com o filtro projetado, respectivamente, todos à frequência da rede.

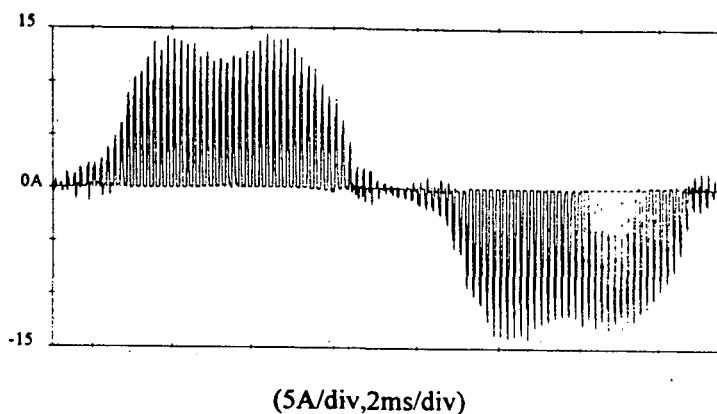


Fig. 3.5 - Forma da corrente de entrada sem filtragem.

A corrente de entrada é 60 Hz, contudo, esta é modulada por uma corrente com o dobro da frequência de operação dos interruptores de potência.

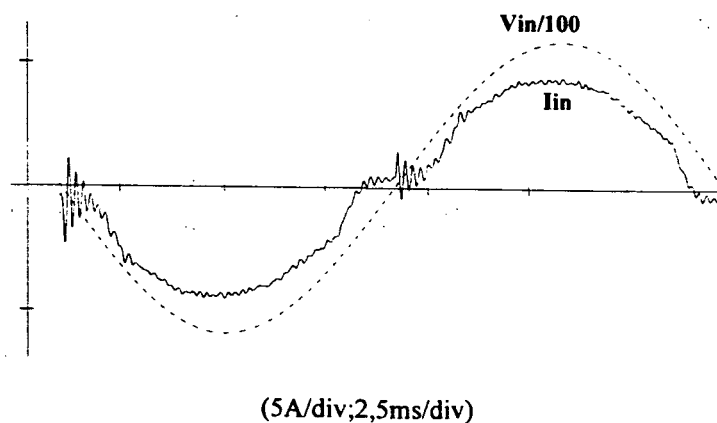


Fig. 3.6 - Forma da corrente de entrada com filtragem.

Foi realizada análise harmônica para se obter a TDH (determinação de FP) e valores absolutos individuais para comprovar, a nível de simulação numérica, verificando-se que estes estão em conformidade com a norma internacional IEC 555-2 [4]. Estes valores estão na tabela 3.2.

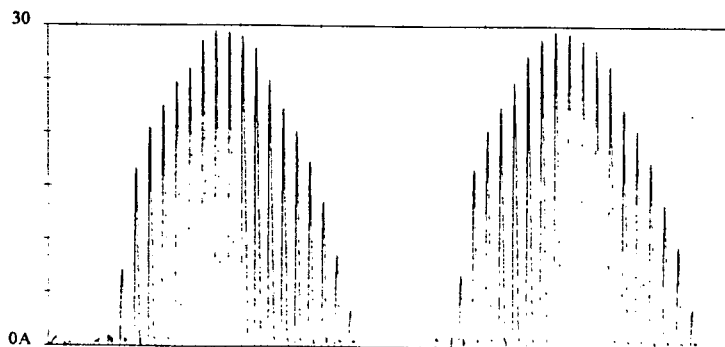
Observa-se que:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (3.29)$$

Tabela 3.2 - Análise harmônica da corrente de entrada simulada.

harmônica	valor absoluto (A)
1	3,9074740
2	0,4720210E-02
3	0,2641000
4	0,60789240E-02
5	0,31247640
6	0,4365110E-03
7	0,21897660
8	0,35104800E-03
9	0,1214763
10	0,37096850E-02
11	0,16141310E-01
12	0,26898590E-02
13	0,08354928
14	0,4088004E-02
15	0,38515120E-01
16	0,27464550E-02
17	0,25196720E-01
18	0,50903090E-02
19	0,31224670E-01
20	0,4590460E-02
TDH(30)	0,14
FP	0,99

Corrente e tensão, para um período de rede, em um dos transistores de potência são apresentadas nas figuras 3.7 e 3.8, respectivamente.



(5A/div, 2ms/div)

Fig. 3.7 - Corrente no interruptor.

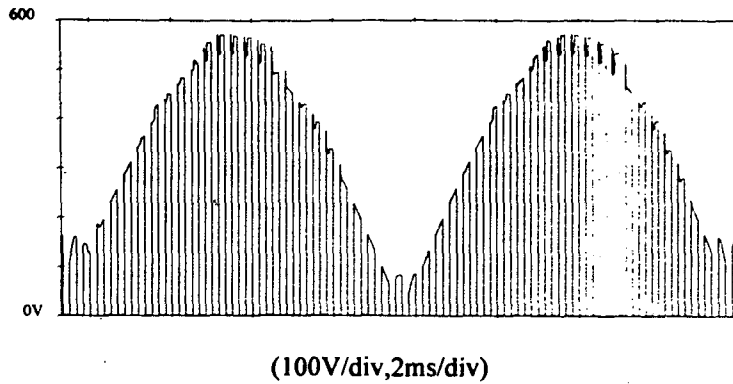


Fig. 3.8 - Tensão sobre o interruptor.

A comutação é do tipo "ZCS" ("zero current switching"), a Fig. 3.9 mostra o detalhe da comutação, onde verifica-se que a corrente no interruptor se extingue antes da abertura do mesmo. Pode-se observar que o interruptor conduz a corrente durante toda a fase de transferência de potência, que pode ser dividida em duas etapas, a primeira é ressonante (durante o carregamento do capacitor) e a segunda é linear (quando entra em condução o diodo de grampeamento), descarregando a energia acumulada no indutor.

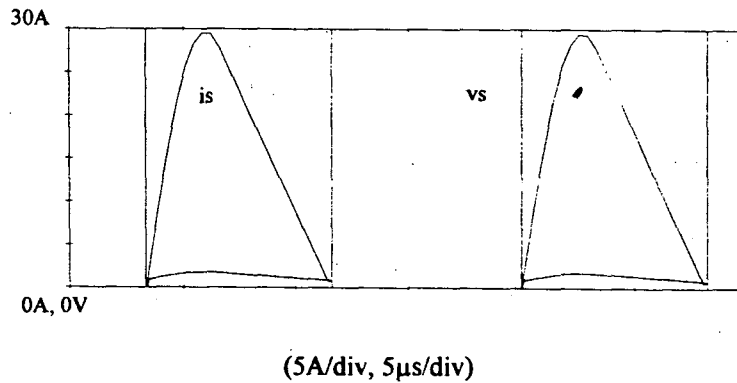


Fig. 3.9 - Detalhe da Comutação.

Nas figuras 3.10 e 3.11 pode-se observar tensão à frequência da rede e corrente no diodo de grampeamento durante a comutação. Note-se que o diodo opera apenas na etapa linear de funcionamento.

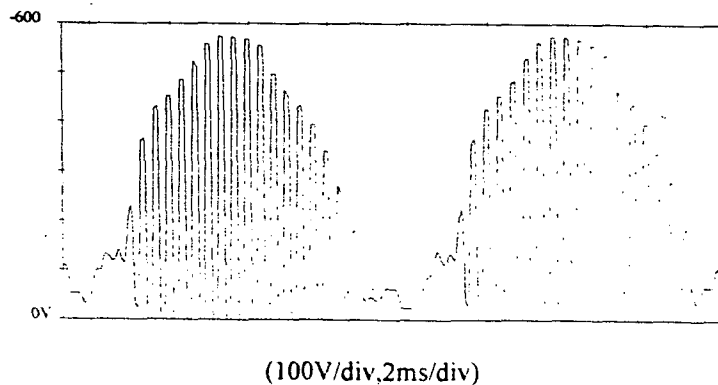
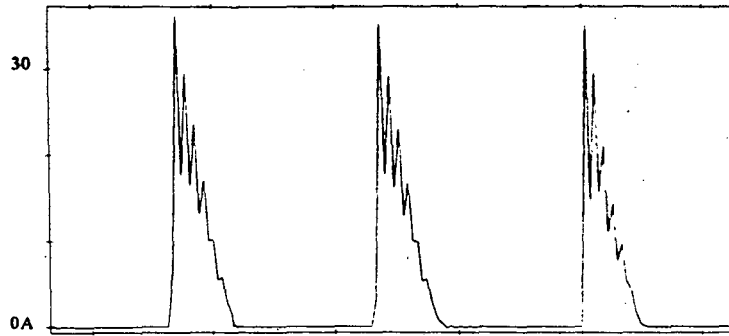


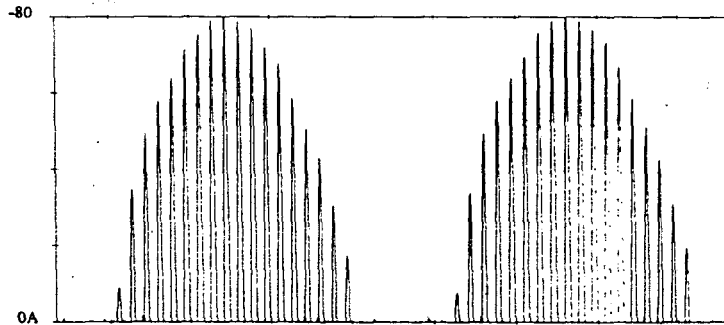
Fig. 3.10 - Tensão sobre o diodo.



(10A/div, 10μs/div)

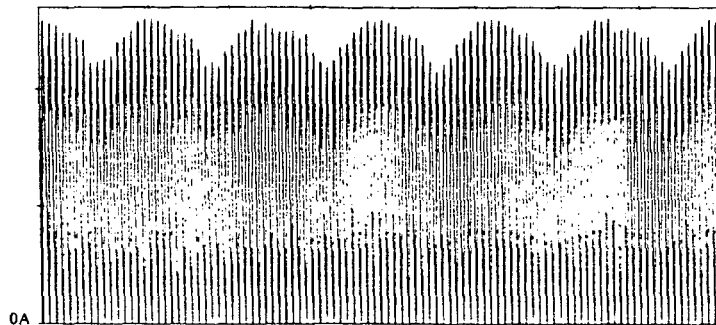
Fig. 3.11 - Corrente no diodo de grampeamento.

A corrente de saída é composta pela somatória das contribuições das três fases, que operam defasadas 120° entre si e equilibradas, a ondulação de 360 Hz é fenômeno resultante desta característica. Nas figuras 3.12, 3.13 e 3.14, tem-se, respectivamente, corrente de saída de uma fase, corrente de saída total sem e com filtragem.



(20A/div, 2ms/div)

Fig. 3.12 - Corrente de saída em uma fase.



(50A/div, 2ms/div)

Fig. 3.13 - Corrente de saída total.

Na Fig.3.14 apresenta-se a ondulação da corrente de saída e seu valor médio, no anexo "a" está a listagem dos dados de entrada no programa de simulação numérica. Neste caso, o dimensionamento dos elementos ressonantes não previu as não idealidades do circuito (rendimento), contudo, no modelo dos diodos foram introduzidos alguns dados de catálogo, típicos para a faixa de potência deste conversor (diodos "Fast" - Semikron).

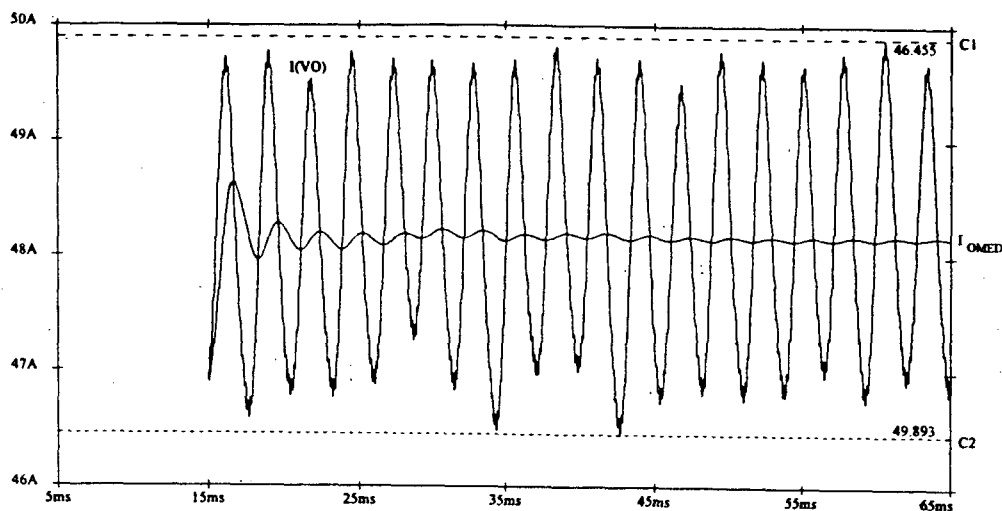


Fig.3.14 - Corrente de saída para elementos ressonantes considerando circuito ideal.

Observa-se que a corrente de saída obtida por simulação é 48,2 Ampères, o que comprova a necessidade da aplicação de um fator de correção para a garantia da comutação "ZCS". Lembra-se que o simulador utilizado (PSPICE), não considera as perdas nos elementos magnéticos.

A ondulação de corrente (C1-C2) é de 3,4 A, para o capacitor de filtro de 4.500 μ F.

Na Fig.3.15 é apresentada a forma de onda da corrente de saída para o caso em que o dimensionamento dos elementos ressonantes previu algumas das não idealidades do circuito. A exemplo do caso anterior, no modelo nos diodos foram introduzidos alguns dados de catálogo. A listagem dos dados de entrada está no anexo "b".

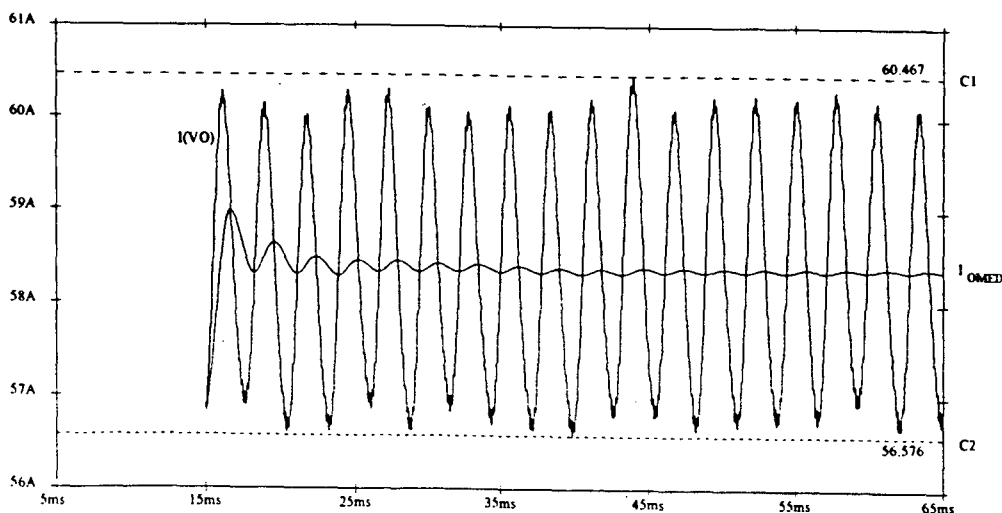


Fig.3.15 - Corrente de saída para elementos ressonantes com fator de correção.

Observa-se que a corrente de saída obtida por simulação é 58,4 Ampères. A ondulação de corrente (C1-C2) é de 3,89 A, para o capacitor de filtro de 4.500 μF .

Finalmente, projetaram-se os elementos magnéticos para um conversor monofásico de mesma potência que o trifásico (55A/48V) a fim de comparar as ondulações da corrente (utilizando-se o mesmo valor do capacitor de saída). A listagem dos dados de entrada é apresentada no anexo "c" e a forma de onda da corrente de saída está na Fig.3.16.

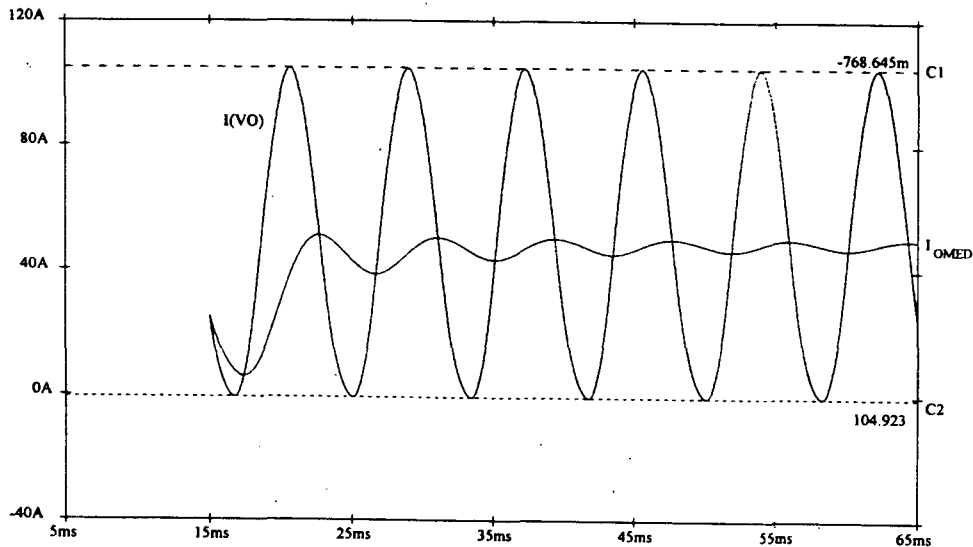


Fig.3.16- Corrente de saída para conversor monofásico de mesma potência.

Através da Fig.3.16 determina-se o valor da corrente média de saída (48,7 A). Comprova-se a grande vantagem da utilização da entrada trifásica, constatando-se que, para o mesmo capacitor de filtragem a ondulação da corrente é drasticamente maior para o caso monofásico. Para se atingir o mesmo valor de ondulação relativo à Fig.3.14, mantendo-se L_o constante, o capacitor de filtro deveria ter valor aproximadamente igual a 130.000 μF .

A partir do equacionamento matemático e do programa de simulação numérica, construiu-se a tabela 3.3.

Tabela 3.3 - Comparação entre o modelo matemático utilizado e a simulação numérica - interruptor principal.

Grandeza	previsto	simulado	ϵ (%)
i_{Tp}	29,3	29,5	0,7
i_{TEF}	9,2	8,31	9,6
i_{TMED}	3,85	3,67	4,7
V_{Tmax}	537,4	590	9,7

Os valores assumidos pelo erro são atribuídos a alteração da estrutura (ver Fig. 3.4) e a algumas não-idealidades, relativas aos diodos de grameamento e retificadores de saída, que foram inseridas.

Observa-se que os valores encontrados por simulação estão de acordo com aqueles obtidos através do modelo matemático desenvolvido. Via simulação obteve-se o ângulo de início de transferência de potência ($\theta_1 = 29,8^\circ$) e verificou-se que o filtro projetado não causou deslocamento de fase entre tensão e corrente de entrada.

As simulações de falha no comando demonstraram que não aparecem sobretensões indesejáveis, o que simplifica as proteções envolvidas. As figuras 3.17 e 3.18, mostram o comportamento da tensão e corrente no interruptor quando há falha no comando, ou seja, por algum motivo, o comando pára de enviar pulsos (entre t_a e t_b), voltando a operar normalmente (em $t = t_b$). Esta é uma característica utilizada no circuito de proteção contra sub ou sobrecargas na bateria.

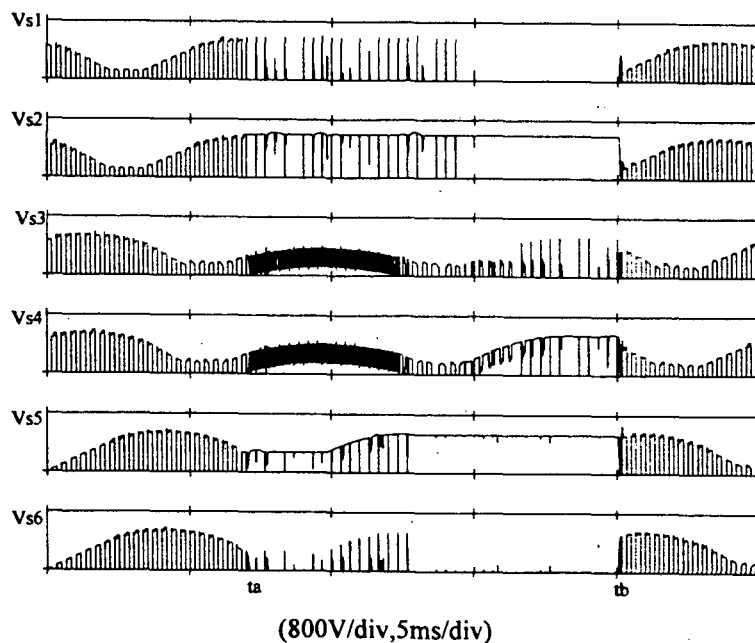


Fig. 3.17- Tensão nos interruptores com desligamento accidental do comando.

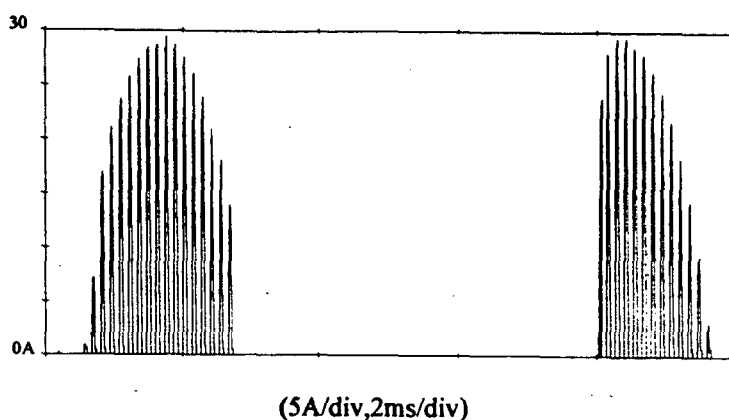


Fig. 3.18 - Corrente no interruptor com a falta de sua respectiva fase.

3.8 - Conclusão

Neste capítulo, definiu-se metodologia global de projeto da estrutura de potência, filtros de entrada e saída, além do projeto completo dos elementos magnéticos envolvidos.

O filtro de entrada demonstrou excelente desempenho. A corrente filtrada, obtida através de simulação numérica está de acordo com a norma IEC 555-2. Observa-se que, optando por sua aplicação, à estrutura acrescentam-se alguns componentes que em um filtro convencional não seriam utilizados.

A partir do projeto desenvolvido, foram realizadas simulações numéricas e analisados os resultados que se mostraram compatíveis com a previsão realizada através do modelo matemático.

Testou-se, por simulação, o comportamento do circuito quando da ocorrência de falhas, o qual mostrou-se muito robusto, eliminando-se a necessidade de circuitos de proteção contra sobretensões nos interruptores.

CAPÍTULO IV

CIRCUITOS DE COMANDO E PROTEÇÃO

4.1 - Introdução

O conversor utiliza a estratégia da modulação através da frequência de comutação variável (FM). A partir desta característica, define-se o circuito de comando.

Um circuito de proteção que monitora a tensão sobre as baterias foi desenvolvido, principalmente, para o caso de operação cíclica, ou seja, quando as baterias forem mantidas a maior parte de suas vidas em processo de carga e descarga. Uma tensão excessivamente alta faz com que uma corrente de maior intensidade atravesse os elementos, ocasionando maior desgaste das placas carregadas, diminuindo a vida útil. Também, no caso de uma tensão muito baixa, ocorre a redução da capacidade de descarga da bateria.

Por último, apresenta-se um circuito clássico de proteção contra sobrecorrentes nos interruptores de potência.

4.2 - Comando

O comando desta estrutura pode ser incluído entre seus pontos positivos, é composto por pulsos de ± 15 volts, complementares de razão cíclica, aproximadamente, igual a 0,5; sendo que cada pulso comanda, instantânea e isoladamente, um interruptor de cada conversor.

Definiu-se o circuito integrado 3524 para a geração destes pulsos. Assim, através da regulação do tempo morto entre os pulsos complementares, garante-se que os dois não ocorram simultaneamente evitando-se um curto de braço.

Formulário para projeto [5]:

$$f_{osc} = 2 \cdot f_s \quad (4.1)$$

$$R_T = \frac{1}{f_{osc \max} \cdot C_T} \quad (4.2)$$

$$f_{osc \min} = \frac{1}{R_{T \max} \cdot C_T} \quad (4.3)$$

$$f_{s \min} = \frac{f_{osc \min}}{2} \quad (4.4)$$

onde,

- f_{osc} é a frequência de oscilação [Hz],
- f_s é a frequência de operação [Hz],
- R_T e C_T , resistor e capacitor de ajuste de frequência, [Ω] e [F], respectivamente.

Para um tempo morto de 500 ns, controlado por meio de P1, através de catálogo, determina-se C_T e a partir dele, os demais parâmetros. Tem-se:

$$\begin{aligned} C_T &= 1 \text{ } \mu\text{F} \\ R_T &= 18 \text{ k}\Omega \\ f_{osc \min} &= 20 \text{ kHz} \\ f_{s \min} &= 10 \text{ kHz} \end{aligned}$$

A implementação do circuito com estes parâmetros proporciona uma frequência máxima de operação igual a 30 kHz e mínima de 10 kHz (para $R_{T \max} = 50 \text{ k}\Omega$). Através do ábaco da Fig. 2.10, verifica-se a potência mínima que poderá ser entregue à carga, ou seja, $P \cong 33\%$ da potência nominal. Contudo, lembra-se que desta forma já estará operando na faixa de frequência audível e que, o filtro de entrada e os elementos magnéticos foram projetados para frequência mínima de operação igual a 21 kHz.

O circuito completo de comando empregado, está na Fig. 4.1. Os diodos Dz1 e Dz2 grampeiam a tensão em $\pm 15 \text{ V}$, além disso Dz2 atua na desmagnetização do transformador quando NPN abre. O resistor r5 controla o tempo de subida da tensão coletor-emissor na entrada em condução. O resistor r6 amortece as oscilações no secundário do transformador, ocasionadas pela recuperação do diodo zener. enquanto r7 proporciona descarga da tensão negativa. Através de R_T pode-se controlar a frequência de comutação, ressalta-se que para fechamento de malha podem ser utilizadas estratégias que façam seu valor variar conforme comportamento da amostra da grandeza controlada.

- $r1 = 2k\Omega$
 $r2 = 82R$
 $r3 = 15R$
 $r4 = 2k\Omega$
 $r5 = 22R$
 $r6 = 1k\Omega$
 $r7 = 100R/2W$
 $P1 = 5k\Omega$
 $RT = 20k\Omega$
 $CT = 1nF$
 $c1 = 3,3nF$
 $Dz = 1N4753 - 15V$
 $NPN = BD139$
 $VCC = +15V$

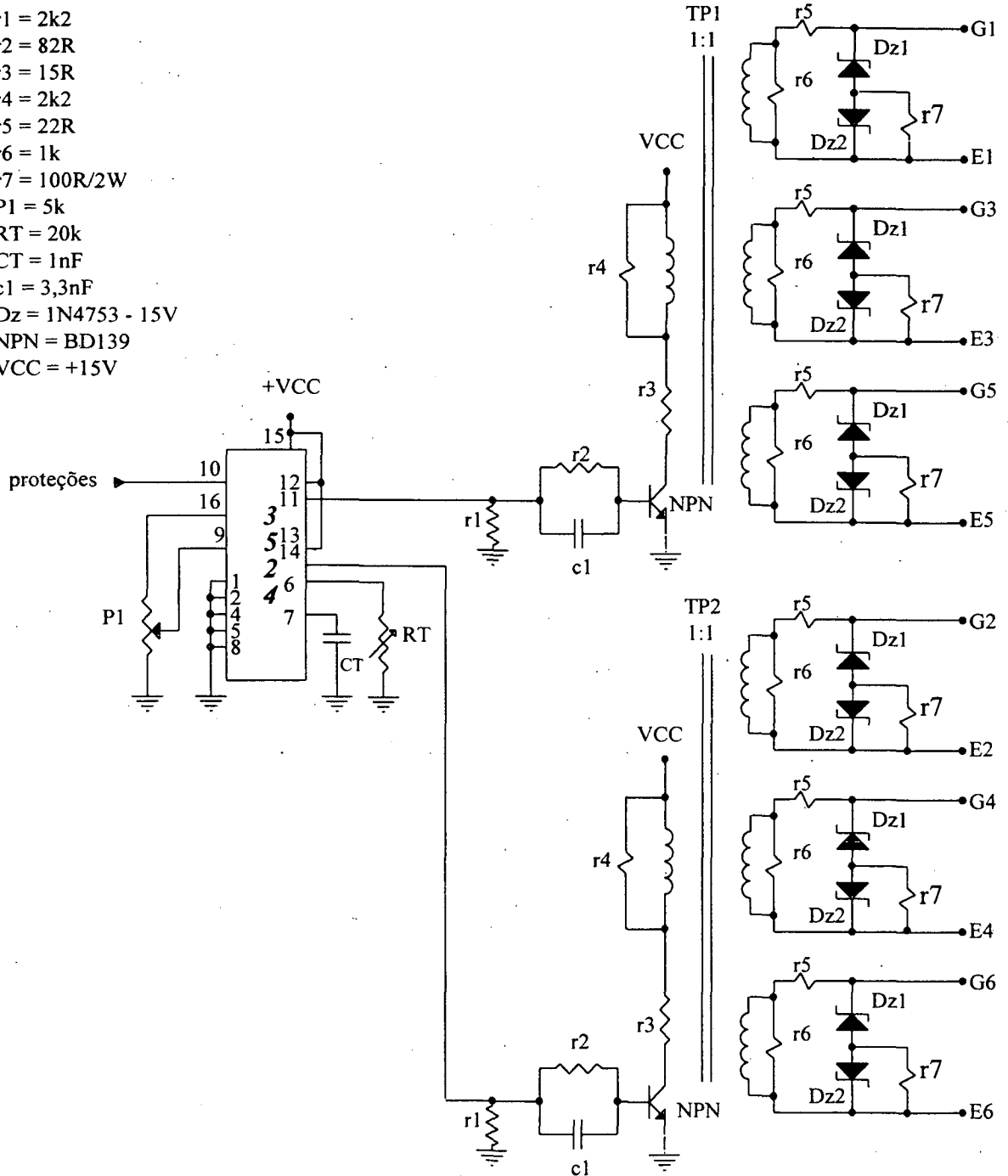


Fig. 4.1 - Circuito de comando empregado.

4.3 - Proteção Contra Sub e Sobrecargas nas Baterias

O circuito projetado deve inibir os pulsos gerados pelo integrado utilizado (3524) quando a tensão na bateria atingir um valor 5% acima da tensão nominal e liberá-los quando a tensão tender a um valor 5% menor que seu nominal, isto é, um controle por histerese. O valor de tensão na bateria é captado através de um divisor resistivo. Através do potenciômetro P1 pode-se ajustar a referência, o diodo zener protege contra disparos acidentais.

O circuito implementado é mostrado na Fig. 4.2.

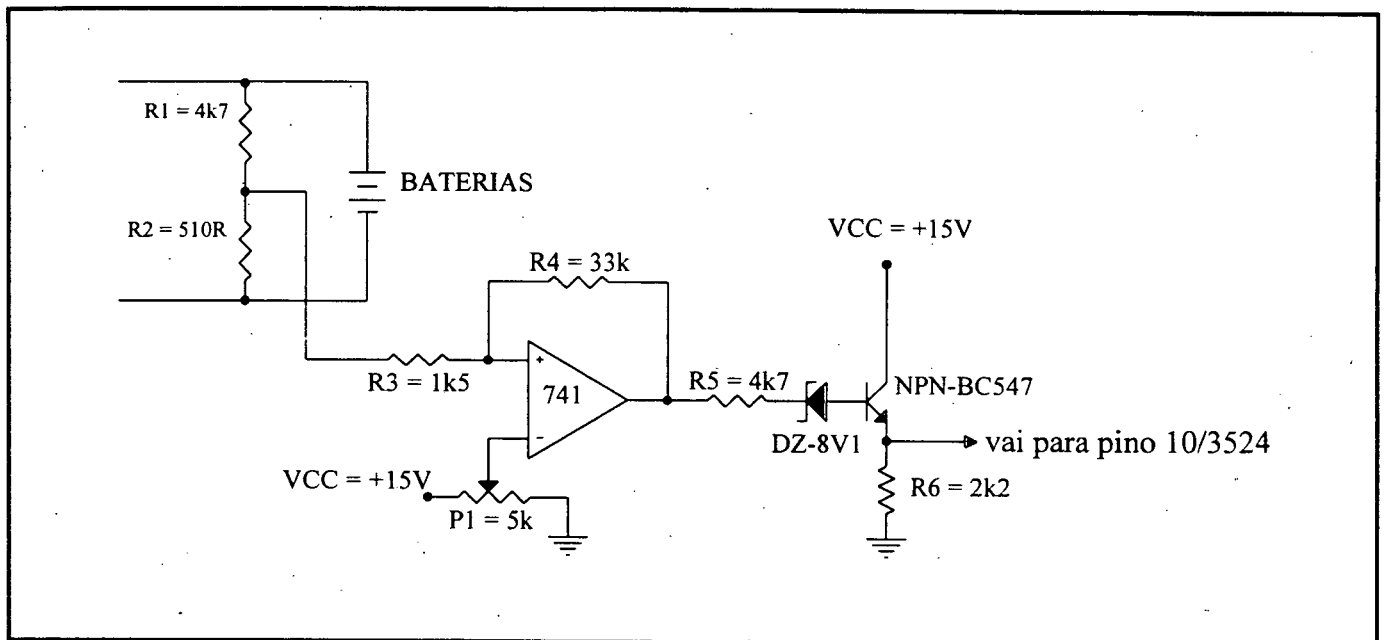


Fig. 4.2 - Circuito de proteção contra sub e sobrecargas na bateria.

4.3 - Proteção Contra Sobrecorrentes nos Interruptores

O circuito de proteção implementado mostrado na Fig. 4.3 capta, isoladamente, as correntes que fluem pelos indutores ressonantes.

Quando o nível de corrente estiver acima do máximo permitido, ajustado a partir de P1, será enviado um pulso que disparará um tiristor e acionará o pino 10 do circuito integrado utilizado para comando dos interruptores (3524), inibindo a geração dos pulsos de comando.

Nesta eventualidade, para voltar ao funcionamento normal, é necessário desligar a fonte para bloquear o tiristor.

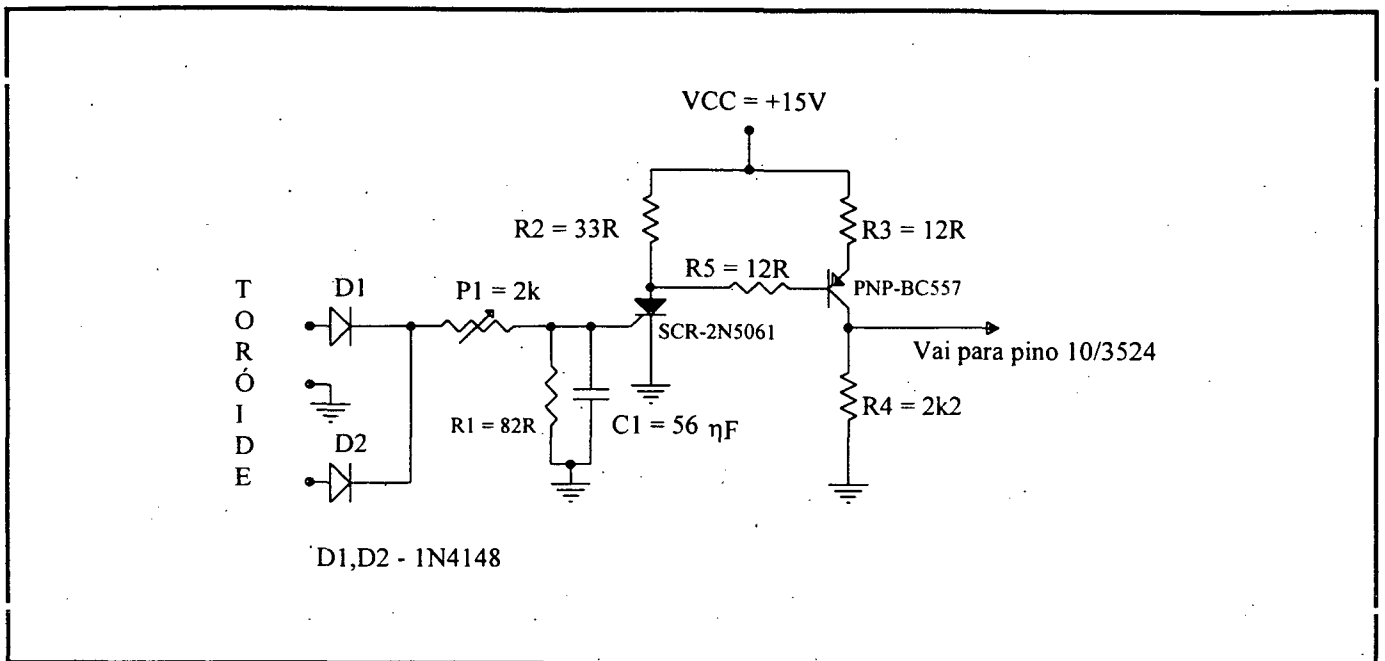


Fig. 4.3 - Circuito de proteção contra sobrecorrentes.

4.5 - Conclusão

O circuito de comando com pulsos complementares é simples, isolado e único para os seus interruptores.

O defasamento existente entre as fases proporcionará menor ondulação da corrente de saída.

Para operação cíclica, utiliza-se um comparador de histerese para controle da tensão da bateria, evitando-se sub e sobrecargas..

Um circuito clássico de proteção contra sobrecorrentes foi apresentado e aplicado individualmente a cada uma das fases.

CAPÍTULO V

IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS

5.1 - Introdução

Neste capítulo faz-se, inicialmente, o dimensionamento e a especificação dos componentes eletrônicos com o objetivo de implementação prática, tendo como base os capítulos anteriores. Em um segundo momento, são apresentadas a estrutura implementada em laboratório, formas de onda relevantes obtidas por experimentação e análises necessárias.

5.2 - Dimensionamento dos Semicondutores

A partir dos ábacos extraídos do equacionamento realizado, determinam-se os valores das grandezas relevantes à especificação dos elementos, a nível comercial, que compõem a estrutura.

5.2.1 - Interruptores de Potência

Os valores obtidos, através dos ábacos, para as especificações do projeto realizado no capítulo anterior, são mostrados na tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Valores das grandezas relevantes para dimensionamento.

Grandeza	módulo
$i_{Tp}(A)$	29,3
$i_{TEF}(A)$	9,2
$i_{TMED}(A)$	3,85
$V_{Tmax}(V)$	620

obs: tensão máxima: $V_{Tmax} = v_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot 1,15 = 620 \text{ V}$.

Nesta etapa deve-se definir qual o interruptor a ser utilizado. Neste caso a escolha da tecnologia do semicondutor não é tão evidente. Para dar suporte à escolha, fez-se uma comparação entre as perdas em condução, uma vez que, praticamente, não existem perdas na comutação (ZCS), geradas pelas diferentes tecnologias de componentes passíveis de implementação, neste caso MOSFET's ou IGBT's.

Cabe lembrar que, para o nível de tensão de trabalho, os MOSFET's possuem elevada resistência de condução, na ordem de $0,35 \Omega$, considerando que este valor ainda deve ser multiplicado por 1,8 devido à variação de resistência de condução com a temperatura, tem-se:

$$P_M = R_{DSon} \cdot I_{Tef}^2 \quad (5.1)$$

$$P_M = (0,35 \cdot 1,8) \cdot 9,2^2 = 53,3 \text{ W}$$

Ao todo, tem-se 6 interruptores, assim:

$$P_{Mt} = 6 \cdot P_M \quad (5.2)$$

$$P_{Mt} = 320 \text{ W}$$

A outra possibilidade é utilizar IGBT's, contudo, deve-se efetuar o mesmo procedimento, para comparação entre as potências dissipadas. O valor típico de V_{CEon} pesquisado é igual a 3,4 V.

$$P_I = V_{CEon} \cdot I_{Tm} \quad (5.3)$$

$$P_I = 3,4 \cdot 3,85 = 13,1 \text{ W}$$

$$P_{It} = 6 \cdot P_I \quad (5.4)$$

$$P_{It} = 78,5 \text{ W}$$

No primeiro caso, a potência dissipada nos interruptores equivale a 12,1% da potência nominal da estrutura, no segundo caso, este percentual cai sensivelmente para 3%. Após esta avaliação escolheu-se o interruptor IGBT. Comercialmente, encontrou-se o modelo SKM40GB101D, SEMIKRON [14]. Observa-se que este componente está super-dimensionado em relação à sua corrente média ($I_m = 25A/80^\circ C$). Todavia, isto deve-se aos níveis de tensão máxima e corrente de pico aos quais ele fica submetido.

Escolhido o interruptor, através de cálculo térmico, define-se o dissipador a ser utilizado, a partir dos dados fornecidos pelo fabricante, que são R_{JC} (resistência térmica junção-cápsula), R_{CD} (resistência térmica cápsula-dissipador) e T_{jmax} (temperatura máxima de junção), assim:

$$R_{JC} = 0,4 \text{ } ^\circ C / W$$

$$R_{CS} = 0,15 \text{ } ^\circ C / W$$

$$T_{jmax} = 150 \text{ } ^\circ C$$

Optou-se pelo uso de módulos, ou seja, dois interruptores no mesmo encapsulamento, diminuindo o custo e o volume da estrutura. O circuito térmico equivalente é mostrado abaixo, Fig. 5.1.

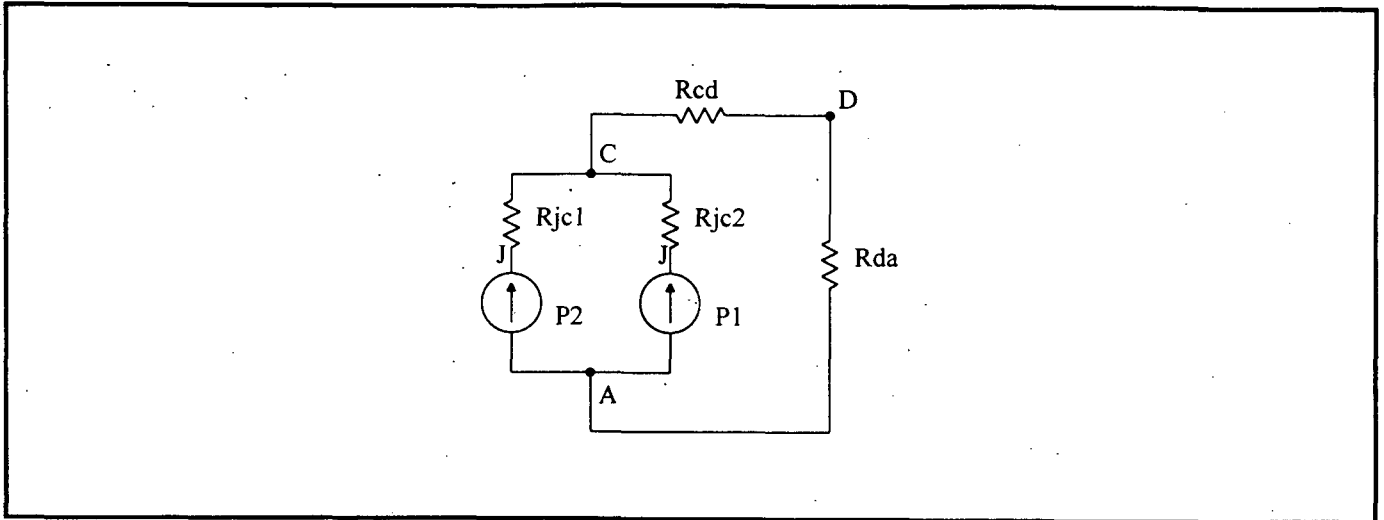


Fig. 5.1 - Circuito térmico equivalente do módulo com dois IGBT's.

Cálculo térmico:

$$\Delta T = T_J - T_A = P_t \cdot R_{JC} \quad (5.5)$$

$$\Delta_{JC} = P_{It} \cdot R_{JC} \quad (5.6)$$

$$\Delta_{JC} = (3,4 \cdot 3,85) \cdot 0,4 = 5,24^{\circ}\text{C}$$

$$T_C = T_J - \Delta_{JC} \quad (5.7)$$

$$T_C = 100 - 5,24 = 94,8^{\circ}\text{C}$$

$$\Delta_{CD} = P_{It} \cdot R_{CD} \quad (5.8)$$

$$\Delta_{CD} = (13,1 \cdot 2) \cdot 0,15 = 3,93^{\circ}\text{C}$$

$$T_D = T_C - \Delta_{CD} \quad (5.9)$$

$$T_D = 94,8 - 3,47 = 90,87^{\circ}\text{C}$$

$$\Delta_{DA} = T_D - T_A \quad (5.10)$$

$$\Delta_{DA} = 90,87 - 40 = 50,87^{\circ}\text{C}$$

$$R_{DA} = \Delta_{DA} \div P_{It} \quad (5.11)$$

$$R_{DA} = 50,87 \div (13,1 \cdot 2) = 1,94^{\circ}\text{C/W}$$

onde,

T_J é a temperatura máxima da junção (100°C por segurança)

T_A é a temperatura ambiente de trabalho

T_C é a temperatura da cápsula

T_D é a temperatura do dissipador

P_t é a perda em condução de um IGBT

P_{It} é a perda em condução do módulo

R_{DA} é a resistência térmica entre dissipador e ambiente.

Para cada módulo utilizou-se um dissipador com resistência térmica menor que o valor encontrado.

5.2.2 - Diodos de Grampeamento

Os valores obtidos para as especificações de projeto, as mesmas simuladas no capítulo anterior, são mostrados na tabela 5.2.

Tabela 5.2 - Valores das grandezas relevantes para dimensionamento.

Grandeza	módulo
i_{Tp} (A)	27,8
i_{TEF} (A)	5,0
i_{TMED} (A)	1,7
V_{Dmax} (V)	620

Conhecidos os valores acima, pode-se determinar o componente. Escolheu-se o diodo rápido tipo rosca, SEMIKRON, SKR e SKF 2F15/08.

Através do cálculo térmico determinou-se $R_{DA} = 14,9^\circ \text{C/W}$.

5.2.3 - Retificadores de Entrada

A tabela 5.3 mostra os valores previstos para definição da ponte retificadora de entrada.

Tabela 5.3 - Valores das grandezas relevantes para dimensionamento.

Grandeza	módulo
I_p (A)	14,6
i_{ef} (A)	3,86
I_m (A)	1,1
V_{max} (V)	620

Especificou-se a ponte de diodos SKB B 500 C 3200/2200, SEMIKRON.

5.2.4 - Retificadores de Saída

Na tabela 5.4 estão os valores das grandezas envolvidas na definição dos diodos retificadores de saída.

Tabela 5.4 - *Valores das grandezas relevantes para dimensionamento.*

Grandeza	módulo
IP (A)	76,2
ief (A)	24,0
Im (A)	10,0
Vmax (V)	110,0

Escolheu-se os diodos, rápidos, tipo rosca, SKR 2F 17/02 - SEMIKRON.

Através do cálculo térmico determinou-se $R_{DA} = 1,4^{\circ}\text{C/W}$.

5.3 - Resultados Experimentais Obtidos

5.3.1 - Estrutura de Potência Implementada

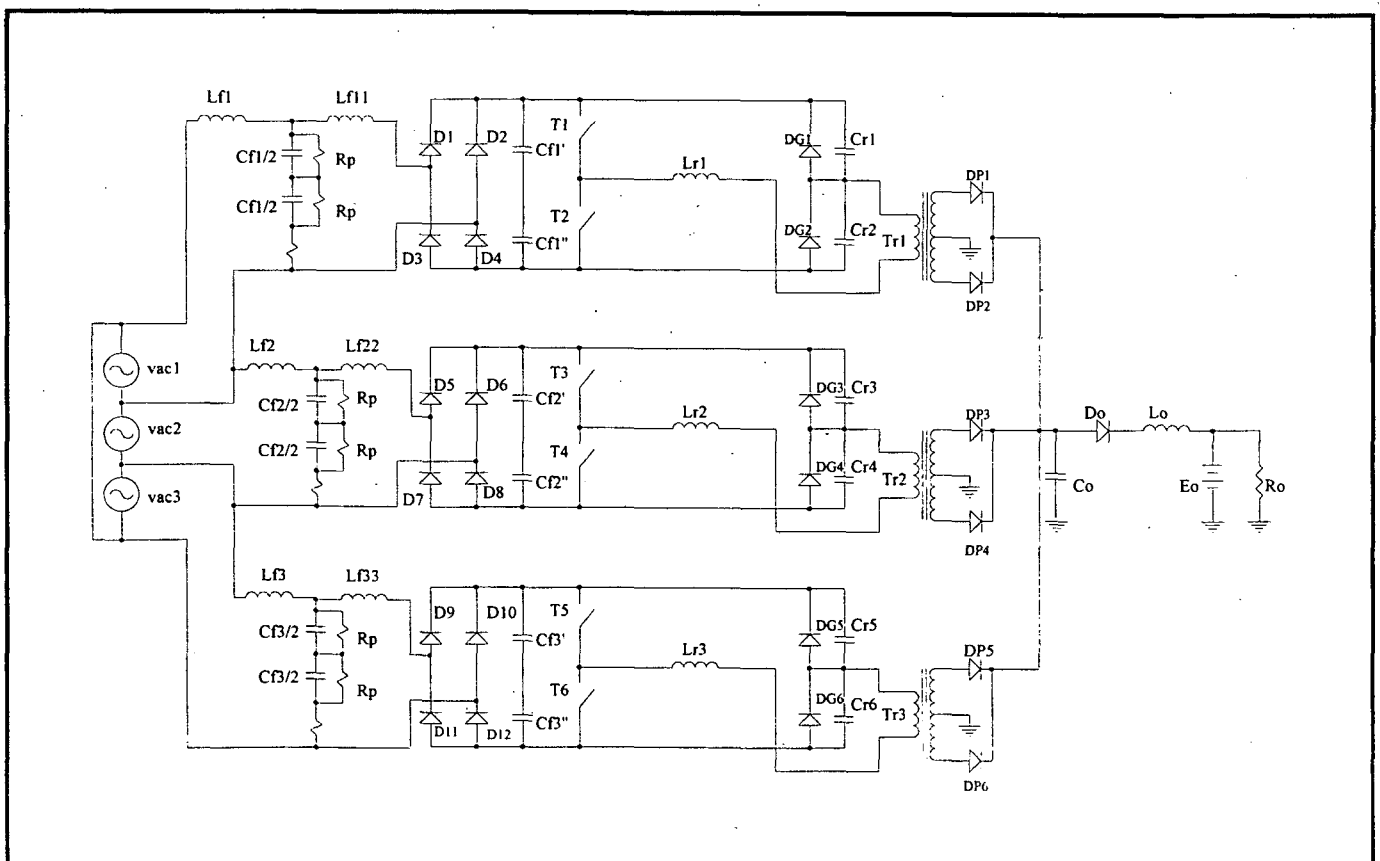


Fig.5.2 - Estrutura Implementada em Laboratório.

A relação de componentes está expressa a seguir.

$$L_{f1} = L_{f2} = L_{f3} = 470 \mu\text{H}$$

$$L_{f11} = L_{f22} = L_{f33} = 135 \mu\text{H}$$

$$C_{f1/2} = C_{f2/2} = C_{f3/2} = 2,0 \mu\text{F}/250\text{V}/\text{polipropileno}$$

$$C_{f1'} = C_{f2'} = C_{f3'} = 0,47\mu\text{F}/400\text{V}/\text{polipropileno}$$

$$C_{f1''} = C_{f2''} = C_{f3''} = 0,56\mu\text{F}/400\text{V}/\text{polipropileno}$$

$$L_{r1} = L_{r2} = L_{r3} = 46,4 \mu\text{H}$$

$$C_{r1} = C_{r2} = C_{r3} = C_{r4} = C_{r5} = C_{r6} = 119 \mu\text{F} (\text{associação})/\text{polipropileno}$$

$$C_o = 4.500 \mu\text{F}/100\text{V}/\text{eletrolítico}$$

$$L_o = 1,2 \mu\text{H}$$

$$R_o = \text{reostato (simulação de carga)}$$

$$E_o = \text{bateria (4*12V)}$$

$$D_o = 2 \text{ diodos SKR45/08, SEMIKRON}$$

$$R_p = 150 \text{ k}\Omega$$

$$DG1-DG6 = \text{diodos rápidos tipo rosca, SKR e SKF 2F15/08, SEMIKRON}$$

$$DP1-DP6 = \text{diodos rápidos tipo rosca, SKR 2F 17/08 - SEMIKRON}$$

$$D1-D4 = D5-D8 = D9-D12 = \text{ponte de diodos SKB B 500 C 3200/2200, SEMIKRON}$$

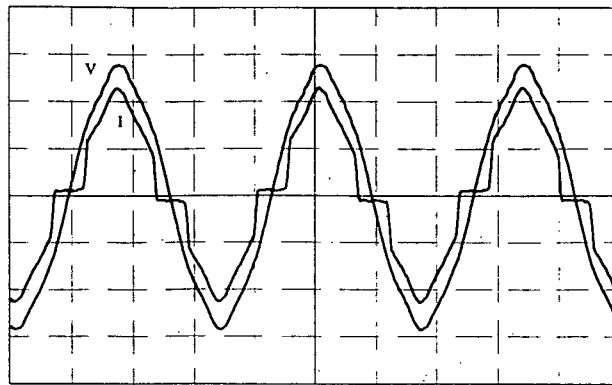
$$T1-T6 = \text{IGBT SKM40GB101D, SEMIKRON.}$$

Observa-se que "Do" é utilizado para que não flua corrente das baterias, ou conversores colocados em paralelo, para o caso de falha do capacitor de filtro. Foram utilizados dois diodos, superdimensionados em tensão máxima reversa, em paralelo por ser o material disponível em laboratório para esta finalidade.

5.3.2 - Aquisições Relevantes

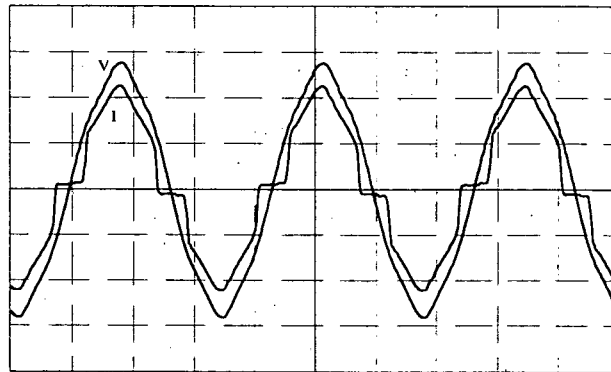
A seguir, analisam-se as formas de onda obtidas, bem como os valores relevantes das grandezas envolvidas relativas aos componentes.

Nas figuras 5.3, 5.4 e 5.5, pode-se observar tensão e corrente de entrada das fases R, S e T, respectivamente.



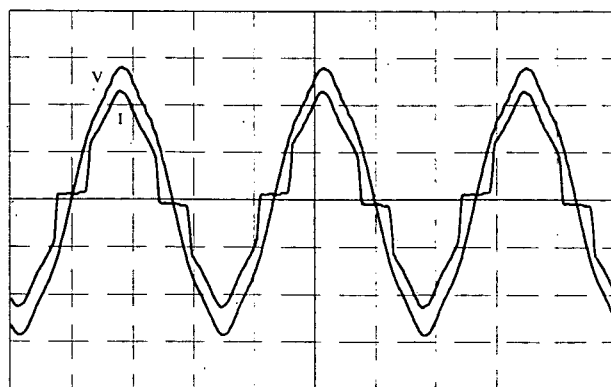
(200V/div, 2A/div, 5ms/div)

Fig. 5.3 - Tensão e corrente na fase R, com $f_s = 30\text{kHz}$.



(200V/div, 2A/div, 5ms/div)

Fig. 5.4 - Tensão e corrente na fase S, com $f_s = 30\text{kHz}$.



(200V/div, 2A/div, 5ms/div)

Fig. 5.5 - Tensão e corrente na fase T, com $f_s = 30\text{kHz}$.

A tabela 5.5 apresenta valores medidos das correntes envolvidas, das taxas de distorção harmônica de corrente e tensão de entrada e do fator de potência.

Tabela 5.5 - Quadro de valores medidos, potência nominal.

fase	ief(A)	TDH - I(%)	TDH - V(%)	FP
R	2,81	23,6	3,4	0,973
S	2,82	22,35	3,4	0,976
T	2,86	20,76	3,3	0,980

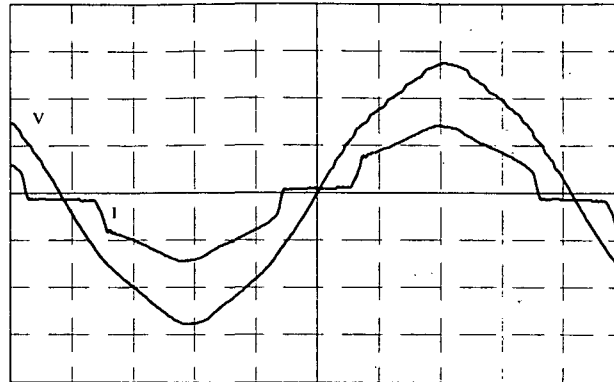
Observa-se que a tensão de entrada apresenta, também, uma taxa de distorção, daí surge a maior contribuição da diferença entre a taxa simulada e a obtida para a corrente de entrada. Portanto, os valores medidos estão de acordo com aqueles previstos.

A análise harmônica de uma das fases demonstra que a corrente de entrada está conforme a norma internacional IEC 555-2 [4], excetuando-se as harmônicas de número 11 e 17; credita-se isto à distorção inerente à tensão de entrada.

Tabela 5.6 - Análise harmônica da corrente de entrada, fase R, $f_s = 30$ kHz.

harmônica	valor absoluto (A)
1	4,08
2	0,00968
3	0,5856
4	0,00652
5	0,38178
6	0,00842
7	0,220
8	0,01036
9	0,03086
10	0,002744
11	0,169
12	0,00248
13	0,1749
14	0,00334
15	0,04838
16	0,00103
17	0,078832
18	0,00407
19	0,11388
20	0,005338
TDH(40)	0,2076
FP	0,98

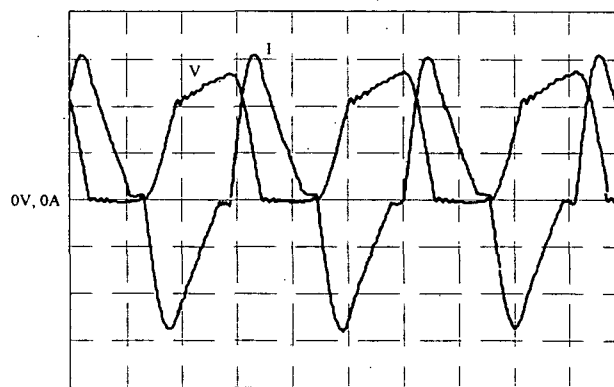
A seguir, apresenta-se as formas de onda de corrente e tensão para $f_s = 21 \text{ kHz}$, pode-se observar que o filtro não introduz deslocamento de fase. Foi realizada a análise harmônica, a qual apresentou uma TDH = 22,3%, conferindo à estrutura, neste ponto de operação, um fator de potência de 0,975.



(200v/div, 2A/div, 2ms/div)

Fig. 5.6 - Tensão e corrente de entrada, com $f_s = 21 \text{ kHz}$

Na Fig. 5.7 apresenta-se a tensão e a corrente no circuito ressonante, no valor máximo da tensão da rede de alimentação, para potência nominal. Fica clara a evolução ressonante das grandezas. Observa-se que a corrente de magnetização do transformador é pequena (constatou-se através de medida em laboratório que é da ordem de 600 mA), e que a corrente que flui pelo indutor ressonante está próxima ao limite da descontinuidade, como previsto para esta faixa de operação. A mudança de inclinação da tensão sobre o capacitor ressonante deve-se ao capacitor do filtro de entrada.



(10A/div, 200V/div, 10 μ s)

Fig. 5.7 - Tensão em C_r e corrente em L_r .

As figuras 5.8 e 5.9 apresentam tensão e corrente no transistor para a potência máxima de saída, no valor máximo da tensão da rede. Observa-se picos de corrente que são referentes à recuperação do diodo de grampeamento. A característica "ZCS" fica comprovada na Fig. 5.8.

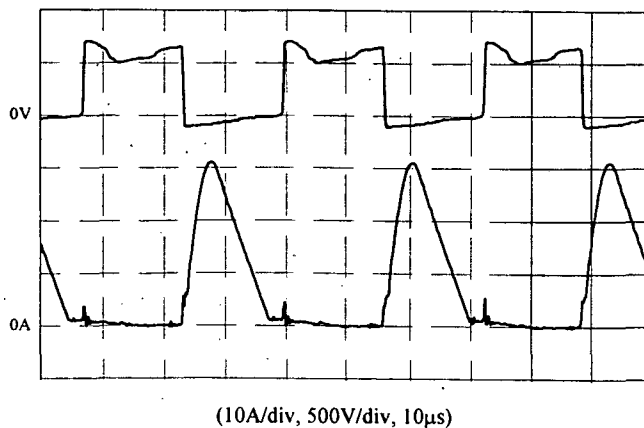


Fig. 5.8 - Tensão e corrente no IGBT, potência nominal..

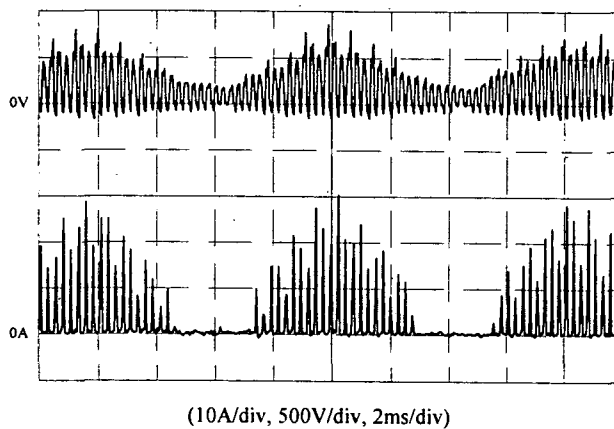


Fig. 5.9 - Tensão e corrente no IGBT, à frequência da rede.

A Fig. 5.10 apresenta a tensão no capacitor ressonante e corrente no diodo de grampeamento, para a potência máxima e no valor máximo da tensão de entrada. Observa-se que, quando a tensão chega a zero, o diodo entra em condução, iniciando a etapa linear. As oscilações devem-se aos elementos parasitas.

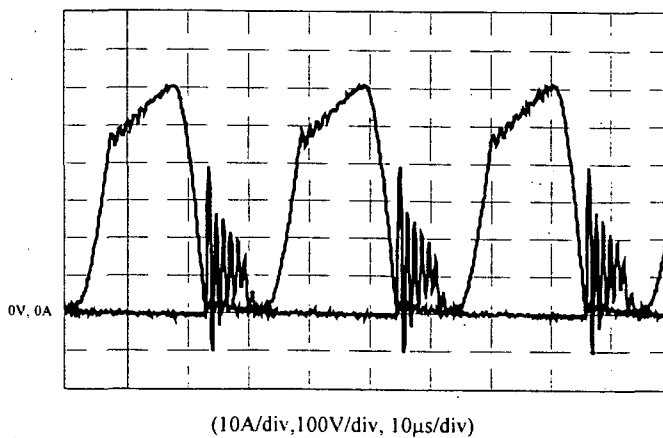


Fig. 5.10 - Tensão em V_{Cr} e corrente no Diodo de Grampeamento.

Na Fig. 5.11, tem-se a forma de onda da corrente, à frequência da rede, em um dos diodos retificadores de saída. Observa-se que esta corrente é a mesma que flui pelo interruptor de potência, multiplicada pela relação de transformação do transformador.

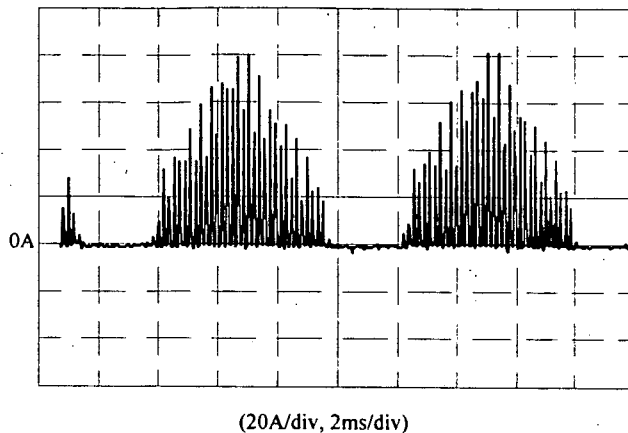


Fig. 5.11 - Corrente no diodo retificador, à frequência da rede.

Na Fig. 5.12 apresenta-se tensão e corrente no retificador de saída, a nível de comutação.

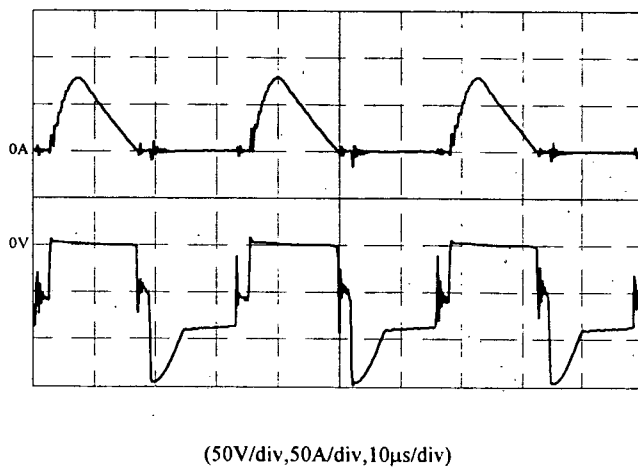


Fig. 5.12 - Tensão e corrente no diodo retificador de saída.

A corrente total de saída do conversor é apresentada na Fig. 5.13. A ondulação de 360 Hertz, devido ao defasamento das correntes proporcionado pela entrada trifásica, foi de aproximadamente 2,0 A de pico a pico, com um capacitor de filtro de 4500µF.

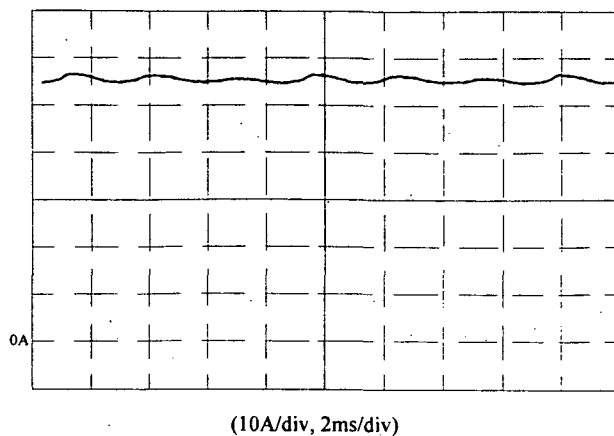


Fig. 5.13 - Corrente total de saída do conversor.

5.3.3 - Curvas Características

A partir do levantamento de diversos pontos relacionando frequência de comutação, potências de entrada e transferida à carga, para um valor para um ganho estático fixo (igual ao de projeto) obteve-se as curvas apresentadas nas figuras 5.14. e 5.15.

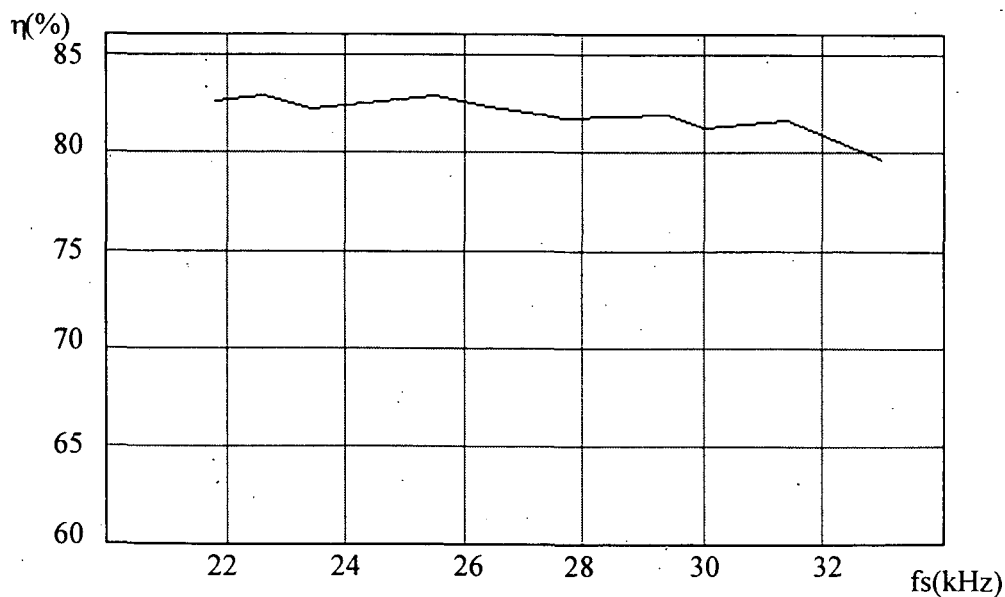


Fig. 5.14 - Rendimento em função da frequência de comutação.

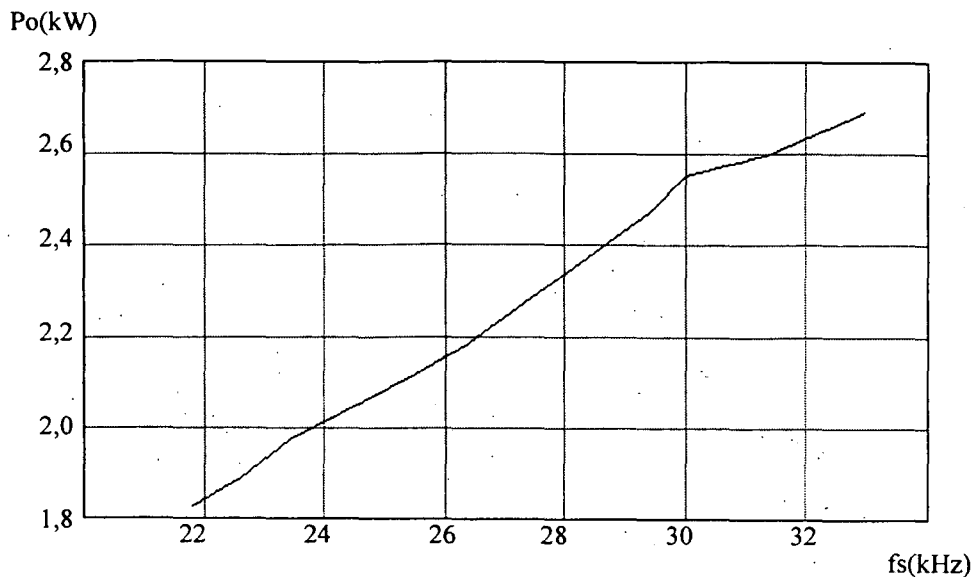


Fig. 5.15 - Potência de saída em função da frequência de comutação.

A partir das figuras anteriores constata-se que a suposição inicial em que se considerou um rendimento previsto de 88% para dimensionar os elementos magnéticos mais precisamente foi válido. Observa-se através da Fig. 5.14 que o rendimento ficou em torno de 82% para potência nominal, devido, principalmente, às perdas em condução dos retificadores de saída, elevado número de elementos magnéticos e semicondutores passivos.

5.4 - Conclusão

O protótipo implementado teve o desempenho esperado, apresentando a característica "ZCS" e o rendimento previsto, comprovando-se o estudo realizado até então e que as simplificações para análise não comprometeram a performance do conversor.

O fator de potência medido manteve-se constante, para um "q" fixo, nas frequências mínima e máxima. A análise harmônica comprova a conformidade com a norma IEC 555-2.

O filtro projetado não introduziu deslocamento de fase, na faixa de frequências propostas, entre a tensão e a corrente de entrada.

A ondulação de corrente, para um capacitor de 4.500 μF , foi de aproximadamente 2,0 A de pico a pico, sendo facilmente diminuída através da introdução de um capacitor de maior valor.

As perdas mais relevantes se deram através dos diodos retificadores de saída, devido aos valores eficaz e médio da corrente que por eles flui, e ao número de elementos magnéticos.

CONCLUSÃO GERAL

A estrutura analisada e implementada em laboratório mostrou-se robusta, simples tanto no circuito de potência quanto no de comando, além de apresentar alto fator de potência, sem a necessidade de estágios pré-reguladores. Por estas características, este conversor pode ser industrializado, evidentemente que com adaptações, para atender às exigências do mercado, a nível de proteções ou fechamento de malha, o que mereceria um estudo criterioso.

Desenvolveu-se toda a parte a nível teórico e de simulação, foram especificados todos os elementos da topologia e, por último, implementou-se um protótipo, a partir do qual obtiveram-se resultados que validaram toda a metodologia empregada.

O controle do fator de potência da estrutura é função exclusiva do ganho estático de tensão, porém, as correntes que atravessam os elementos do circuito crescem à medida que este diminui. Em outras palavras, um fator de potência alto implica em altas correntes circulantes (maiores perdas em condução), portanto, existe um compromisso entre estes dois parâmetros, que dependerá das características e utilização desejadas da estrutura final.

A técnica "ZCS" foi comprovada, eliminando-se as perdas durante a comutação. Observa-se que existe um limite onde esta característica deixa de existir, devido à modulação em frequência empregada. Este tipo de modulação impõe certas restrições, principalmente aos elementos magnéticos, porém, confere ao controle um comportamento linear quando relacionado à potência de saída.

O circuito de comando gera pulsos complementares que acionam instaneamente e isoladamente cada um dos dois interruptores de potência de cada fase. A frequência de comutação determina a potência de saída.

O filtro de entrada projetado não introduziu deslocamento de fase entre tensão e corrente, contribuindo para a obtenção do alto fator de potência na faixa de frequências propostas para operação.

A ondulação de corrente de saída, devido ao defasamento entre as correntes instantâneas, proporcionada pela alimentação trifásica, diminui drasticamente o valor do capacitor de filtragem.

Ressalta-se que com a elevação da potência processada, mantendo-se um alto fator de potência, as correntes de pico inerentes tornam-se cada vez maiores, aumentando as perdas em condução, principalmente dos diodos retificadores de saída, limitando a potência transferida. Sugere-se então, aproveitar a característica natural de saída de fonte de corrente; isto é, para a

obtenção de potências maiores, associar conversores em paralelo. Cada caso deverá ser analisado em relação ao custo que irá proporcionar.

Sugere-se para um próximo trabalho o fechamento de malha e o estudo relativo ao comportamento dinâmico do comando utilizado, além do estudo da eliminação do ruído audível intrínseco ao fornecimento de potências menores devido à modulação FM.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - BARBI, Ivo; KASSICK, Ênio; "A Low Cost High Power Factor Resonant Mode BatteryCharger". Applied Power Electronics Conference, APEC'93, pp 543-548.
- [2] - BARBI, Ivo; KASSICK, Ênio; "A High Power Factor Resonant Mode Converter for Battery Applications". 2º COBEP, Novembro 1993, Uberlândia - MG - BRASIL, pp.195-200.
- [3] - BARBI, Ivo - **Eletrônica de Potência II**, Publicação Interna, UFSC, 1981.
- [4] - BARBI, Ivo, SOUZA, A.F.; **Correção de Fator de Potência de Fontes de Alimentação**. Publicação Interna, LAMEP,UFSC, 1993.
- [5] - FERREIRA NETO, João Aberides; "Estudo e Implementação de um Sistema Carregador de Baterias Operando no Modo Ressonante com alto fator de Potência Utilizando IGBT's", Dissertação de Mestrado, LAMEP - UFSC - BRASIL, 1994.
- [6] - FERRET, Gilvane E. S.; "Estudo de uma Fonte Ressonante com Entrada Trifásica e Alto Fator de Potência, Saída Isolada", Dissertação de Mestrado, LAMEP - UFSC - BRASIL, 1994.
- [7] - FREITAS, J.L.Vieira; MELO, F.E. Nogueira; BARBI, Ivo; "Conversor Série Ressonante com Grampeamento da Tensão no Capacitor Ressonante", **Revista Controle e Automação**, SBA, Vol.3, Nº 3, Ago./Set. 1992.

- [8] - FREITAS, J.L.Vieira; **"Concepção, Análise e Projeto de Sistemas de Alimentação em Corrente Contínua de Alto Desempenho com Altas Freqüência e Potência"**, Tese de Doutorado, LAMEP - UFSC - BRASIL, 1993.
- [9] - IGNAZIA, Bonanni; **"Unity Power Factor Battery Charger Regulated by LVI"**, Power Quality Proceedings, november 1990, Paris, pp. 42-47.
- [10] - LATOS, T.S.,BASACK,D.J.; **"A High Efficiency 3 kW Switchmode Battery Charger"**, IEEE, PESC'82 Conference Record, pp.341-349.
- [11] - MARTINS, W.M.; **"Correção do Fator de Potência Trifásico Utilizando Dois Conversores Boost em Paralelo, Operando defasados, no Modo de Condução Descontínua"**, Dissertação de Mestrado, LAMEP - UFSC - Brasil, 1993.
- [12] - MOHR, Hari B.; CÓ, Márcio Almeida; NOLL,Valdir e BARBI, **"Isolated Boost Battery Charger with Unity Power Factor and Charge Control by Microcontroller"**, 2º COBEP, Novembro 1993, Uberlândia - MG, pp. 201-206.
- [13] - SAEED, Ahmed, **"Controlled On-Time Power Factor Correction Circuit with Input Filter"**, Thesis Master, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, USA, 1990.
- [14] - SEMIKRON, Semicondutor - Data Book, 1993.

- [15] - SILVA, Nilton F.; **"Estudo e Realização de uma Fonte Chaveada com Conversor Série Ressonante"**, Dissertação de Mestrado, LAMEP - UFSC - BRASIL, 1988.
- [16] - SIMONETTI, D.S.L., SEBASTIAN, J., UCEDA, Javier; **"Single-Switch Three Phase Power Pre-Regulator under Variable Switching Frequency and Discontinuous Input Current"**. PESC'93, pp.657-661.
- [17] - SUZUKI, Y. *et alii*; **"A Rectifier Unit Using Series Resonant Converter with Voltage Ressonant Control for Light Load"**. Intelec'91, pp322-329.
- [18] - THORNTON, **Catálogo de Núcleos de Ferrite.**
- [19] - ZIOGAS, P.D., MANIAS, S., PRASAD, A.R.; **"An Active Power Factor Correction Technique for Three Phase Diode Retifiers"**. PESC'89, pp. 58-65.

ANEXO

Listagem dos dados de entrada no programa de simulação numérica (PSPICE).

a) Conversor sem correção (ideal)

*FASE R*****

*filtro

lf1 1 a1 470u ic=4

cf1 a1 a2 1u

rfl a2 2 2.701

lf11 a1 a 135u ic=6

cf11 a 2 .3u

rfa a1 a2 200k

* conversor r

Lr1 11 13 53.8u

Cr1 7 12 107n

Cr2 12 9 107n

D1 a 7 DIODO

D2 2 7 DIODO

D3 9 a DIODO

D4 9 2 DIODO

D5 12 7 DIODO

D6 9 12 DIODO

DR1 11 7 DIODO

DR2 9 11 DIODO

LP1 12 13 1.614m

LS1 8 mm 224.7u

ls11 mm 35 224.7u

KPS1 LP1 LS1 ls11 0.9999

RB1 13 35 1MEG
S1 7 10 Nc1 0 CHAVE
DS1 10 11 DIODO
S2 11 18 Nc2 0 CHAVE
DS2 18 9 DIODO
Vc1 Nc1 0 PULSE (0 5 10n 1nS 1nS 16.64466667u 33.33333333u)
Vc2 Nc2 0 PULSE (0 5 16.67766667u 1nS 1nS 16.64466667u 33.33333333u)
VAC1 1 0 SIN (0 537.4 600 0 0 0)

** FASE S *****

*filtro

lf2 2 b1 470u
cf2 b1 b2 1u ic=-100
rf2 b2 4 2.701
lf22 b1 b 135u
cf22 b 4 .3u ic=-100
rfb b1 b2 200k

*conversor s

Lr2 17 21 53.8u
Cr3 15 20 107n
Cr4 20 14 107n
D7 b 15 DIODO
D8 4 15 DIODO
D9 14 b DIODO
D10 14 4 DIODO
D11 20 15 DIODO
D12 14 20 DIODO
DR3 17 15 DIODO
DR4 14 17 DIODO
LP2 20 21 1.614m
ls22 mm 36 224.7u
LS2 29 mm 224.7u
KPS2 LP2 LS2 ls22 0.9999
S3 15 16 Nc1 0 CHAVE
DS3 16 17 DIODO

S4 17 19 Nc2 0 CHAVE

DS4 19 14 DIODO

VAC2 3 4 SIN(0 537.4 600 0 0 -120)

*FASE T*****

*filtro

lf3 4 c1 470u

cf3 c1 c2 1u ic=-50

rf3 c2 1 2.701

lf33 c1 c 135u

cf33 c 1 .3u ic=-50

rfc c1 c2 200k

*conversor t

Lr3 25 28 53.8u

Cr5 22 27 107n

Cr6 27 23 107n

D13 c 22 DIODO

D14 1 22 DIODO

D15 23 c DIODO

D16 23 1 DIODO

D17 27 22 DIODO

D18 23 27 DIODO

DR5 25 22 DIODO

DR6 23 25 DIODO

LP3 27 28 1.614m

LS3 30 mm 224.7uH

ls33 mm 37 224.7uh

KPS3 LP3 LS3 ls33 0.9999

S5 22 24 Nc1 0 CHAVE

DS5 24 25 DIODO

S6 25 26 Nc2 0 CHAVE

DS6 26 23 diodo

VAC3 4 5 SIN(0 537.4 600 0 0 -240)

**Pontes Retificadoras na saida

* R *****

DP1 8 31 DIODO

DP2 35 31 DIODO

* S *****

DP5 29 31 DIODO

DP6 36 31 DIODO

* T *****

DP9 30 31 DIODO

DP10 37 31 DIODO

*resistores das fontes AC

RFS 0 2 0.001

RFR 2 3 0.001

RFT 5 1 0.001

*SAÍDA

rca 31b mm 10

Vo 31b mm 48V

ro 32 31a 25m

voo 31a 31b 1.3V

lo 31 32 1.2u

co 31 mm 4.5e-3 IC=48.1

.model diodo d(rs=0.025, vj=1.3)

.MODEL CHAVE Vswitch(Ron=0.01 Roff=1E6 Von=5V Voff=0V)

.PROBE v(vac1) i(vo) i(lf1)

.tran 12.000u .01 5.000m 1.250u uic ; *ipsp*

.OPTIONS ITL5=0 ITL4=100 ABSTOL=1.A VNTOL=1.V RELTOL=.1 pivtol=1e-30

.END

b) Conversor com correção nos elementos ressonantes

** FASE R *****

*filtro

lf1 1 a1 470u ic=4

cf1 a1 a2 1u

rf1 a2 2 2.701

lf11 a1 a 135u ic=6

cf11 a 2 .3u

rfa a1 a2 200k

* conversor r

Lr1 11 13 46.4u

Cr1 7 12 119n

Cr2 12 9 119n

D1 a 7 DIODO

D2 2 7 DIODO

D3 9 a DIODO

D4 9 2 DIODO

D5 12 7 DIODO

D6 9 12 DIODO

DR1 11 7 DIODO

DR2 9 11 DIODO

LP1 12 13 1.39m

LS1 8 mm 194.4u

ls11 mm 35 194.4u

KPS1 LP1 LS1 ls11 0.9999

RB1 13 35 1MEG

S1 7 10 Nc1 0 CHAVE

DS1 10 11 DIODO

S2 11 18 Nc2 0 CHAVE

DS2 18 9 DIODO

Vc1 Nc1 0 PULSE (0 5 10n 1nS 1nS 16.64466667u 33.33333333u)

Vc2 Nc2 0 PULSE (0 5 16.67766667u 1nS 1nS 16.64466667u 33.33333333u)

VAC1 1 0 SIN (0 537.4 600 0 0 0)

** FASE S *****

*filtro

lf2 2 b1 470u

cf2 b1 b2 1u ic=-100

rf2 b2 4 2.701

lf22 b1 b 135u

cf22 b 4 .3u ic=-100

rfb b1 b2 200k

*conversor s

Lr2 17 21 46.4u

Cr3 15 20 119n

Cr4 20 14 119n

D7 b 15 DIODO

D8 4 15 DIODO

D9 14 b DIODO

D10 14 4 DIODO

D11 20 15 DIODO

D12 14 20 DIODO

DR3 17 15 DIODO

DR4 14 17 DIODO

LP2 20 21 1.39m

ls22 mm 36 194.4u

LS2 29 mm 194.4u

KPS2 LP2 LS2 ls22 0.9999

S3 15 16 Nc1 0 CHAVE

DS3 16 17 DIODO

S4 17 19 Nc2 0 CHAVE

DS4 19 14 DIODO

VAC2 3 4 SIN(0 537.4 600 0 0 -120)

*FASE T*****

*filtro

lf3 4 c1 470u

cf3 c1 c2 1u ic=-50

rf3 c2 1 2.701

lf33 c1 c 135u

cf33 c 1 .3u ic=-50

rfc c1 c2 200k

*conversor t

Lr3 25 28 46.4u
Cr5 22 27 119n
Cr6 27 23 119n
D13 c 22 DIODO
D14 1 22 DIODO
D15 23 c DIODO
D16 23 1 DIODO
D17 27 22 DIODO
D18 23 27 DIODO
DR5 25 22 DIODO
DR6 23 25 DIODO
LP3 27 28 1.39m
LS3 30 mm 194.4uH
ls33 mm 37 194.4uh
KPS3 LP3 LS3 ls33 0.9999
S5 22 24 Nc1 0 CHAVE
DS5 24 25 DIODO
S6 25 26 Nc2 0 CHAVE
DS6 26 23 diodo
VAC3 4 5 SIN(0 537.4 600 0 0 -240)

*Pontes Retificadoras na saida

* R *****

DP1 8 31 DIODO

DP2 35 31 DIODO

* S *****

DP5 29 31 DIODO

DP6 36 31 DIODO

* T *****

DP9 30 31 DIODO

DP10 37 31 DIODO

SAÍDA

Vo 31a mm 48V

ro 32 31b 25m

lo 31 32 1.2u

co 31 mm 4.5e-3 IC=48.1

*resistores das fontes AC

RFS 0 2 0.001

RFR 2 3 0.001

RFT 5 1 0.001

.model diodo d(rs=0.025, vj=1.3)

.MODEL CHAVE Vswitch(Ron=0.01 Roff=1E6 Von=5V Voff=0V)

.PROBE v(vac1) i(vo) i(lf1)

.tran 12.000u .01 5.000m 1.200u uic; *ipsp*

.OPTIONS ITL5=0 ITL4=100 ABSTOL=1.A VNTOL=1.V RELTOL=.1 pivtol=1e-30

.END

b) Conversor monofásico sem correção (ideal)

*filtro

lf1 1 a1 470u ic=4

cf1 a1 a2 1u

rf1 a2 2 2.701

lf11 a1 a 135u ic=6

cf11 a 2 .3u

rfa a1 a2 200k

* conversor r

Lr1 11 13 17.97u

Cr1 7 12 320.25n

Cr2 12 9 320.25n

D1 a 7 DIODO

D2 2 7 DIODO

D3 9 a DIODO

D4 9 2 DIODO

D5 12 7 DIODO

D6 9 12 DIODO

```

DR1 11 7 DIODO
DR2 9 11 DIODO
LP1 12 13 539u
LS1 8 mm 75u
ls11 mm 35 75u
KPS1 LP1 LS1 ls11 0.9999
RB1 13 35 1MEG
S1 7 10 Nc1 0 CHAVE
DS1 10 11 DIODO
S2 11 18 Nc2 0 CHAVE
DS2 18 9 DIODO
Vc1 Nc1 0 PULSE(0 5 10n 1nS 1nS 16.64466667u 33.33333333u)
Vc2 Nc2 0 PULSE(0 5 16.67766667u 1nS 1nS 16.64466667u 33.33333333u)
VAC1 1 0 SIN(0 537.4 600 0 0 0)
*****
Vo 31b mm 48V
ro 32 31a 0.025
voo 31a 31b 1.3V
lo 31 32 1.2u
co 31 mm 4.5e-3 IC=48.1
*****
*Ponte Retificadora na saida
DP1 8 31 DIODO
DP2 35 31 DIODO
*****
*resistor da fonte AC
RFS 0 2 0.001
*****
.model diodo d(rs=0.025, vj=1.3)
.MODEL CHAVE Vswitch(Ron=0.01 Roff=1E6 Von=5V Voff=0V)
.PROBE v(vac1) i(vo) i(lf1)
.tran 12.000u .01 5.000m 1.200u uic ; *ipsp*
.OPTIONS ITL5=0 ITL4=100 ABSTOL=1.A VNTOL=1.V RELTOL=.1 pivtol=1e-30
.END

```