

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO DE UMA FONTE RESSONANTE
ISOLADA COM ENTRADA TRIFÁSICA
E ALTO FATOR DE POTÊNCIA

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

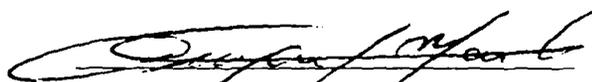
GILVANE EDUARDO DOS SANTOS FERRET

FLORIANÓPOLIS - MARÇO DE 1994

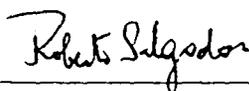
ESTUDO DE UMA FONTE RESSONANTE
ISOLADA COM ENTRADA TRIFÁSICA
E ALTO FATOR DE POTÊNCIA

GILVANE EDUARDO DOS SANTOS FERRET

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.

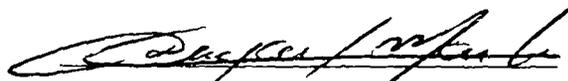


Prof. Denizar Cruz Martins, Dr. Ing.
ORIENTADOR



Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:



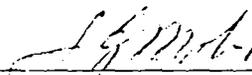
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr. Ing



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr. Ing.



Prof. Hari Bruno Mohr, D. Sc.

À
Deus
que sempre
olhou por mim.

Aos meus pais
Gilberto e Beatriz.
À minha irmã
Giciane.

AGRADECIMENTOS

Aos professores Denizar Cruz Martins e Ivo Barbi pelas respectivas orientação e co-orientação durante a execução deste trabalho.

Aos professores membros da banca examinadora pelas sugestões, que muito contribuíram para o melhoramento da forma final desta dissertação.

Aos funcionários Luis Coelho, Adenir da Silva e Luís Antônio Pacheco pelo auxílio e contribuições durante a parte prática deste trabalho.

Aos colegas da Universidade Federal de Santa Catarina, João Aberides Ferreira Neto, Ewaldo Luiz de Mattos Mehl, Alexandre Ferrari de Souza, Fabiana Pöetker, Dalton Vidor, Peter Mantovanelli e Carlos Amable Munõs Bravo que com seus conselhos e discussões muito contribuíram para a realização deste trabalho.

Aos professores da Universidade Federal de Santa Maria, José Renes Pinheiro e Humberto Pinheiro pelo incentivo à realização deste curso.

À Universidade Federal de Santa Catarina pelo suporte e ao CNPq pelo apoio financeiro.

À minha família, pelo estímulo que sempre demonstraram em todos os passos da minha vida.

Sumário

RESUMO	IX
ABSTRACT	X
SIMBOLOGIA	XI
INTRODUÇÃO GERAL	XIII
CAPÍTULO I - ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA	
I.1 INTRODUÇÃO.....	1
I.2 ESTUDO QUALITATIVO E EQUACIONAMENTO DO SISTEMA.....	3
1.2.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR PROPOSTO	3
1.2.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.....	6
1.2.3 EQUACIONAMENTO DO SISTEMA.....	7
1.2.4 CONCLUSÃO	34
CAPÍTULO II - PROJETO E SIMULAÇÃO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	
II.1 INTRODUÇÃO	35
II.2 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES	36
II.2.1 DETERMINAÇÃO DOS COMPONENTES RESSONANTES	36
II.2.2 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA.....	37
II.2.3 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR.....	38
II.2.4 DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES E EFEITO PELICULAR NOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS	40
II.2.5 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR.....	41
II.2.6 DIMENSIONAMENTO DAS CHAVES PRINCIPAIS	41
II.2.7 DIMENSIONAMENTO DO DIODOS DE GRAMPEAMENTO	42

II.2.8 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS DA PONTE DE ENTRADA	43
II.2.9 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS DA PONTE DE SAÍDA	43
II.2.10 CÁLCULO TÉRMICO DO INDUTOR E TRANSFORMADOR.....	44
II.2.11 POTÊNCIA DISSIPADA NOS TRANSISTORES	46
II.2.12 POTÊNCIA DISSIPADA NAS PONTES DE ENTRADA	46
II.2.13 FILTRO DE SAÍDA	46
II.2.14 FILTRO DE ENTRADA	47
II.3 ANÁLISE POR SIMULAÇÃO NUMÉRICA.....	48
II.3.1 FORMAS DE ONDA RELEVANTES	48
II.3.2 FATOR DE POTÊNCIA	52
II.4 CONCLUSÃO	55
 CAPÍTULO III - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	
III.1 INTRODUÇÃO.....	56
III.2 DEFINIÇÃO E PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO	57
III.2.1 MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA.....	56
III.2.2 CIRCUITO DE COMANDO.....	57
III.2.2.1 DIAGRAMA DE BLOCOS.....	57
III.2.2.2 ESTÁGIO GERADOR DE PULSOS	57
III.2.2.3 ESTÁGIO DE GATILHAMENTO.....	59
III.2.2.4 DIAGRAMA COMPLETO DO CIRCUITO DE COMANDO.....	59
III.2.2.5 LISTA DE COMPONENTES	60
III.3 RESULTADOS OBTIDOS COM O PROTÓTIPO	61
III.3.1 CIRCUITO IMPLEMENTADO	61
III.3.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA	62

III.3.3 FORMAS DE ONDA DAS CORRENTES E TENSÕES DE ENTRADA	65
III.3.4 CURVAS EXPERIMENTAIS.....	67
III.4 CONCLUSÃO	72
CONCLUSÃO GERAL	73
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	74
APÊNDICE A- NORMAS PARA O FATOR DE POTÊNCIA	76
APÊNDICE B- ESTUDO DA CORRENTE DE SAÍDA	78

Resumo

Este trabalho trata do estudo, desenvolvimento e implementação de uma fonte ressonante isolada com entrada trifásica e alto fator de potência .

As etapas de funcionamento do conversor são apresentadas, o conversor é modelado matematicamente, ábacos são apresentados e uma metodologia de projeto é desenvolvida.

É realizado um estudo por simulação para comprovar as análises anteriores.

São apresentados resultados experimentais obtidos com um protótipo, cuja potência de saída é 600 W.

ABSTRACT

This work deals with the study, development and implementation of a high power factor three phases input isolated resonant power supply.

The converter stages are presented, the converter is mathematically described, abacus and a methodology for design are developed.

Theoretical results are corroborated by simulation.

The experimental results were obtained from a 600 W prototype.

SIMBOLOGIA

An	Seção transversal do núcleo
Ar	Área da perna central núcleo
Aw	Área da janela do núcleo
B _{máx}	Excursão máxima do fluxo
CR _n	Metade do capacitor ressonante
D	Densidade de corrente
DG _n	Diodo de grampeamento
E _o	Tensão de saída refletida ao primário
FP	Fator de potência
f _o	Frequência de ressonância
f _s	Frequência de chaveamento
I _a	Corrente de linha
I _{ef}	Corrente eficaz
\bar{I}	Corrente parametrizada
I _m	Corrente de pico
I _{pk}	Corrente de pico
I _{T1}	Corrente na chave principal
J _{máx}	Densidade de corrente máxima
K _e	Coefficiente de perdas por correntes parasitas
K _h	Coefficiente de perdas por histerese
K _w	Fator de enrolamento
L _d	Indutor de filtro
L _g	Entreferro
L _r	Indutor ressonante
L _s	Impedância característica de fonte
l _t	Comprimento médio de uma espira
N	Número de espiras
nf	Número de fios
N _p	Número de espiras do enrolamento primário
N _s	Número de espiras do enrolamento secundário
P	Potência
P _{nu}	Perdas no núcleo
P _{cu}	Perdas no cobre
q	Relação entre E _o e V
R _c	Resistência por unidade de comprimento
R _t	Resistência térmica do núcleo

S_f	Área da seção transversal do fio
T_d	Tempo de condução do diodo de grampeamento
TDH, THD	Taxa de distorção harmônica
T_s	Período de chaveamento
T_t	Tempo de condução na chave na etapa ressonante
ΔT_n	Elevação da temperatura no núcleo
V_a	Tensão de linha
V_m	Tensão de pico
V_n	Volume do núcleo
V	Tensão de entrada
V_p	Tensão de pico
V_{t1}	Tensão na chave principal
Δ	Profundidade de penetração
Φ_l	Ângulo de início da corrente
φ	Ângulo de ressonância
μ_0	Permeabilidade absoluta do vácuo
μ_r	Permeabilidade relativa

Introdução

A partir da década de 70, com a expansão da eletrônica de potência, o nível de harmônicos nos sistemas elétricos aumentou. Nos anos seguintes o número de cargas eletrônicas não-lineares tem aumentado ainda mais e, conseqüentemente, observa-se um incremento cada vez maior no nível de harmônicos.

Do ponto de vista do sistema elétrico de potência os problemas crescem conforme aumenta o número de cargas não lineares. Um dos problemas relacionados com a presença de harmônicos é o elevado consumo de reativos, que conduz a uma diminuição das reservas do sistema. Além disso, altos níveis de harmônicos são mais estressantes para os componentes do sistema de potência, tais como linhas de transmissão e transformadores, do que para as cargas que se acham conectadas ao sistema.

A finalidade da eletrônica de potência é o processamento da energia elétrica, adequando-a da forma em que é oferecida pela rede à forma requerida pela carga. Tradicionalmente, a conversão da tensão alternada da rede para tensão contínua é feita por retificadores, controlados ou não. Geralmente o retificador constitui-se apenas em um primeiro estágio do processamento de energia, sendo seguido por outros conversores. Ou seja, os retificadores servem de estágios de entrada para outros conversores.

A característica não-linear da corrente drenada por estes retificadores cria uma série de problemas para a rede de distribuição. Dentre eles podem-se citar [11] :

- Defasamento entre a tensão e a componente fundamental da corrente, obrigando a fonte e o equipamento de distribuição a operar com potência reativa maior do que seria necessário;
- Alto conteúdo harmônico na corrente de entrada e baixo fator de potência;
- Baixa eficiência do retificador, devido ao alto valor eficaz da corrente de entrada;
- Distorção na tensão de entrada devido aos picos de corrente associados ao retificador.

Avanços na eletrônica de potência forneceram aos projetistas novas opções de equipamentos com baixo conteúdo harmônico e alto fator de potência. Entretanto, em muitas aplicações os incentivos econômicos não foram suficientes para justificar a pesquisa de melhores desempenhos. Assim, as empresas fornecedoras de energia e concessionárias na maioria dos países tem procurado lançar mão de normas técnicas e legislação para obrigar os

fabricantes de equipamentos elétricos ao projeto e à comercialização de equipamentos com alto fator de potência e que drenam correntes com baixo conteúdo harmônico.

Em aplicações de média a alta potência são utilizados sistemas com alimentação trifásica. Existem diversas propostas para melhorar o fator de potência de retificadores trifásicos. Entre elas, há o emprego de componentes passivos e a utilização de estágios pré-reguladores após o retificador [11,12]. Tem sido também realizadas modificações nas estruturas dos retificadores trifásicos convencionais, principalmente com o acréscimo de chaves a fim de alterar o seu modo de operação, visando assim obter um fator de potência mais elevado [13]. As alternativas de pré-regulação e adição de chaves são conhecidos como correção ativa.

Recentemente tem surgido propostas de conversores que apresentam alto fator de potência e um único estágio de processamento de energia [14]. Além de fazer a conversão da tensão alternada da rede para uma tensão contínua regulada, estes conversores possuem saída isolada, comutações suaves, além de empregarem um menor número de chaves controladas que os conversores de estágios múltiplos.

Neste trabalho é feito o estudo de uma fonte ressonante com entrada trifásica e que apresenta alto fator de potência sem correção ativa. O conversor tem característica de comutações suaves nas chaves e comando simples para todas as chaves, sem apresentar sobretensões nas mesmas.

No capítulo I é realizada a análise qualitativa e quantitativa do conversor. Um modelo matemático é obtido e ábacos são traçados a fim de facilitar o projeto.

O capítulo II descreve o projeto do circuito de potência, com o dimensionamento de todos os seus componentes, sendo também mostrados resultados da análise por simulação numérica que demonstram a validade do modelo empregado.

O circuito de comando empregado é descrito sucintamente no capítulo III, que contém também breves comentários sobre o tipo de modulação empregado e apresenta os resultados experimentais.

Finalmente, é apresentada uma Conclusão Geral onde, à luz dos resultados obtidos, descrevem-se as principais vantagens e desvantagens do conversor estudado e são lançadas propostas para trabalhos futuros.

Capítulo I

Análise Qualitativa e Quantitativa

I.1 Introdução:

Em aplicações de média a alta potência são utilizadas pontes retificadoras trifásicas completas. Além da capacidade de potência envolvida, as pontes trifásicas apresentam menor ondulação na saída. Sua configuração usual está apresentada na figura 1, onde L_s é a impedância indutiva característica da fonte.

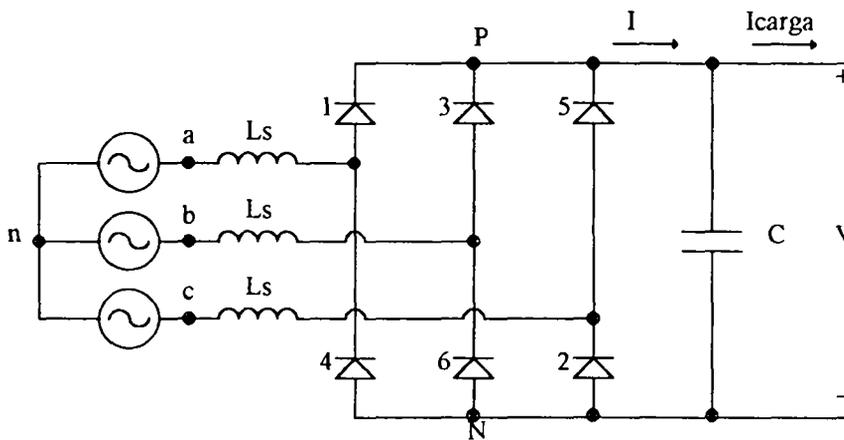


Fig 1-Ponte Retificadora Trifásica Completa

A corrente de linha para uma das fases está representada na figura 2, superposta à tensão de fase.

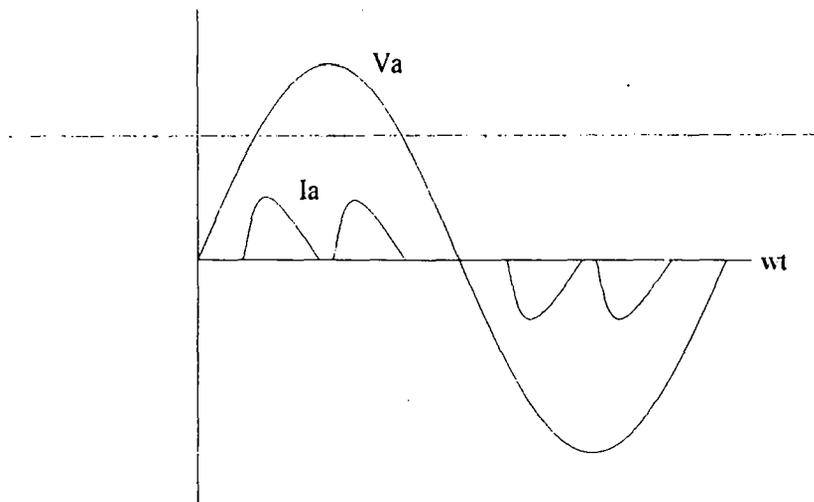


Fig 2-Corrente de Linha

A descontinuidade observada na corrente é provocada por L_s que impede que a corrente no lado AC comute de um par de fases para outro.

Acrescentando-se um indutor entre a ponte retificadora e o capacitor e considerando-se L_s igual a zero é possível conseguir-se um fator de potência igual a 0.95 e fator de deslocamento melhor que 0.98 [1] [fig. 3].

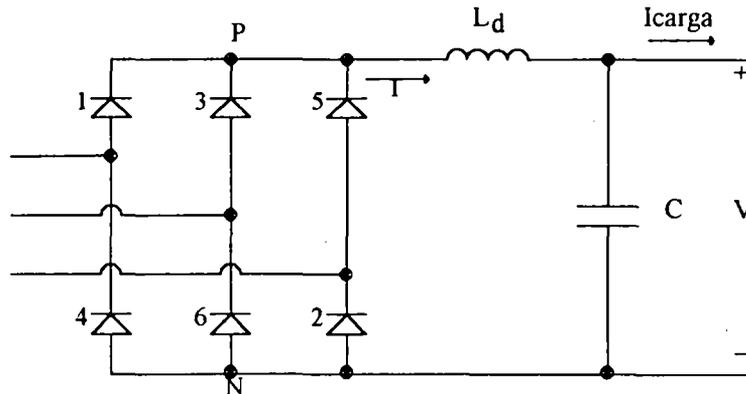


Fig. 3-Ponte com indutor de filtro

Como L_s não é desprezível, L_d assume valores muito grandes. Além de ser volumoso, o indutor L_d provoca uma queda de tensão que aumenta conforme o aumento da corrente de carga. Este é o método mais antigo de correção do fator de potência de sistemas trifásicos.

O método considerado clássico é o acréscimo de indutâncias na entrada da ponte [2]. Os indutores são menores do que no caso anterior, mas o projeto é feito para carga nominal e, em cargas inferiores, o fator de potência se degrada.

O conversor proposto neste trabalho está representada na figura 4. É a extensão trifásica da estrutura proposta em [3]. Ela possui as mesmas vantagens do conversor monofásico, isto é, alto fator de potência sem correção ativa, comutações suaves, isolamento e inexistência de sobretensões nas chaves.

Apesar de ser um conversor com entrada trifásica, ele possui um comando simples, comum a todas as chaves. Isto o torna um conversor simples, robusto, eficiente e de alta confiabilidade [fig. 4].

Neste capítulo será realizado o estudo qualitativo do sistema proposto, mostrando as etapas de funcionamento e principais formas de onda.

O equacionamento do sistema será desenvolvido, mostrando como o alto fator de potência é obtido; ábacos serão gerados a partir do estudo matemático do conversor, facilitando o projeto do mesmo.

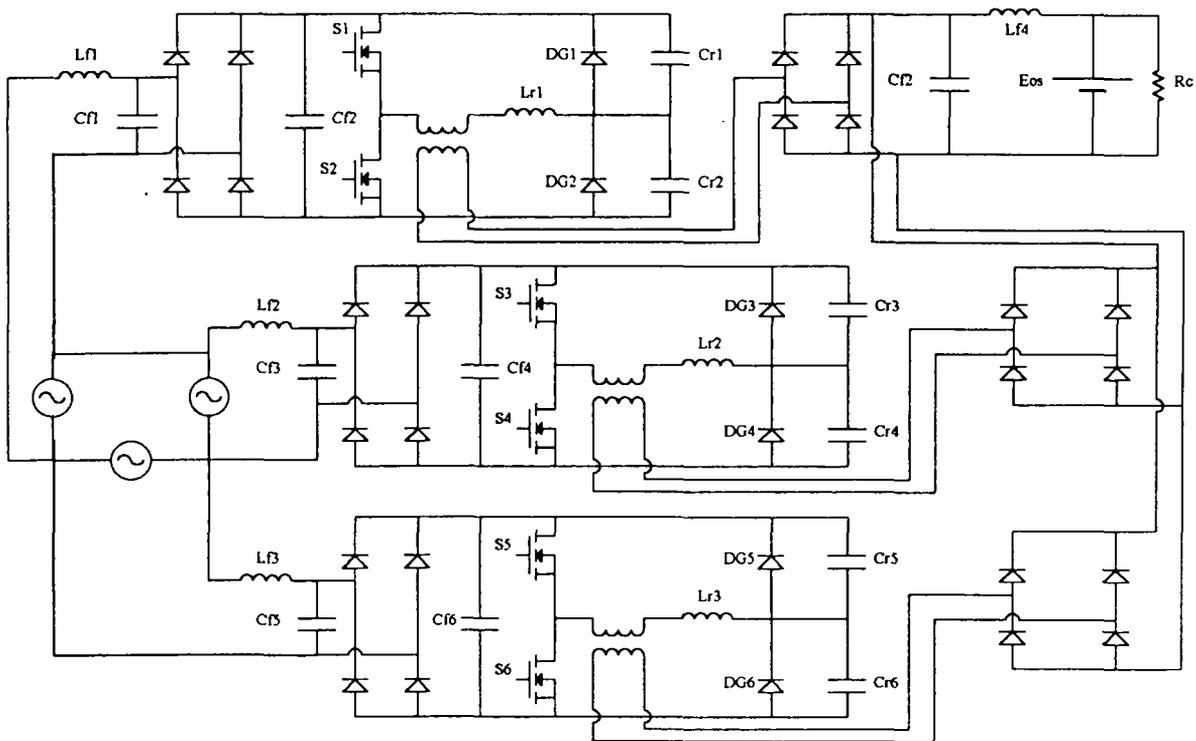


Fig.4- Conversor Proposto

I.2 Estudo Qualitativo e Equacionamento do Sistema:

I.2.1 Etapas de Funcionamento do Conversor Proposto :

Para o estudo qualitativo e quantitativo foram feitas algumas hipóteses simplificadoras, a saber:

- O conversor encontra-se em regime permanente;
- A frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência da tensão de entrada. Assim, durante um período de chaveamento do conversor ressonante, a tensão na saída do retificador de entrada pode ser considerada constante;
- As chaves são consideradas ideais, assim como os demais componentes do circuito.

A partir destas hipóteses pode-se fazer o estudo como se cada célula (definindo-se célula como cada parte do conversor cuja entrada é uma tensão de linha) fosse um conversor DC-DC. Modifica-se então o resultado para levar-se em conta o efeito da entrada senoidal.

Assim, a partir do estudo matemático de um conversor DC-DC, pode-se obter todas as equações matemáticas referentes ao conversor com entrada trifásica proposto, o que torna o equacionamento o mais simples possível.

Com isto obtém-se o circuito da figura 6.

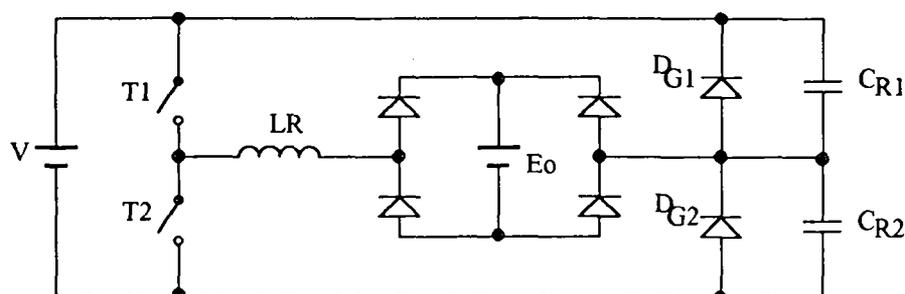


Fig.6- Circuito Equivalente

A partir do circuito da figura 6 determina-se as etapas de funcionamento do conversor:

Etapa 1: (Ressonante) (0, t₁) No instante $t = 0$ a tensão no capacitor C_{R1} é igual a V (onde V é a tensão na saída do retificador de entrada), a corrente no indutor ressonante é igual a zero e a tensão no capacitor C_{R2} é igual a zero. Em $t = 0$ o interruptor $T1$ entra em condução, fazendo com que $V_{C_{R1}}$, $V_{C_{R2}}$, I_{Lr} evoluam de forma ressonante até t_1 onde $V_{C_{R1}}$ é igual a zero, $V_{C_{R2}}$ é igual a V e I_{Lr} é I_1 .

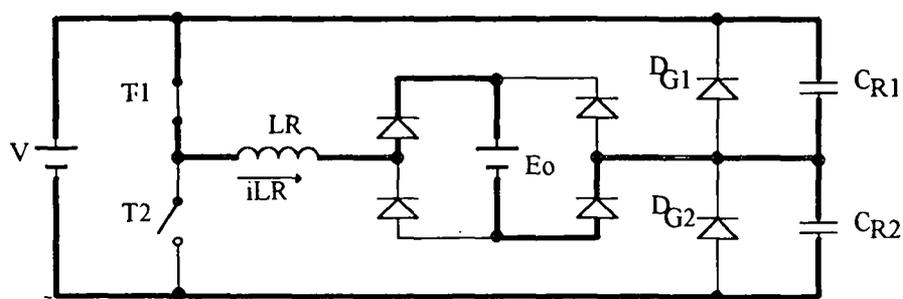


Fig. 7- Primeira Etapa

Etapa 2: (Linear) (t₁, t₂) No instante t_1 a tensão no capacitor C_{R1} chega a zero e o diodo D_{G1} entra em condução, mantendo a tensão de C_{R1} em zero durante esta etapa. A tensão de C_{R2} permanece em V . A corrente no indutor ressonante que tinha chegado a I_1 decai de forma linear até t_2 , quando se anula.

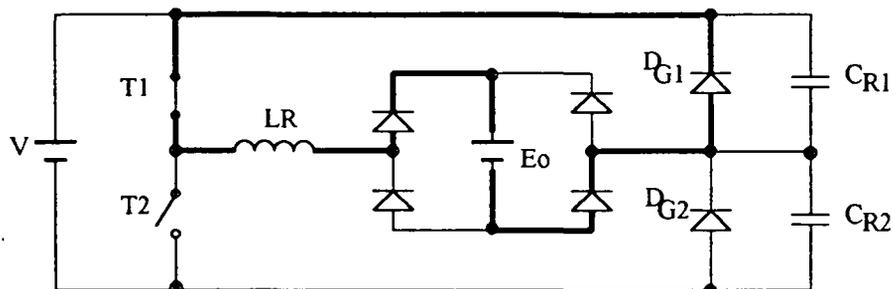


Fig. 8-Segunda Etapa

Etapa 3: (Evolução Constante de V_{CR1} , V_{CR2} , I_{Lr}) (t_2 , t_3) Nesta etapa C_{R2} se mantém carregado com tensão igual a V , C_{R1} com tensão nula e a corrente no indutor ressonante é nula. O término desta etapa ocorre em t_3 quando T_2 entra em condução.

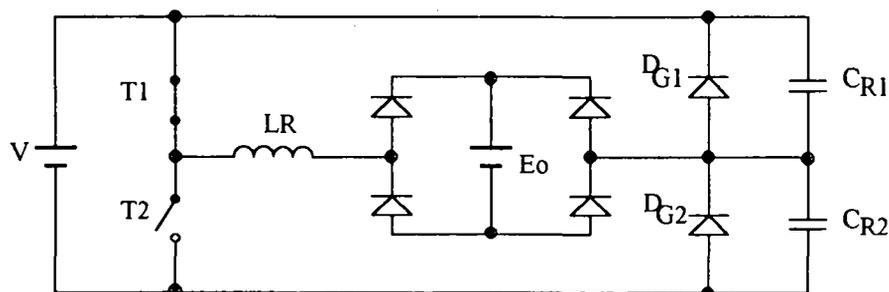


Fig. 9- Terceira Etapa

Etapa 4: (Ressonante) (t_3 , t_4) No instante t_3 a tensão do capacitor C_{R2} é igual a V , a corrente no indutor ressonante L_r é zero e a tensão no capacitor C_{R1} é igual a zero. Em t_3 o interruptor T_2 entra em condução, fazendo com que V_{CR1} , V_{CR2} e I_{Lr} evoluam de forma ressonante até t_4 , quando V_{CR1} é igual a V , V_{CR2} é igual a zero e I_{Lr} é $-I_1$.

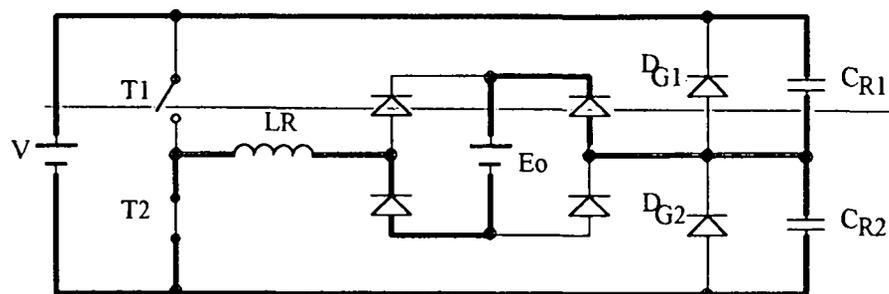


Fig. 10- Quarta Etapa

Etapa 5: (Linear) (t_4 , t_5) No instante t_4 a tensão no capacitor C_{R2} chega a zero e o diodo D_{G2} entra em condução, mantendo a tensão de C_{R2} em zero durante esta etapa.

A tensão de C_{R1} permanece em V . A corrente no indutor ressonante, que tinha chegado a $-I_1$, decai de forma linear até t_5 , quando se anula.

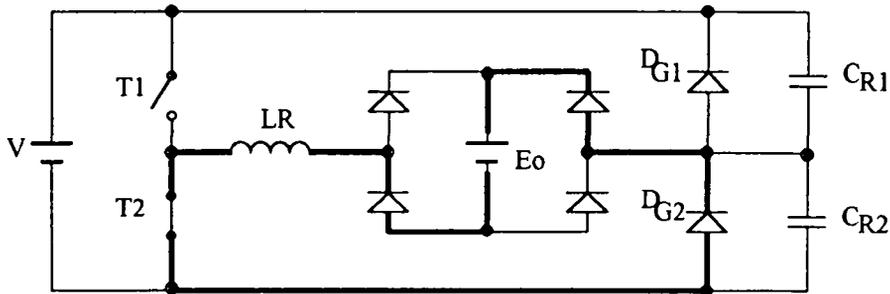


Fig. 11- Quinta Etapa

Etapa 6: (Evolução constante de $V_{C_{R1}}$, $V_{C_{R2}}$, I_{Lr}) (t_5 , t_6) Nesta etapa C_{R1} se mantém carregado com tensão igual a V , C_{R2} com tensão nula e a corrente no indutor ressonante é nula. O término desta etapa ocorre em t_6 , quando T1 entra em condução, ou seja, repetem-se as condições que precedem a primeira etapa.

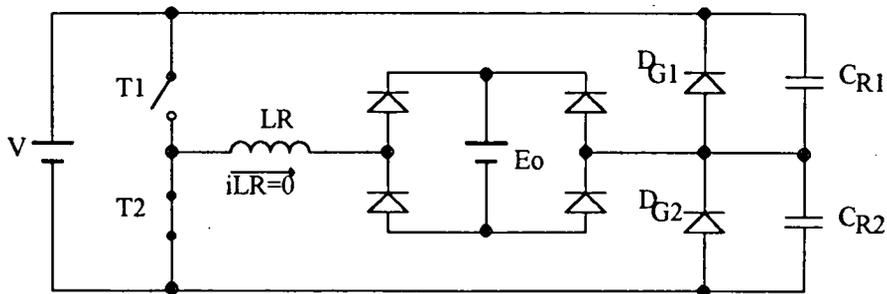


Fig. 12- sexta Etapa

I.2.2 Principais Formas de Onda:

Conhecendo-se as etapas de funcionamento obtém-se as formas de onda da figura 13.

Observa-se que a chave T1 comuta sob corrente nula e o diodo de grampeamento comuta sob tensão nula. Nota-se também que a chave T1 entra em condução com corrente nula.

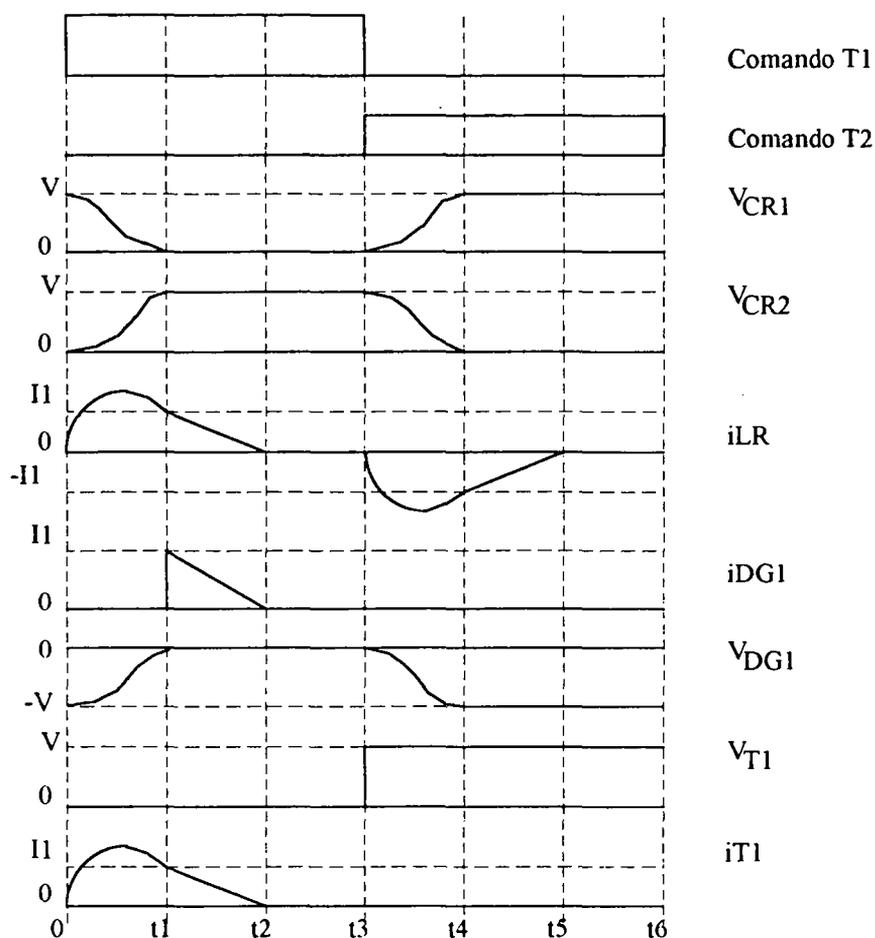


Fig. 13- Principais Formas de Onda

I.2.3 Equacionamento do Sistema:

A) Plano de Fase:

Para o equacionamento do circuito será utilizado o método do plano de fase. O diagrama apresentará apenas um semiciclo devido a sua simetria, aliada ao fato de que somente um semiciclo é necessário para determinar as grandezas parametrizadas a serem utilizadas no dimensionamento do conversor.

As hipóteses para este estudo são:

- A tensão de entrada é constante;
- Resistências, capacitâncias e indutâncias parasitas são nulas;
- As chaves são ideais;
- O intervalo de comutação é muito curto;
- O fator de qualidade Q do indutor ressonante é maior ou igual a 10 ($Q \geq 10$)

onde:

$$Q = \frac{\omega_0 \cdot L}{R} \quad (1)$$

Sejam:

- E_o - tensão de saída refletida ao primário;
- V - tensão de entrada;
- f_s - frequência de chaveamento;

então a relação entre E_o e V é:

$$q = \frac{2 \cdot E_o}{V} \quad (2)$$

Para facilitar o estudo será determinado o circuito equivalente de Thévenin entre os pontos a e b, quando T1 está conduzindo e D_{G1} está bloqueado (fig. 14).

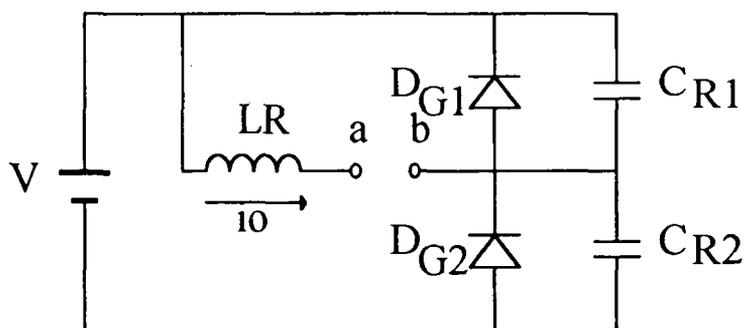


Fig. 14- Circuito Thévenin Equivalente

Curto circuitando V , obtém-se :

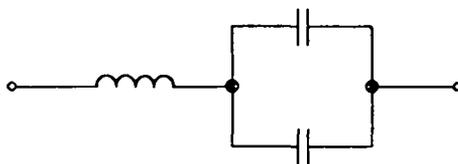


Fig. 15- Impedância Thévenin

Obtém-se assim a impedância de Thévenin vista de a até b (fig. 15). C_{R1} e C_{R2} estão em paralelo, sendo o capacitor equivalente da sua associação $C=C_{R1}+C_{R2}$ (fig.16).

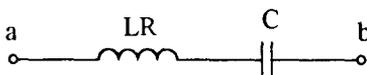


Fig. 16- Impedância Equivalente Final

O circuito completo está na figura 17.

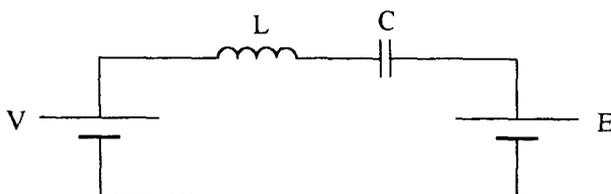


Fig. 17- Circuito Equivalente Completo

Aplicando-se o método do Plano de Fase [6,7] ao circuito da figura 17, obtém-se as equações simplificadas :

$$Vc(t) = (V - E_0) - (V - E_0) \cdot \cos \omega_0 t \quad (3)$$

$$I(t) \sqrt{\frac{Lr}{C}} = (V - E_0) \cdot \sin \omega_0 t \quad (4)$$

Para o traçado do Plano de Fase multiplica-se (4) por j e soma-se com (3), resultando:

$$\bar{R}(t) = Vc(t) + j \cdot I(t) \sqrt{\frac{Lr}{C}} = (V - E_0) - (V - E_0) \cdot \cos \omega_0 t + j \cdot (V - E_0) \cdot \sin \omega_0 t \quad (5)$$

Fazendo $e^{j\omega_0 t} = \cos \omega_0 t + j \cdot \sin \omega_0 t$, resulta.

$$\bar{R}(t) = (V - E_0) + (E_0 - V) \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (6)$$

A equação (6) caracteriza uma circunferência de raio $R1$ com módulo igual a $(Eo-V)$ e centro em $(V-Eo)$. Para $t=0$ $\vec{R}1(0) = 0$.

Para que o semicíclo do diagrama seja completo, é necessário considerar a etapa em que D_{G1} conduz. O circuito equivalente para esta etapa está na figura 18. Trata-se de um indutor cuja corrente decai sob tensão constante.

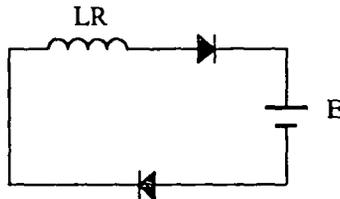


Fig. 18- Circuito Equivalente para a Etapa Linear

Neste caso a expressão para a tensão no capacitor é :

$$V_c(t) = V \quad (7)$$

A corrente inicial no indutor é :

$$I(t1) \sqrt{\frac{L_r}{C}} = (V - E_o) \cdot \text{sen} \omega t1 \quad (8)$$

ou seja:

$$i1 \sqrt{\frac{L_r}{C}} = (V - E_o) \cdot \text{sen} \omega t1 \quad (9)$$

O decaimento da corrente no indutor é linear:

$$E_o = L_r \cdot \frac{di}{dt} \quad (10)$$

$$i = \frac{E_o}{L_r} \cdot \int dt \quad (11)$$

$$i = \frac{E_o}{L_r} \cdot t \quad (12)$$

A corrente inicial no indutor ressonante é i_1 . Assim a expressão para a corrente fica:

$$I(t) = i_1 - \frac{E_0}{L_r} \cdot t \quad (13)$$

Multiplicando (13) por $\sqrt{\frac{L_r}{C}}$ encontra-se:

$$I(t) \sqrt{\frac{L_r}{C}} = i_1 \sqrt{\frac{L_r}{C}} - \frac{E_0 \cdot t}{\sqrt{L_r \cdot C}} \quad (14)$$

Como:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C}} \quad (15)$$

então:

$$I(t) \sqrt{\frac{L_r}{C}} = i_1 \sqrt{\frac{L_r}{C}} - E_0 \cdot t \cdot \omega_0 \quad (16)$$

Com este equacionamento torna-se possível o traçado do diagrama de fase correspondente, que é mostrado na Figura 19.

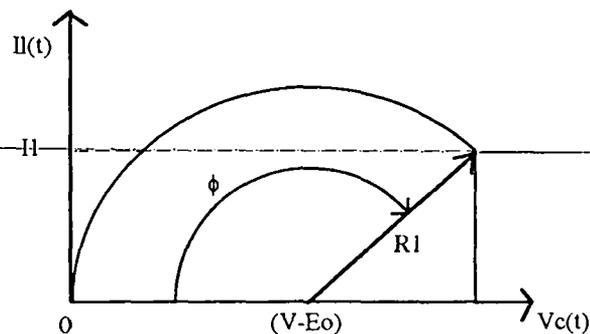


Fig. 19- Diagrama de Fase

Resta determinar o nível de tensão V (Fig. 17, equação 3) que fará com que o conversor opere conforme o previsto. Substituindo valores inteiros de E_o nas equações (3) e (4), nota-se que para V igual a E_o nada ocorre, ou seja, a tensão no capacitor ressonante é zero e permanece zero. A partir de $2E_o$ a tensão no capacitor ressonante oscila cossenoidalmente entre zero e $2E_o$, conforme o previsto. Assim pode-se dizer que o conversor começa a transferir potência para a carga quando a tensão de entrada V é superior a $2E_o$.

B) Fator de Potência e Análise da Distorção Harmônica:

O principal fato gerador da busca de melhores fatores de potência (como mencionado na introdução) é a mudança periódica na legislação. Verificam-se constantes alterações nas normas técnicas, sendo que até o momento não há ainda propostas definitivas. Mesmo a nível internacional, a principal norma sobre o assunto (IEC 555-2) está sob revisão. Por tais motivos, optou-se para fazer um comentário sobre as mesmas no Apêndice A.

Como foi afirmado anteriormente, os conversores AC-DC convencionais com entrada trifásica, baseados em pontes retificadoras completas, apresentam correntes de linha não lineares, correntes estas cuja fase da fundamental depende do capacitor de filtro na saída da ponte. Estes fatores ocasionam um fator de potência pobre para estas estruturas.

Se a transferência de potência das fonte de entrada para a carga ocorrer durante todo o período da senóide de entrada (ou na maior parte deste), ao invés de acontecer somente quando a tensão de entrada for maior que a tensão no capacitor de filtro, o fator de potência é bastante melhorado. O conversor proposto apresenta esta característica, já que suas correntes de entrada são moduladas pelas senóides de entrada. Estas correntes são não lineares mas isto pode ser corrigido pelo uso de filtros de alta frequência na entrada. A seguir será feita a demonstração matemática desta característica do conversor. É interessante observar que esta característica não depende de algum tipo de controle especial, nem de monitorização de corrente, seja ela de entrada ou de saída.

Sejam-as-tensões-de-fase:-

$$V_{an} = V_p \cdot \text{sen} \omega t$$

$$V_{bn} = V_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ)$$

$$V_{cn} = V_p \cdot \text{sen}(\omega t - 240^\circ)$$

E seja a tensão de entrada de um dos conversores:

$$V_{ab} = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ)$$

Definindo a impedância característica do circuito através de:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C}}$$

e com (4), tem-se:

$$I(t) = \frac{(V - E_0)}{Z_0} \cdot \text{sen}\omega t \quad (17)$$

Como:

$$I(t) = i_V + i_{CR1} \quad (18)$$

onde:

i_V - corrente proveniente da fonte
 i_{CR1} - corrente no capacitor C_{R1}

Ou:

$$i_V = I(t) - i_{CR1} \quad (19)$$

Admitindo-se que C_{R1} é igual a C_{R2} :

$$i_{CR1} = \frac{C}{2} \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (20)$$

$$i_{CR1} = \frac{C}{2} \cdot [0 - (V - E_0) \cdot (-\omega \cdot \text{sen}\omega t)] \quad (21)$$

$$i_{CR1} = \frac{C}{2} \cdot \omega \cdot (V - E_0) \cdot \text{sen}\omega t \quad (22)$$

$$i_{CR1} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{C^2}{L_r \cdot C}} \cdot (V - E_0) \cdot \text{sen}\omega t \quad (23)$$

$$i_{CR1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{Z_0} \cdot (V - E_0) \cdot \text{sen}\omega t \quad (24)$$

$$i_{CR1} = \frac{(V - E_0)}{2 \cdot Z_0} \cdot \text{sen}\omega t \quad (25)$$

Assim:

$$i_v = \frac{(V - E_0)}{Z_0} \cdot \text{sen}\omega t - \frac{(V - E_0)}{2 \cdot Z_0} \cdot \text{sen}\omega t \quad (26)$$

$$i_v = \frac{1}{2} \cdot \frac{(V - E_0)}{Z_0} \cdot \text{sen}\omega t \quad (27)$$

A corrente de entrada instantânea média é:

$$i_{V\text{média}} = \frac{1}{\omega_0 \cdot \frac{T_s}{2}} \cdot \int_0^{\omega_0} \frac{(V - E_0)}{2 \cdot Z_0} \cdot \text{sen}\omega t \cdot d\omega t \quad (28)$$

$$i_{V\text{média}} = \frac{(V - E_0)}{\omega_0 \cdot T_s \cdot Z_0} \cdot (-\cos\omega t + 1) \quad (29)$$

Quando $V_c(t) = V$, implica que $t = t_1$. Então:

$$V_c(t_1) = (V - E_0) - (V - E_0) \cdot \cos\omega t_1 \quad (30)$$

$$V = (V - E_0) - (V - E_0) \cdot \cos\omega t_1 \quad (31)$$

$$\cos\omega t_1 = \frac{-E_0}{(V - E_0)} \quad (32)$$

Logo:

$$i_{V\text{médio}} = \frac{(V - E_0)}{\omega_0 \cdot T_s \cdot Z_0} \frac{E_0 + (V - E_0)}{(V - E_0)} \quad (33)$$

$$i_{V\text{m\u00e9dio}} = \frac{V}{\omega_o \cdot T_s \cdot Z_o} \quad (34)$$

$$i_{V\text{m\u00e9dio}} = \frac{f_s \cdot V}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot Z_o} \quad (35)$$

Considerando:

$$V = V_{ab} = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \quad (36)$$

$$i_{V\text{m\u00e9dio}} = \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot Z_o} [\sqrt{3} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ)] \quad (37)$$

A expressão (37) mostra que a corrente instant\u00e2nea m\u00e9dia de entrada varia senoidalmente e em fase com a tens\u00e3o de entrada. Para um sistema trif\u00e1sico equilibrado, o fator de pot\u00eancia \u00e9 igual ao fator de pot\u00eancia de cada fase [8]. No caso do conversor trif\u00e1sico, o sistema \u00e9 considerado equilibrado, de modo que cada c\u00e9lula do conversor fornece um ter\u00e7o da pot\u00eancia total. Desse modo deve-se obter um fator de pot\u00eancia elevado no sistema. A figura 20 ilustra a forma de onda da tens\u00e3o e corrente de entrada (ap\u00f3s a filtragem) de cada c\u00e9lula do conversor.

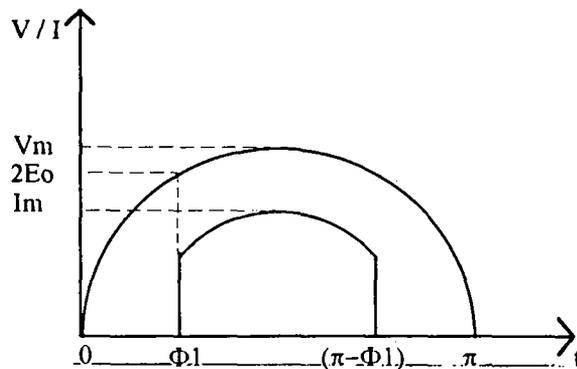


Fig. 20 - Tens\u00e3o e Corrente de Entrada

Tomando-se:

$$V_1 = V_m \cdot \text{sen}\Phi \quad (38)$$

$$I_l = I_m \cdot \text{sen}\Phi \quad (39)$$

onde:

$$\Phi = (\omega t + 30^\circ)$$

$$V_m = \sqrt{3} \cdot V_p$$

$$V_p = \sqrt{2} \cdot V_{\text{rms} / \text{fase}}$$

$$I_m = \frac{f_s \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot Z_o}$$

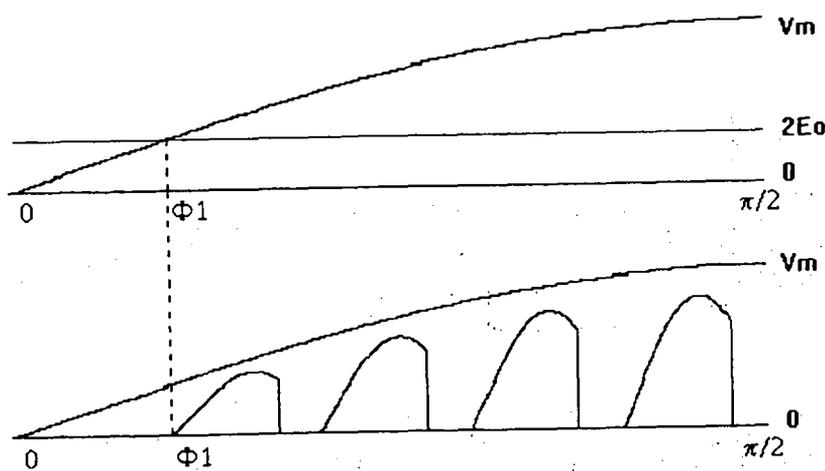


Fig. 21- Detalhe da Tensão e Corrente de Entrada Sem Filtro

Calcula-se a potência média para um quarto de ciclo:

$$P = \frac{1}{\pi/2} \cdot \int_{\Phi_1}^{\pi/2} V_m \cdot I_m \cdot \text{sen}^2 \Phi \cdot d\Phi \quad (40)$$

$$P = \frac{2 \cdot V_m \cdot I_m}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot \int_{\Phi_1}^{\pi/2} (1 - \cos 2\Phi) \cdot d\Phi \quad (41)$$

$$P = 0,5 \cdot V_m \cdot I_m \cdot \frac{\pi - 2 \cdot \Phi_1 + \text{sen} 2\Phi_1}{\pi} \quad (42)$$

$$P = 0,5 \cdot V_m \cdot I_m \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot \Phi_1 - \text{sen} 2\Phi_1}{\pi}\right) \quad (43)$$

Tomando:

$$P = 0,5 \cdot V_m \cdot I_m \cdot FP \quad (44)$$

então:

$$FP = 1 - \frac{2 \cdot \Phi_1 - \text{sen}2\Phi_1}{\pi} \quad (45)$$

Da figura 20:

$$V_m \cdot \text{sen}\Phi_1 = 2 \cdot E_o \quad (46)$$

$$\text{sen}\Phi_1 = \frac{2 \cdot E_o}{V_m} \quad (47)$$

Conclui-se de (47) que o fator de potência depende somente da relação E_o/V_m .

Tomando-se :

$$P = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{1p}}{\sqrt{2}} \quad (48)$$

onde I_{1p} é o valor de pico da componente fundamental da corrente de entrada, obtém-se:

$$\frac{I_{1p}}{\sqrt{2}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cdot \left(1 - \frac{(2\Phi_1 - \text{sen}2\Phi_1)}{\pi}\right) \quad (49)$$

$$I_{1p} = I_m \cdot \left(1 - \frac{(2\Phi_1 - \text{sen}2\Phi_1)}{\pi}\right) \quad (50)$$

O valor eficaz da componente fundamental é:

$$I_{1rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cdot \left(1 - \frac{(2\Phi_1 - \text{sen}2\Phi_1)}{\pi}\right) \quad (51)$$

$$I_{1rms} = \frac{f_s \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot Z_o} \cdot \left(1 - \frac{(2\Phi_1 - \text{sen}2\Phi_1)}{\pi}\right) \quad (52)$$

A resistência emulada é:

$$R = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p / \sqrt{2}}{I_{1rms}} \quad (53)$$

$$R = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot Z_o \cdot \sqrt{2}}{f_s \cdot \sqrt{3} \cdot V_p} \cdot \frac{\pi}{(\pi - (2\Phi_1 - \text{sen}2\Phi_1))} \quad (54)$$

$$R = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot Z_o}{f_s} \cdot \frac{\pi}{(\pi - 2\Phi_1 + \text{sen}2\Phi_1)} \quad (55)$$

O fator de deslocamento é igual a unidade, devido ao comportamento em fase da corrente e tensão de entrada. Sabe-se que:

$$FP = \frac{\cos\phi}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (56)$$

Rearranjando os termos:

$$TDH = \sqrt{\frac{1}{FP^2} - 1} \quad (57)$$

Ao final desta análise observa-se que o fator de potência não varia com a carga, dependendo somente da relação entre tensão de saída refletida ao primário e tensão de entrada.

C) Determinação das Grandezas Parametrizadas:

Far-se-á a seguir a determinação das grandezas parametrizadas e a geração dos ábacos necessários ao projeto do conversor.

Se as equações obtidas para o traçado do diagrama de fase do conversor forem redefinidas, fazendo $V=V_m$, pode-se obter as relações matemáticas de projeto com a tensão na entrada do conversor no seu valor máximo. Após isto, far-se-á uma nova integração, já que estes valores máximos variam senoidalmente com a tensão de entrada.

C.1) Relação entre a Freqüência de Chaveamento e a Freqüência de Ressonância:

Do diagrama de fase da figura 19:

$$\text{sen}(\pi - \varphi) = \frac{i1 \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{|R1|} \quad (58)$$

$$\text{sen}(\pi - \varphi) = \frac{i1 \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{(V_m - E_o)} \quad (59)$$

$$i1 \sqrt{\frac{L_r}{C}} = (V_m - E_o) \cdot \text{sen} \varphi \quad (60)$$

Do diagrama de fase (fig. 19), tem-se que :

$$\text{tg}(\pi - \varphi) = \frac{i1 \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m - (V_m - E_o)} \quad (61)$$

$$\text{tg}(\pi - \varphi) = \frac{i1 \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{E_o} \quad (62)$$

Como:

$$\text{tg}(\pi - \varphi) = -\text{tg} \varphi \quad (63)$$

Logo:

$$-\operatorname{tg}\varphi = \frac{i1\sqrt{\frac{Lr}{C}}}{E_0} \quad (64)$$

Substituindo (60):

$$-\operatorname{tg}\varphi = \frac{(V_m - E_0)}{E_0} \cdot \operatorname{sen}\varphi \quad (65)$$

$$\frac{-\operatorname{sen}\varphi}{\operatorname{cos}\varphi} = \frac{(V_m - E_0)}{E_0} \cdot \operatorname{sen}\varphi \quad (66)$$

$$\operatorname{cos}\varphi = \frac{-E_0}{(V_m - E_0)} \quad (67)$$

Dividindo por V_m o numerador e o denominador de (67) e com $q = \frac{2 \cdot E_0}{V_m}$:

$$\operatorname{cos}\varphi = \frac{q}{q-2} \quad (68)$$

Sabendo-se que:

$$\operatorname{sen}^2 \varphi + \operatorname{cos}^2 \varphi = 1 \quad (69)$$

tem-se que:

$$\operatorname{sen}\varphi = \frac{2 \cdot \sqrt{1-q}}{2-q} \quad (70)$$

Dividindo (60) por V_m , obtém-se:

$$\frac{i1\sqrt{\frac{Lr}{C}}}{V_m} = \sqrt{1-q} \quad (71)$$

Na condução crítica:

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (72)$$

$$f_o = \frac{1}{T_o} = \frac{\omega_o}{2 \cdot \pi} \quad (73)$$

$$\frac{f_s}{f_o} = \frac{1/T_s}{\omega_o/2 \cdot \pi} \quad (74)$$

$$\frac{1}{T_s} = \frac{\omega_o \cdot f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \quad (75)$$

$$T_s = 2 \cdot (T_t + T_d) \quad (76)$$

$$\frac{\omega_o \cdot f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} = \frac{1}{2 \cdot (T_t + T_d)} \quad (77)$$

$$\frac{f_s}{f_o} = \frac{\pi}{\omega_o \cdot (T_t + T_d)} \quad (78)$$

onde:

T_s - período de chaveamento

T_t - tempo de condução da chave na etapa ressonante

T_d - tempo de condução do diodo

Das equações para o diagrama de fase sabe-se que:

$$V_c(t) = (V_m - E_o) - (V_m - E_o) \cdot \cos \omega t \quad (79)$$

Quando $t=T_t$, $V_c(t)=V_m$, logo:

$$V_m = (V_m - E_o) - (V_m - E_o) \cdot \cos \omega_o T_t \quad (80)$$

$$E_o = (E_0 - V_m) \cdot \cos \omega_o T t \quad (81)$$

Dividindo por V_m e fazendo-se as devidas simplificações :

$$\omega_o T t = \arccos \frac{q}{(q-2)} \quad (82)$$

Da mesma forma, sabe-se que :

$$I(t) \sqrt{\frac{L_r}{C}} = i_l \sqrt{\frac{L_r}{C}} - E_o \cdot t \cdot \omega_o \quad (83)$$

Quando $t=T_d$ tem-se $I(t) \sqrt{\frac{L_r}{C}} = 0$. Logo:

$$0 = i_l \sqrt{\frac{L_r}{C}} - E_o \cdot T_d \cdot \omega_o \quad (84)$$

Rearranjando os termos de (84), dividindo por V_m e substituindo (72):

$$\omega_o T_d = \frac{2 \cdot \sqrt{1-q}}{q} \quad (85)$$

Substituindo (83) e (86) em (79):

$$\frac{f_{sm\acute{a}x}}{f_o} = \frac{\pi}{\arccos \frac{q}{q-2} + 2 \cdot \frac{\sqrt{1-q}}{q}} \quad (86)$$

A expressão (86) relaciona a máxima frequência de chaveamento para condução descontínua e a frequência de ressonância.

C.2) Corrente Média nos Diodos de Grampeamento:

A corrente média para um período de chaveamento é :

$$I_{DMP} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_d} \left[i_l \sqrt{\frac{L_r}{C}} - E_o \cdot \omega_o t \right] \cdot dt \quad (87)$$

Resolvendo a integral, dividindo por V_m e fazendo as devidas simplificações:

$$\frac{I_{DMP} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \cdot \frac{(1-q)}{q} \quad (88)$$

Considerando que este valor varia senoidalmente com V_m e integrando-se:

$$\frac{I_{DM} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\phi_1}^{\pi-\phi_1} \frac{I_{DMP} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} \cdot \text{sen} \omega t \cdot d\omega t \quad (89)$$

Resolvendo a integral obtém-se:

$$\frac{I_{DM} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \frac{f_s}{\pi^2 \cdot f_o} \cdot \frac{(1-q)}{q} \cdot \sqrt{1-q^2} \quad (90)$$

C.3) Corrente Eficaz nos Diodos de Grampeamento:

A corrente eficaz nos diodos de grampeamento é:

$$I_{DEP} \sqrt{\frac{L_r}{C}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_d} \left[i_l \sqrt{\frac{L_r}{C}} - E_o \cdot \omega_o \cdot t \right]^2 \cdot dt} \quad (91)$$

Resolvendo a integral, dividindo por V_m e fazendo as devidas simplificações:

$$\frac{I_{DEP} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \sqrt{\frac{f_s}{3 \cdot \pi \cdot f_o} \cdot \frac{(1-q)^{3/2}}{q}} \quad (92)$$

Como a tensão de entrada varia segundo uma senóide retificada, pode-se considerar que o valor eficaz calculado em (93) também varie assim. A fim de evitar um equacionamento mais complexo, optou-se por calcular o valor médio da equação (93). Assim:

$$\frac{I_{DE} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \frac{1}{(\pi - 2 \cdot \Phi_1)} \cdot \int_{\Phi_1}^{\pi - \Phi_1} \frac{I_{DEP} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} \cdot \text{sen}wt \cdot dt \quad (93)$$

Que resulta:

$$\frac{I_{DE} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \sqrt{\frac{4}{3 \cdot \pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(1-q)^{5/2}}{q} \cdot \frac{(1+q)}{(\pi - 2 \cdot \text{arcsen}q)^2}} \quad (94)$$

C.4) Corrente Média nas Chaves Principais:

Inicialmente calcula-se a corrente média durante a etapa ressonante:

$$I_{RP} \sqrt{\frac{L_r}{C}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_1} (V_m - E_o) \cdot \text{sen}wt \cdot dt \quad (95)$$

Dividindo por V_m , integrando e fazendo-se as devidas simplificações:

$$\frac{I_{RP} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \quad (96)$$

Para obter a corrente média é preciso somar a corrente média da etapa ressonante com a corrente média durante a etapa linear, a qual é igual a corrente média no diodo (89). Assim:

$$\frac{I_{TMP} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot q} \quad (97)$$

Repetindo os procedimentos anteriores obtém-se:

$$\frac{I_{TM} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \frac{I_{TMP} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \frac{f_s}{\pi^2 \cdot f_o \cdot q} \cdot \sqrt{1-q^2} \quad (98)$$

C.5) Corrente Eficaz nas Chaves Principais:

Em primeiro lugar calcula-se a corrente eficaz durante a etapa ressonante.

$$\left(\frac{I_{ERP} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} \right)^2 = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_1} \left(\frac{I_p \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} \right)^2 \cdot \text{sen}^2 \omega_o t \cdot dt \quad (99)$$

Onde $\frac{I_p \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m}$ é a corrente de pico parametrizada na chave. Resolvendo a integral obtém-se:

$$\left(\frac{I_{ERP} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} \right)^2 = \frac{f_s}{16 \cdot \pi \cdot f_o} \cdot \left[(2-q)^2 \cdot \arccos \frac{q}{q-2} + 2 \cdot q \cdot \sqrt{1-q} \right] \quad (100)$$

Integrando como em I.2.4.3.3, obtém-se:

$$\left(\frac{I_{ER} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} \right)^2 = \frac{(1-q^2)}{(\pi - 2 \cdot \arcsenq)^2} \cdot \frac{f_s}{4 \cdot \pi \cdot f_o} \cdot [(2-q)^2 \cdot \arccos \frac{q}{q-2} + 2 \cdot q \cdot \sqrt{1-q}] \quad (101)$$

A seguir compõem-se esta parcela com a corrente eficaz no diodo (95) para obter:

$$\frac{I_{ET} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \sqrt{\left(\frac{I_{ER} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} \right)^2 + \left(\frac{I_{DE} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} \right)^2} \quad (102)$$

C.6) Corrente de Pico nos Diodos de Grampeamento:

Esta corrente é igual a :

$$\frac{I_{PD} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \frac{i_l \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \sqrt{1-q} \quad (103)$$

C.7) Corrente de Pico nas Chaves Principais:

Tem-se:

$$I_p \sqrt{\frac{L_r}{C}} = (V_m - E_o) \quad (104)$$

Dividindo por V_m e simplificando:

$$\frac{I_p \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \frac{2-q}{2} \quad (105)$$

C.8) Correntes no Indutor Lr:

A corrente média que circula no indutor é nula. A corrente de pico é igual a corrente de pico nas chaves principais. O valor eficaz é:

$$\frac{I_{LRE} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = \sqrt{2} \cdot \frac{I_{ET} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} \quad (106)$$

C.9) Corrente de Pico na Entrada:

O valor da corrente de pico da corrente de entrada é igual a metade da corrente de pico nas chaves principais. Deve-se observar que com a inclusão do filtro de alta frequência na entrada este valor fica alterado.

C.10) Corrente Média de Saída Parametrizada:

Da equação (43) (potência média na entrada de uma das células para um quarto de ciclo) obtém-se:

$$P = 0,5 \cdot V_m \cdot \frac{f_s \cdot V_m}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot Z_o} \cdot \left(1 - \frac{2\Phi_1 - \text{sen}2\Phi_1}{\pi} \right) \quad (107)$$

A potência na saída do conversor trifásico, considerando relação de transformação unitária, rendimento unitário e a contribuição das três células, será:

$$E_o \cdot I_o = 3 \cdot P \quad (108)$$

Sabendo-se que:

$$\Phi_1 = \arcsen q \quad (109)$$

$$\cos \Phi_1 = \sqrt{1 - q^2} \quad (110)$$

$$\text{sen}2\Phi_1 = 2 \cdot \text{sen}\Phi_1 \cdot \cos \Phi_1 \quad (111)$$

Substituindo (107), (109), (110) e (111) em (108) e fazendo as devidas simplificações:

$$\frac{I_o \sqrt{\frac{Lr}{C}}}{V_m} = \frac{3}{2 \cdot \pi \cdot q} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot \arcsenq - 2 \cdot q \cdot \sqrt{1 - q^2}}{\pi} \right) \quad (112)$$

C.11) Fator de Potência Parametrizado:

Substituindo-se (119) em (45), obtém-se:

$$FP = 1 - \frac{(2 \cdot \arcsenq - \text{sen}2(\arcsenq))}{\pi} \quad (113)$$

C.12) Geração de Ábacos:

As equações obtidas anteriormente dão origem às figuras 22 a 31.

Na figura 22 é mostrada a relação entre a frequência de chaveamento e a frequência de ressonância, em função do parâmetro "q". Nota-se que esta relação é linear e, conseqüentemente, a potência de saída varia linearmente com a frequência de chaveamento.

Na figura 23 é apresentado o fator de potência em função do parâmetro "q". Observa-se que o fator de potência aumenta conforme "q" diminui. A diminuição de "q" acarreta um aumento das correntes circulantes no circuito, fazendo com que aumentem as perdas de condução.

A figura 24 apresenta a relação entre o ângulo inicial Φ_1 e o fator de potência. Conforme o ângulo aumenta o fator de potência diminui, conforme o esperado.

As figuras seguintes mostram diversas grandezas parametrizadas úteis no dimensionamento dos componentes. Dentre elas destaca-se a Corrente Média Parametrizada de Saída, que é também a Característica de Saída do Conversor.

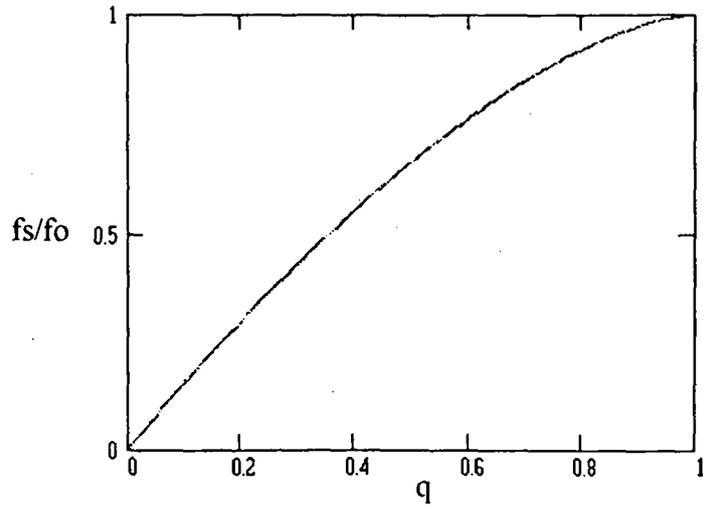


Fig 22- Relação entre a frequência de chaveamento e a frequência de ressonância

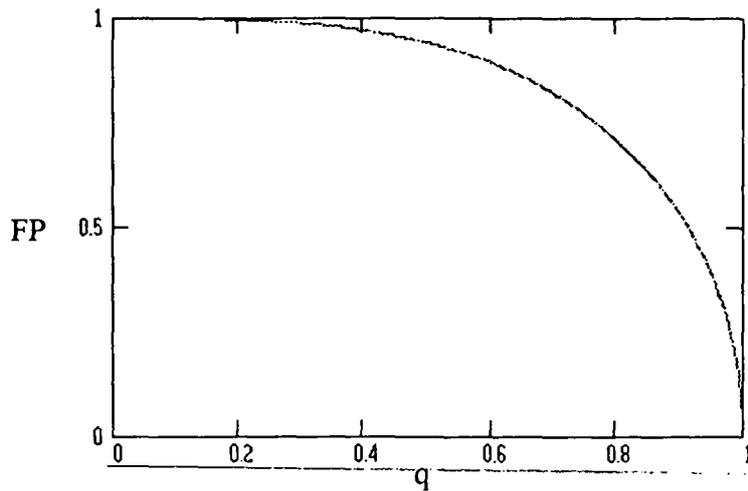


Fig. 23- Fator de Potência em função de q

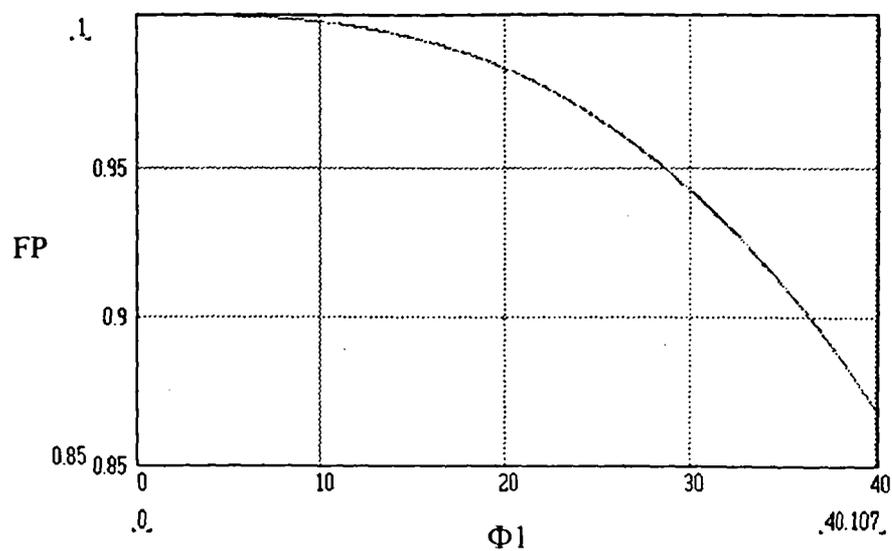


Fig.24 - Fator de Potência versus Ângulo Inicial

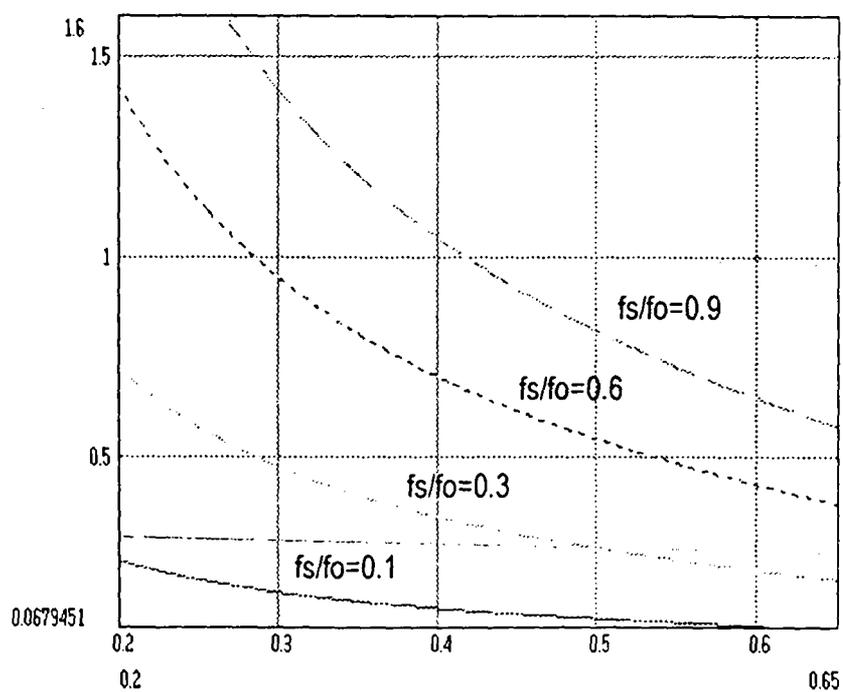


Fig. 25 - Corrente Média Parametrizada de Saída

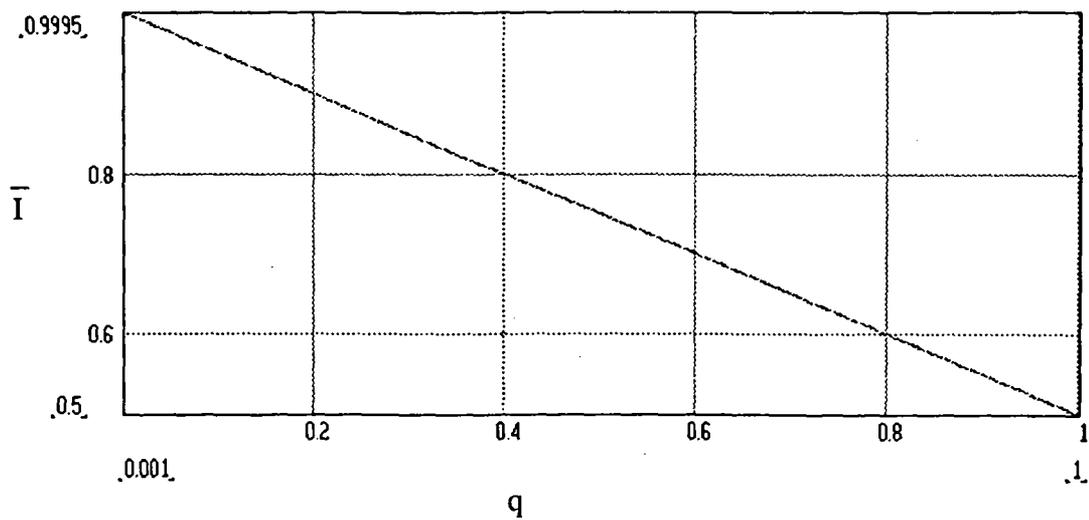


Fig. 26 - Corrente de pico Parametrizada nas Chaves

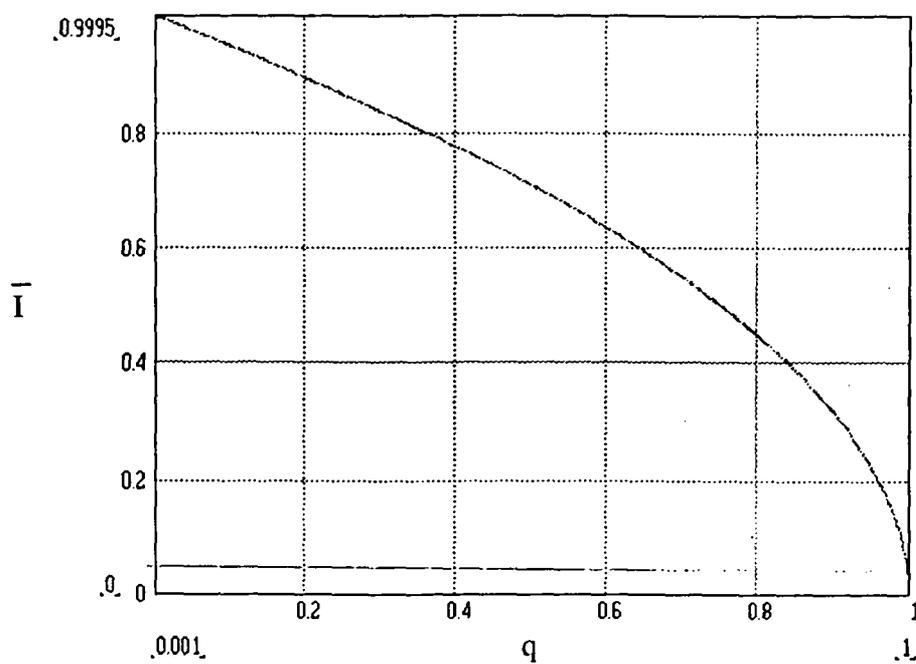


Fig. 26- Corrente de Pico Parametrizada
nos Diodos de Grampeamento

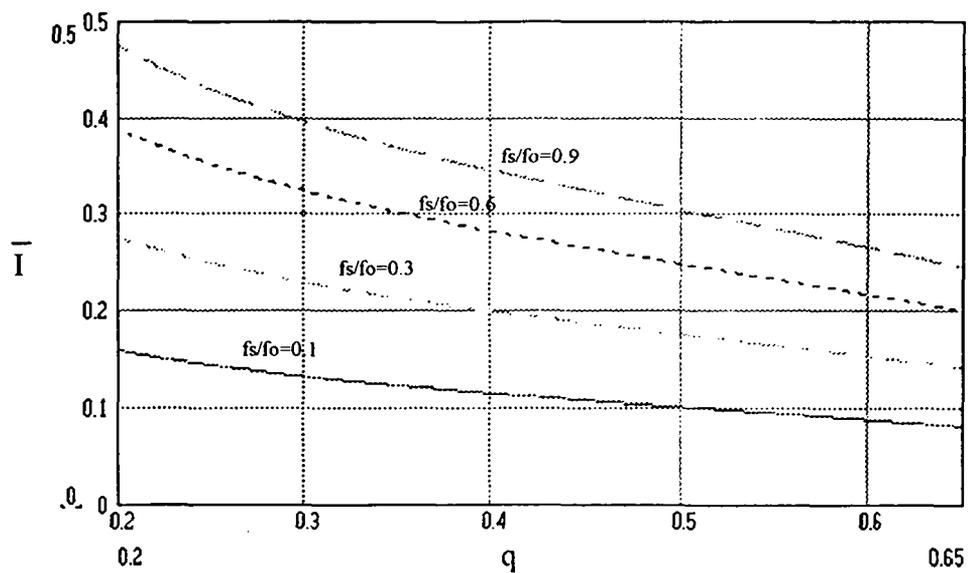


Fig. 27- Corrente Eficaz Parametrizada nos Transistores

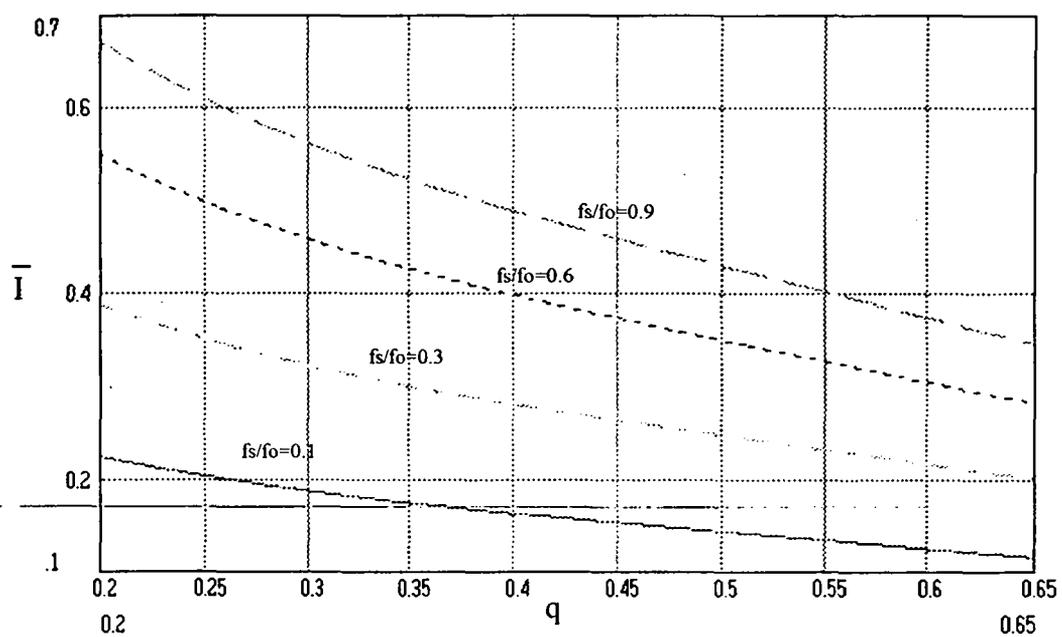


Fig. 28- Corrente Eficaz Parametrizada no Indutor Ressonante

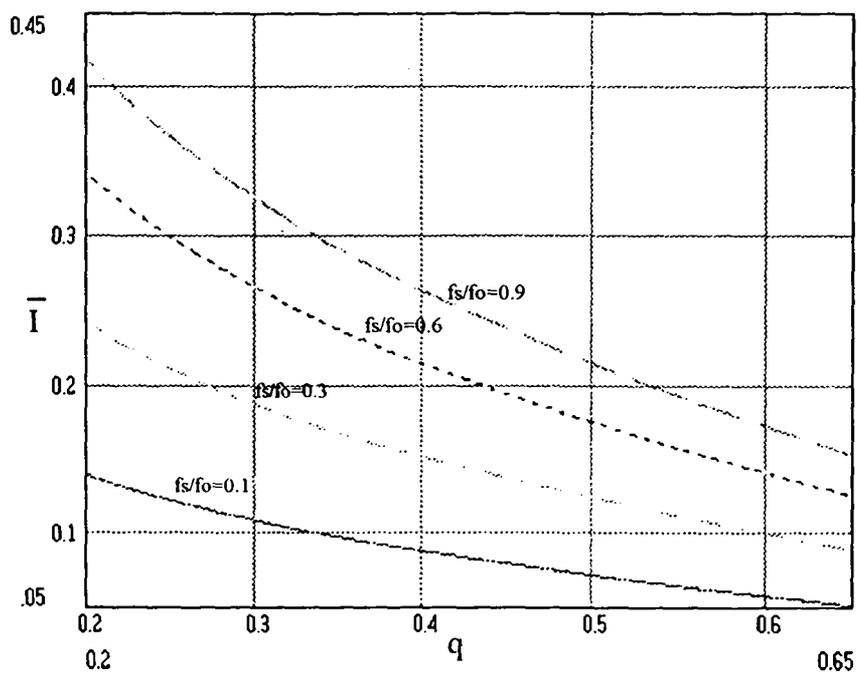


Fig. 29- Corrente Eficaz Parametrizada nos Diodos de Grampeamento

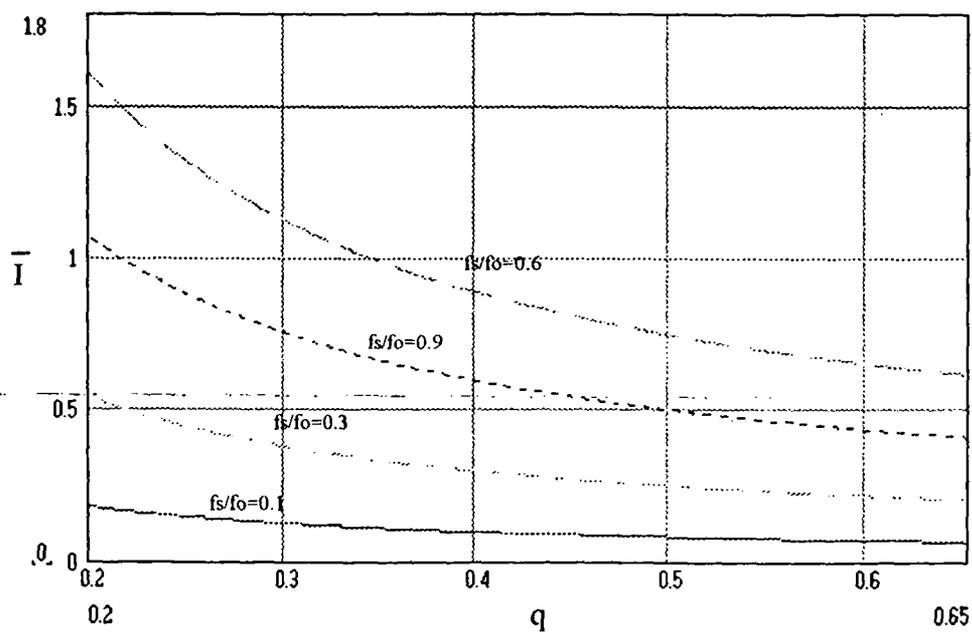


Fig. 30- Corrente Média Parametrizada nos Transistores

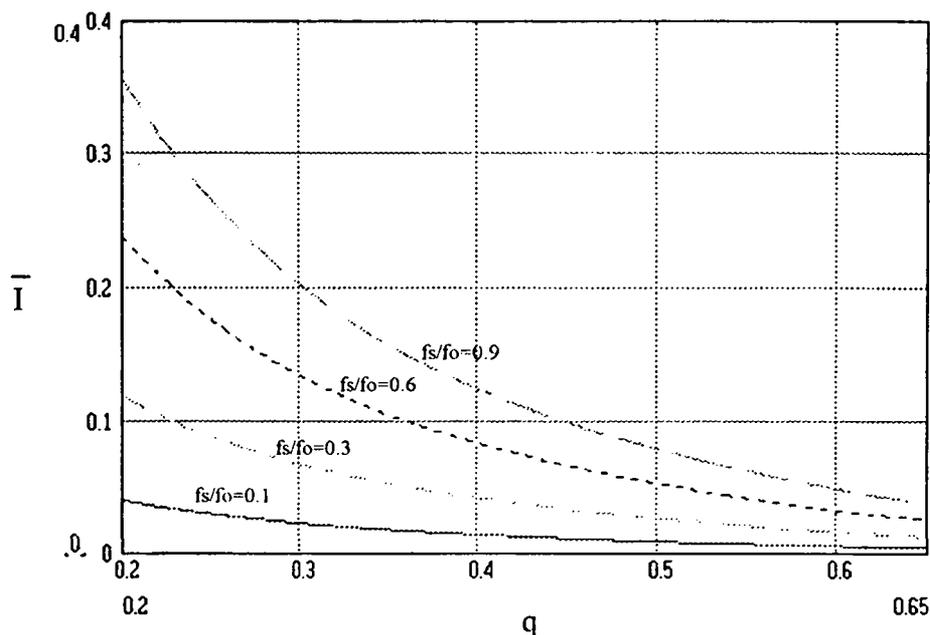


Fig. 31- Corrente Média Parametrizada nos Diodos de Grampeamento

I.2.4 Conclusão:

Neste capítulo foram tecidas algumas considerações sobre fator de potência. Também foi realizada a análise qualitativa e quantitativa do conversor, demonstrando o seu alto fator de potência intrínseco, com um único estágio de processamento de energia, e suas comutações não dissipativas.

As grandezas parametrizadas e os ábacos necessários ao projeto foram determinados.

Da expressão da corrente média de saída parametrizada observa-se que a corrente média de saída é proporcional a frequência de chaveamento. Observa-se também que, para uma mesma tensão máxima de entrada, a impedância característica diminui conforme o aumento da potência de saída do conversor. Isto acarreta um aumento do capacitor ressonante e uma diminuição do indutor ressonante para uma mesma frequência de ressonância.

Da expressão do fator de potência parametrizado nota-se que o fator de potência aumenta conforme "q" diminui. A diminuição de "q" acarreta um aumento nas correntes que circulam no circuito, aumentando as perdas de condução e diminuindo o rendimento.

Capítulo II

Projeto e Simulação do Circuito de Potência

II.1 Introdução:

Neste capítulo será utilizado o modelo matemático obtido no capítulo I para o projeto do conversor proposto. Os ábacos gerados anteriormente serão utilizados para o dimensionamento dos componentes e as equações para o projeto de transformadores, indutores e filtros serão apresentadas.

Com a finalidade de comprovar o estudo teórico realizado no capítulo anterior e a metodologia de projeto ao final deste capítulo, serão apresentados os resultados das simulações realizadas, passo importante antes da implementação de um protótipo em laboratório.

Especificações de Projeto:

Potência Máxima de Saída: 600 W

Tensão Máxima de Entrada: $V_m = \sqrt{2} \cdot 380 = 537,4 \text{ V}$

Admitindo-se 15% de queda na entrada: $V_m = 457 \text{ V}$

Frequência de Chaveamento máxima: $f_{sm\acute{a}x} = 30 \text{ kHz}$

Fator de Potência: $FP \geq 0,95$

Tensão de Saída: 48 V

Rendimento: 90 %

O fato de admitir-se uma redução de tensão na entrada do conversor tem duas conseqüências fundamentais:

- Obtém-se um fator de potência maior que o especificado, para tensão nominal na entrada.
- A potência especificada é obtida para uma frequência de chaveamento maior, ou para a frequência de chaveamento nominal obtém-se uma potência maior na saída.

II.2 Dimensionamento dos Componentes:

II.2.1 Determinação dos Componentes Ressonantes:

1. Do ábaco FP x Ângulo inicial, para $FP=0,95 \Rightarrow \Phi_1 = 28^\circ = 0,4887 \text{ rad}$

2. Da equação (46):

$$E_0 = \frac{V_m}{2} \cdot \text{sen}\Phi_1 = 107,3 \text{ V}$$

3. A relação de transformação será :

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{107,3}{48} = 2,235$$

4. Da equação (2):

$$q = \frac{2 \cdot 107,3}{457} = 0,4695$$

Para tensão nominal (537,4 V), $q=0,39$ e o fator de potência esperado é 0,97.

5. Da expressão (87) e com $q=0,4695$:

$$\frac{f_s}{f_0} = 0,6302$$

logo: $f_0 = 47603,93 \text{ Hz}$

6. Sabendo-se que:

$$I_0 = \frac{1,1 \cdot P_{\text{out}}}{E_0} = \frac{1,1 \cdot 600}{107,3} = 6,15 \text{ A}$$

Onde o fator de multiplicação 1,1 aparece devido ao rendimento escolhido (90 %).

Do ábaco da Corrente Média Parametrizada na Bateria:

$$\frac{I_0 \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = 0,61$$

logo :

$$\sqrt{\frac{L_r}{C}} = 45,32$$

$$\frac{L_r}{C} = 2053,9$$

e com:

$$L_r C = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0)^2}$$

$$C = 73,77 \text{ nF}$$

$$C_{r1} = C_{r2} = 36,88 \text{ nF} \Rightarrow \text{Adotou-se } C_{r1} = C_{r2} = 40 \text{ nF}$$

$$L_r = 151,51 \text{ } \mu\text{H}$$

II.2.2 Dimensionamento do Transformador de Alta Freqüência:

Seguimos a metodologia desenvolvida em [9].

1. Escolha do núcleo do transformador:

$$A_e A_w = \frac{1,42 \cdot P}{f_s \cdot B_{\max} \cdot D} \cdot 10^3 \text{ cm}^4$$

onde:

D- densidade de corrente (A/mm²)

B_{máx}- excursão máxima do fluxo (Gauss)

com:

$$P = 200 \text{ W}$$

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

$$B_{\text{máx}} = 1200 \text{ G}$$

$$D = 3 \text{ A/mm}^2$$

$$A_e A_w = 2,62 \text{ cm}^4$$

O núcleo escolhido foi o tipo E-42/15, que apresenta $A_e A_w = 2,84 \text{ cm}^4$.

2. Número de Espiras do Enrolamento Primário:

$$N_p = \frac{V_m \cdot 10^5}{4,44 \cdot f_s \cdot A_n \cdot B_{\text{Máx}}}$$

onde:

A_n - Seção transversal do núcleo

$$N_p = 20$$

3. Número de espiras do enrolamento secundário:

$$N_s = N_p \cdot \frac{E_{\text{out}}}{E_o}$$

$$N_s = 9$$

II.2.3 Dimensionamento do Indutor:

Será seguida a metodologia proposta em [10].

1. Escolha do núcleo do Indutor:

$$A_e A_w = \frac{L_r \cdot I_{pk} \cdot I_{ef} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{\text{Máx}} \cdot J_{\text{Máx}}}$$

onde :

K_w - fator de enrolamento = 0,7

$J_{MÁX}$ - densidade de corrente máxima (A/cm²) = 300 A/cm²

$B_{MÁX}$ - máxima excursão de fluxo (T) = 0,06 T

I_{pk} - Corrente de Pico (A) =9,97 A

I_{ef} - Corrente eficaz (A) = 5,19 A

Utilizando-se os ábacos, calcula-se as correntes acima. Como C_{r1} e C_{r2} foram adotados como sendo 40 nF, recalcula-se o indutor:

$$L_r = \frac{1}{C \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_o)^2} = 139,71 \mu H$$

Projeta-se o indutor com $L_r=136\mu$ para levar em conta a dispersão do transformador. Com isto:

$$A_e A_w = 1,34 \text{ cm}^4.$$

Adotou-se o núcleo E-42/15.

2. Número de Espiras:

$$N = \frac{L_r \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{B_{MÁX} \cdot A_e}$$

$$N = 30$$

3. Entreferro:

$$L_g = \frac{\mu_o \cdot \mu_r \cdot N^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_r} \text{ (cm)}$$

onde:

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ - permeabilidade absoluta do vácuo

$\mu_r = 1$ - permeabilidade relativa do ar

L_g - entreferro

$L_g/2$ - entreferro a ser utilizado

$L_g/2 = 0.08 \text{ cm}$

II.2.4 Dimensionamento dos Condutores e Avaliação da Influência do Efeito Pelicular nos Elementos Magnéticos:

1. Transformador:

$$S = \frac{I_{ef}}{J_{MÁX}}$$

onde:

S- Área total dos fios (cm^2)

I_{ef} - Corrente Eficaz (A) = 4,75 A

$J_{MÁX}$ - Densidade de Corrente Máxima = 3 A/mm²

$S = 0.01583333 \text{ cm}^2$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}}$$

onde Δ é a profundidade de penetração e f_s a frequência de chaveamento.

$\Delta = 0.04330127 \text{ cm}$

Foi utilizado fio 21 AWG com área de 0.004105 cm^2 .

$$nf = \frac{S}{Sf}$$

onde:

nf- número de fios

Sf- área da seção transversal do fio escolhido

nf= 7 fios

Repetindo-se o cálculo para o secundário do transformador encontrou-se 7 fios.

2. Indutor:

Repetindo-se o mesmo procedimento realizado para o transformador, obtém-se:

S=1,58 mm²

$\Delta = 0,04330127\text{cm}$

Adotou-se o fio 19 AWG $\Rightarrow 0,006527\text{cm}^2$

nf= 3 fios.

II.2.5 Dimensionamento do Capacitor:

A tensão nominal do capacitor deve ser superior à de trabalho, que neste caso é 600 V. Utilizou-se capacitores Icotron série TACF de polipropileno, sendo um de 18 μ e outro de 22 μ para cada Cr.

II.2.6 Dimensionamento das Chaves Principais:

- Máxima tensão "Dreno-Fonte".
- Máxima corrente de dreno.

Do ábaco da Corrente de Pico na Chave Principal, tem-se:

$$\frac{I_p \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = 0,75$$

$$I_p = 9,77 \text{ A}$$

A tensão máxima de trabalho é 600 V. Com estes dados escolheu-se o MOSFET APT8075BN.

II.2.7 Dimensionamento dos Diodos de Grampeamento :

1. Corrente Média:

Do ábaco da Corrente Média no Diodo de Grampeamento :

$$\frac{I_{DM} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = 0,0642$$

Logo, $I_{DM} = 0,836 \text{ A}$.

2. Corrente Eficaz:

Do ábaco da Corrente Eficaz nos Diodos de Grampeamento:

$$\frac{I_{DE} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = 0,21$$

Logo, $I_{DM} = 2,728 \text{ A}$.

3. Corrente de Pico:

Do ábaco da Corrente de Pico nos Diodos de Grampeamento:

$$\frac{I_{PD} \sqrt{\frac{L_r}{C}}}{V_m} = 0,72$$

Logo, $I_{PD} = 9,38 \text{ A}$.

De posse destes valores foi escolhido o diodo rápido SKE4F1/08.

II.2.8 Dimensionamento dos Diodos da Ponte de Entrada:

1. Tensão Reversa Máxima: Deve ser maior que a tensão de pico de entrada. Neste caso, tem-se 600 V.

2. Corrente Eficaz nos Diodos: A corrente eficaz nos diodos equivale à corrente eficaz nos capacitores C_{r1} e C_{r2} , que por sua vez correspondem à corrente eficaz na etapa ressonante no transistor. Neste caso, tem-se 1,34 A.

3. Corrente Média nos diodos: Corresponde a :

$$\frac{I_{TM} \sqrt{\frac{L_r}{C}} / V_m - I_{DM} \sqrt{\frac{L_r}{C}} / V_m}{2}$$

Neste caso, obtém-se 0,37 A.

Com estes dados, foi escolhida a ponte retificadora AEGIS 25-08

II.2.9 Dimensionamento dos Diodos da Ponte de Saída:

1. Tensão Reversa Máxima: Deve ser maior que a tensão de saída, que neste caso é 48 V.

2. Corrente Eficaz: É igual a corrente eficaz no transistor referida ao secundário e dividida por $\sqrt{2}$. Neste caso obtém-se 5,8 A.

3. Corrente Média: Segue o mesmo dimensionamento de uma ponte retificadora convencional.

$$I_M = 0,17 \cdot I_{DCOUT}$$

onde:

I_M - Corrente Média no Diodo da Ponte de Saída

I_{DCOUT} - Corrente Média de Saída do Conversor a plena carga

Neste caso $I_M = 2,21$ A.

Com estes dados escolheu-se o diodo SKE2F6/06 e na ausência deste, dois diodos SK4F3/01 em paralelo.

II.2.10 Cálculo Térmico do Indutor e Transformador:

1. Perdas no Cobre:

$$P_{cu} = R_c \cdot N \cdot l_t \cdot \frac{I_{ef}^2}{n_f}$$

onde:

R_c - Resistência por unidade de comprimento

N - Número de espiras

l_t - Comprimento médio de uma espira (cm)

I_{ef} - Corrente eficaz (A)

n_f - número total de fios

Para o transformador :

$$P_{tcu} = P_{cuprim} + P_{cusec}$$

$$P_{tcu} = 0,942 \text{ W}$$

2. Perdas no núcleo:

$$P_n = (\Delta B_{M\acute{A}X})^{2,4} \cdot (K_H \cdot f_s + K_E \cdot f_s^2) \cdot V_n$$

onde:

$\Delta B_{M\acute{A}X}$ - Excursão da densidade de fluxo máxima (T)

K_H - Coeficiente de perdas por histerese

K_E - Coeficiente de perdas por correntes parasitas

f_s - frequência de chaveamento

V_n - Volume do núcleo (cm^3)

Para o ferrite $K_H = 4 \cdot 10^{-5}$; $K_E = 4 \cdot 10^{-10}$

$$P_n = 0,1644 \text{ W}$$

Perdas Totais:

É a soma das perdas no núcleo e no cobre. Neste caso obtém-se 1,11 W.

4. Resistência térmica do núcleo para convecção natural:

$$R_t = 23 \cdot (A_e A_w)^{-0,37}$$

$$R_t = 15,63 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$$

5. Elevação da temperatura no núcleo:

$$\Delta t_n = P_t \cdot R_t$$

$$\Delta t_n = 17,35^\circ\text{C}$$

Repetindo-se o mesmo procedimento para o indutor encontrou-se:

$$P_{cu}=0,6929 \text{ W}$$

$$P_n= 0,9575 \text{ W}$$

$$R_t= 15,6314 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$P_t= 1,6504 \text{ W}$$

$$\Delta t_n= 25,8 \text{ }^\circ\text{C}$$

II.2.11 Potência Dissipada nos Transistores:

$$P = R_{DSON} \cdot (I_{TEF})^2$$

Com a ajuda dos ábacos calcula-se a corrente eficaz nos transistores. Neste caso resulta em 3,67 A. A R_{DSON} da chave é de 0,75 Ω . Logo:

$$P= 10,10 \text{ W}$$

II.2.12 Potência Dissipada nas Pontes de Entrada :

$$P_{cond} = (r \cdot I_{DEF}^2 + V_j \cdot I_{Dméd}) \cdot 4$$

Com $r=0,7 \Omega$ e $V_j=0,85 \text{ V}$ tem-se que:

$$P_{cond}= 6,32 \text{ W}$$

II.2.13 Filtro de Saída:

$$LC = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2}$$

Adotou-se $C = 4400 \mu\text{F}$ porque o capacitor deve ter valor elevado a fim de caracterizar-se como uma fonte de tensão. Com $f = 3000 \text{ Hz}$, tem-se:

$$L = 2,56 \mu\text{H}$$

Tendo em vista o baixo valor calculado, utilizou-se a própria indutância parasita dos cabos de conexão como indutor de filtro.

II.2.14 Filtro de Entrada:

A partir da expressão (55) e com os procedimentos adotados em [10]:

$$C_{in} \leq \frac{1}{20 \cdot \pi \cdot R \cdot f_l}$$

onde:

f_l - frequência da linha

R - Resistência emulada pelo conversor

Neste caso $C_{in} = 1,42 \mu\text{F}$.

$$L_{in} = \frac{1}{(0,4 \cdot \pi \cdot f_s)^2 \cdot C_{in}}$$

$$L_{in} = 496,07 \mu\text{H}$$

Para o cálculo deste indutor adotou-se o mesmo procedimento utilizado para o indutor ressonante. Os valores obtidos são ($B_{MÁX} = 0,6 \text{ T}$):

$$A_e A_w = 0,249 \text{ cm}^4$$

Núcleo adotado: E-30/14

Número de espiras: 35

Entreferro Utilizado: $L_g/2 = 0,018 \text{ cm}$

Fio utilizado: 20 AWG

Perdas no cobre: 0,42 W

Resistência Térmica: 22,83 °C/W

Excursão de Temperatura: 9,64 °C

A impedância característica Z_0 para este nível de potência é alta. Isto acarreta uma resistência emulada pelo conversor relativamente alta (perto de 185 Ω para plena carga), levando a um capacitor de filtro de entrada pequeno e uma indutância relativamente alta.

A prática mostra que é conveniente dividir-se a capacitância calculada para o filtro de entrada em duas parcelas, implementando-se um capacitor na etapa AC e outro na etapa DC da ponte retificadora. A parcela representada pelo capacitor colocado na etapa DC deve ser maior que a do capacitor conectado na etapa AC, com o intuito de que os diodos da ponte possam ser lentos e, conseqüentemente, de menor custo.

Outro ponto a ser destacado é o projeto do filtro de entrada. Um mal ajuste dos componentes pode levar a uma taxa de distorção harmônica maior que o previsto e a um fator de deslocamento diferente da unidade.

II.3 Análise por Simulação Numérica

Neste item serão apresentados os resultados de simulação feita para o circuito da figura 4 com $L_r = 150,5 \mu\text{H}$, $C_{r1} = C_{r2} = 37 \text{ nF}$ e indutância magnetizante (no primário do transformador de alta frequência) igual a 5 mH.

II.3.1 Formas de Onda Relevantes:

Nas figuras 32 a 38 são apresentadas as formas de onda mais representativas do funcionamento do conversor. A figura 32 apresenta as formas de onda da tensão na chave, corrente na chave, tensão no diodo de grampeamento e corrente no diodo de grampeamento, todas para um período da rede. A rede foi considerada como de 600 Hz a fim de diminuir o tempo de simulação, o que não altera os resultados. Nota-se uma pequena sobretensão, que surge na entrada do conversor, ocasionada pelo filtro de alta frequência.

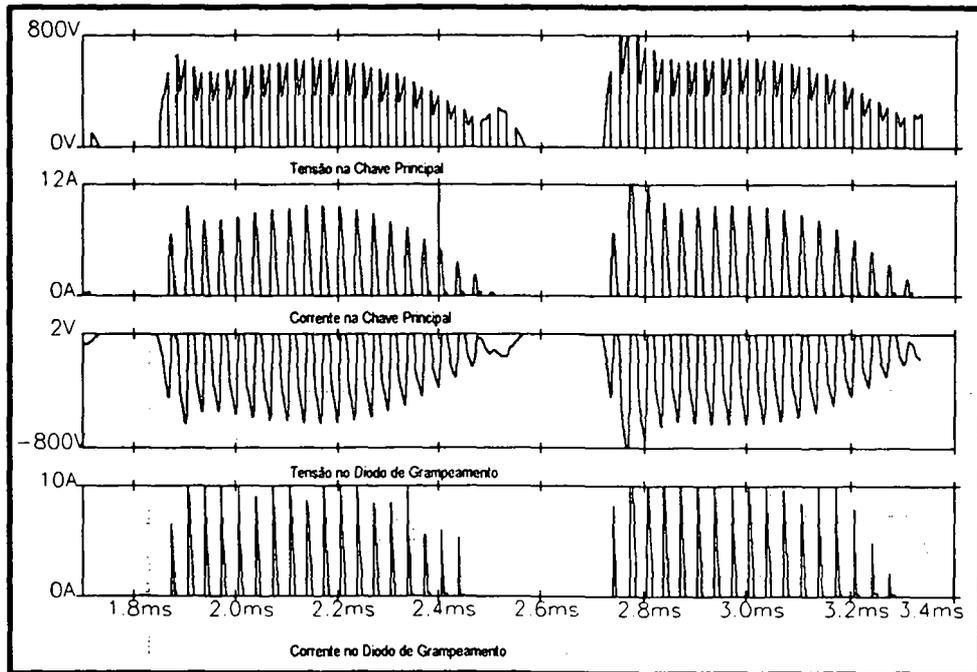


Fig. 32- Formas de Onda para um período da rede

As comutações das chaves são apresentadas na figura 33. Como previsto no estudo qualitativo, estas comutações são suaves. São mostradas a tensão na chave principal, a corrente na chave principal, a tensão no diodo de grampeamento e a corrente no diodo de grampeamento, todas para um período do chaveamento. A indutância magnetizante do transformador foi adotada como sendo trinta vezes maior que o indutor ressonante.

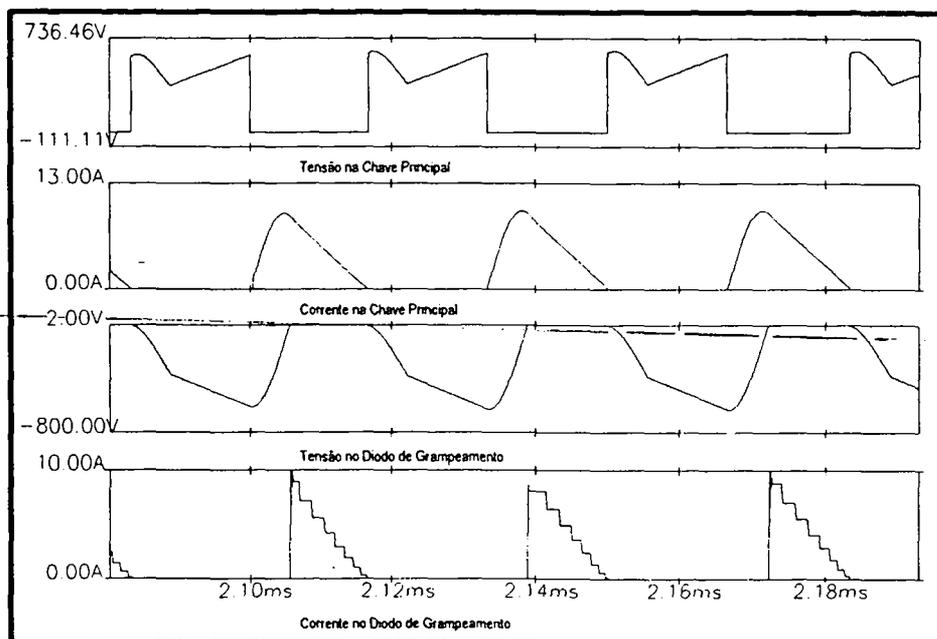


Fig. 33- Comutações nas Chaves

Verifica-se na figura 34 a tensão no capacitor ressonante e corrente no indutor ressonante no período de chaveamento. Nota-se uma certa deformação na tensão do capacitor ressonante devido às quedas de tensão nos elementos do circuito.

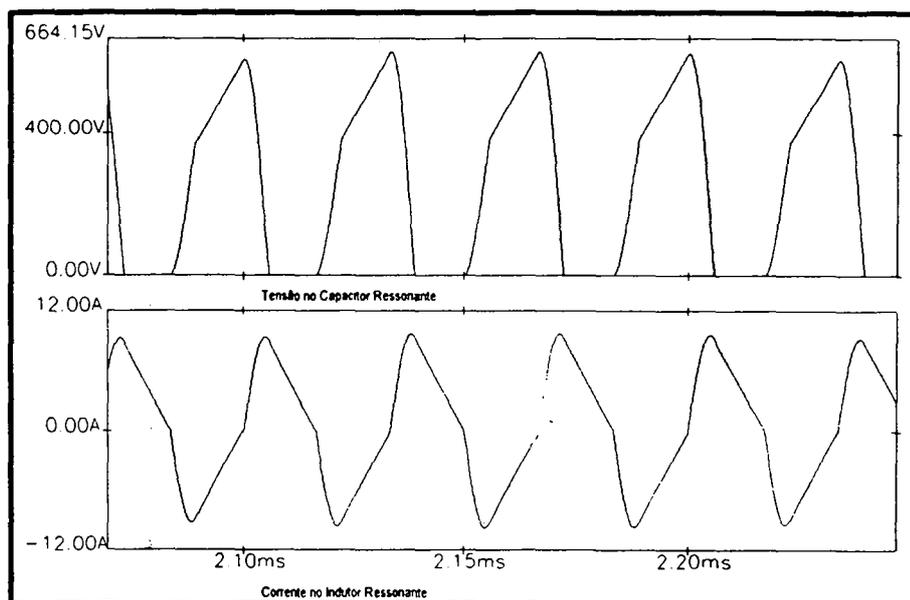


Fig. 34- Formas de onda no Circuito ressonante

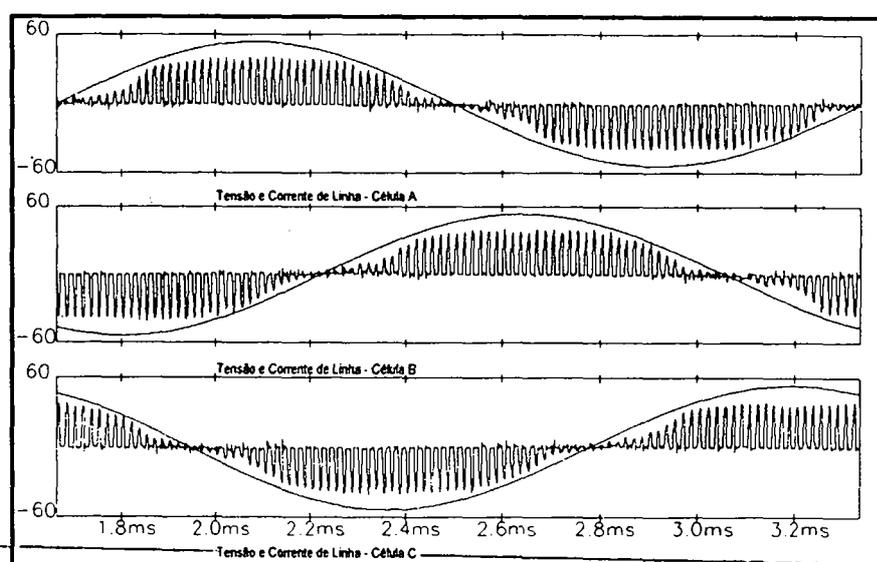


Fig. 35 - Formas de Onda na Entrada Sem Filtro

Na figura 35 são mostradas as formas de onda das correntes e tensões na entrada do conversor, sem a colocação do filtro. Pode-se observar que a componente fundamental de cada corrente de linha está em fase com a respectiva tensão. Visualizando-se uma envoltória nos pulsos da corrente, nota-se também um certo "achatamento" nos instantes correspondentes aos valores máximos de tensão. Isto ocorre principalmente devido a presença da quinta harmônica.

As figuras 36, 37 e 38 mostram as tensões e correntes de linha com a adição de filtros nas entradas. Verifica-se que as tensões e correntes estão em fase, existindo deformações nas formas de onda das correntes ocasionadas pelos filtros de entrada.

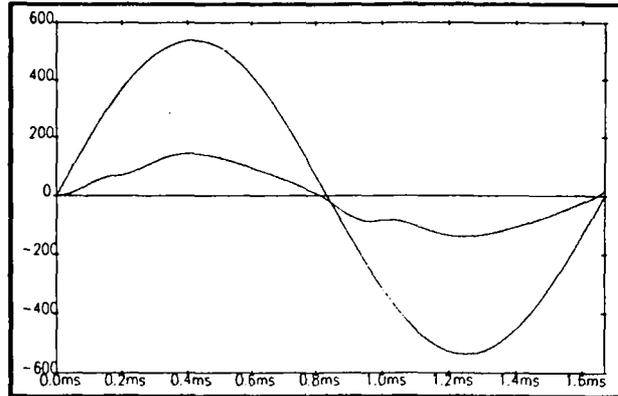


Fig. 36 - Tensão e Corrente de Linha Com Filtro
(Célula A)

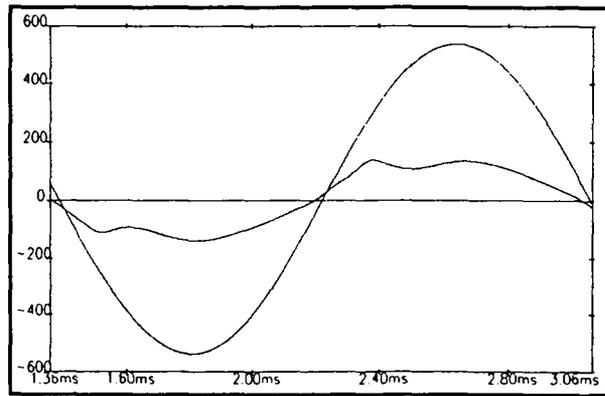


Fig. 37 - Tensão e Corrente de Linha Com Filtro
(Célula B)

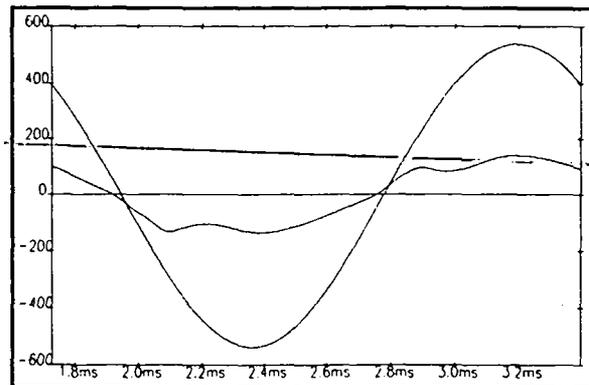


Fig. 38 - Tensão e Corrente de Linha Com Filtro
(Célula C)

II.3.2 Fator de Potência:

A seguir são apresentados os resultados da análise harmônica das correntes nas três fases para tensão de entrada nominal e para tensão de entrada reduzida de 15%.

As figuras 39, 40 e 41 mostram o resultado das análises harmônicas para as correntes de entrada nas três células, com tensão de entrada nominal. O fator de potência obtido é igual a 0,99 em todas as células. Nesta simulação, não foram utilizados filtros de alta frequência na entrada. Apesar disso, para efeito do cálculo do fator de potência, pode-se considerar a existência de um "filtro ideal", uma vez que a análise harmônica realizada pelo programa de simulação (PSPICE) fornece somente as nove primeiras harmônicas do sinal sob análise. Os resultados mostram que as harmônicas que mais se destacam são a quinta e a sétima.

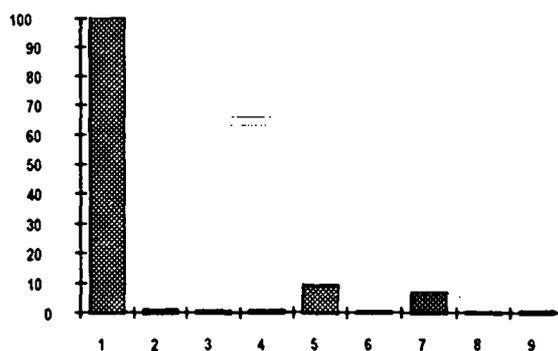


Fig. 39 - Análise Harmônica - Célula A
Tensão Nominal
(THD = 11,91%)

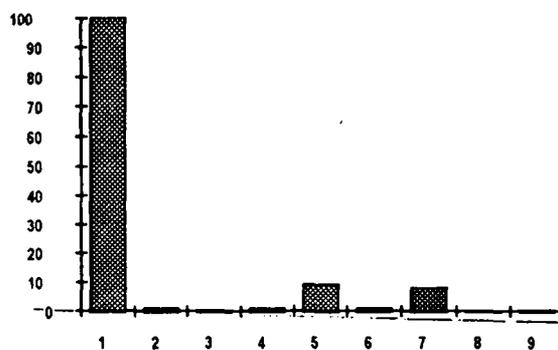


Fig. 40 - Análise Harmônica - Célula B
Tensão Nominal
(THD = 12,35%)

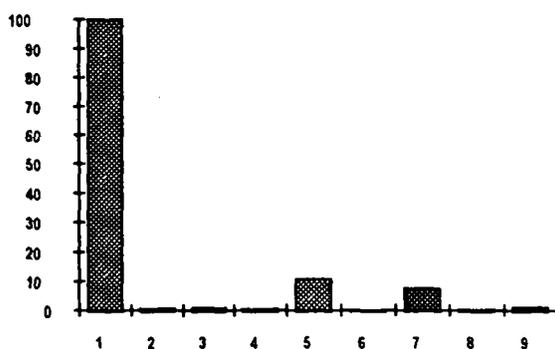


Fig. 41 - Análise Harmônica - Célula C
Tensão Nominal
(THD = 13,26%)

Nas figuras 42, 43 e 44 são apresentados os resultados da análise harmônica para as correntes de entrada das três células, com tensão de entrada reduzida. O fator de potência obtido foi 0,98 em todos os casos. Houve um aumento da distorção harmônica e, também nesta simulação, a quinta e sétima harmônica destacaram-se. A variação de quinze por cento na tensão de entrada acarretou uma variação muito pequena no fator de potência, já que tal variação implica em pequena alteração de "q".

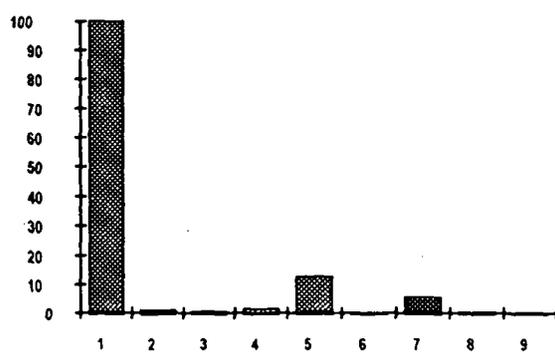


Fig. 42 - Análise Harmônica - Célula A
Tensão Reduzida
(THD = 14,12%)

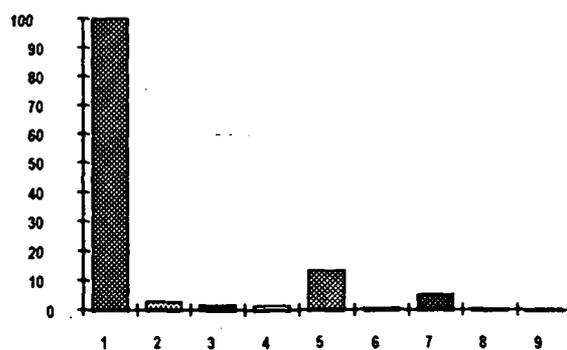


Fig. 43 - Análise Harmônica - Célula B

Tensão Reduzida

(THD = 14,95%)

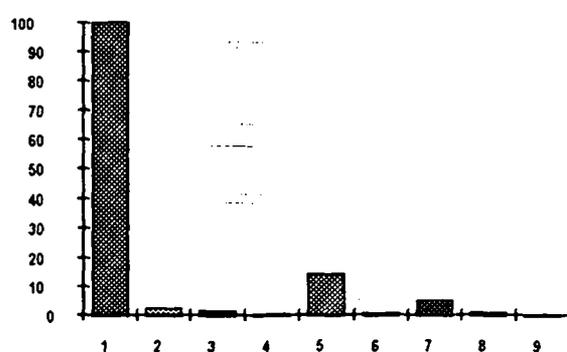


Fig. 44 - Análise Harmônica - Célula C

Tensão Reduzida

(THD = 15,47%)

As figuras 45 e 46 mostram os resultados do estudo teórico por simulação da influência da carga na distorção harmônica e no fator de potência. Ao se variar a carga, a figura 45 mostra que a taxa de distorção harmônica altera-se em até três por cento nas correntes de entrada e é ligeiramente diferente entre as três células. No entanto, como o fator de deslocamento é unitário, as diferenças no cálculo do fator de potência só aparecem na terceira casa decimal, fazendo com que na figura 46 tenha-se o fator de potência independente da carga.

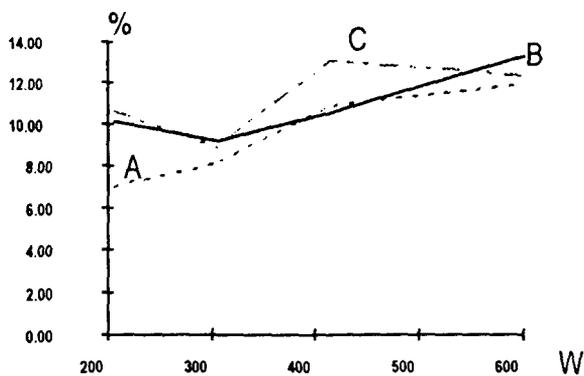


Fig. 45 - Variação da Distorção Harmônica com a Carga

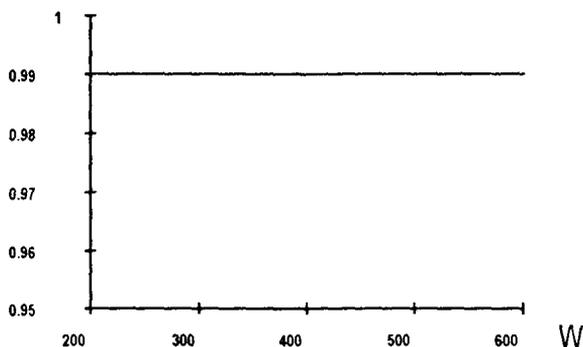


Fig. 46 - Variação do Fator de Potência com a Carga

II.4 Conclusão:

Foram determinadas as expressões para as correntes nos componentes e gerados ábacos para auxílio ao projeto do conversor. Apresentam-se métodos para projeto dos transformadores e indutores, assim como para o filtro de alta frequência na entrada. Estimativas das perdas em alguns componentes foram apresentadas.

Mostrou-se também resultados de simulação numérica. Embora muitas características ideais fossem mantidas, surgiram efeitos de algumas não-idealidades ocasionadas pelos modelos de componentes empregados pelo programa de simulação (PSPICE).

As formas de onda obtidas por simulação são muito próximas às previstas na análise qualitativa e as comutações são suaves como prenunciado anteriormente.

Foram realizados estudos da influência no fator de potência das variações das tensões de entrada e da carga, por meio de simulação. A alteração das tensões de entrada provocam variação no fator de potência, conforme previsto, já que ocasiona variação do parâmetro "q". Já a variação na carga praticamente não influencia o fator de potência, pois as alterações só são percebidas na milésima casa decimal.

Capítulo III

Resultados Experimentais

III.1 Introdução:

Inicialmente é apresentado o circuito de comando empregado no protótipo. O comando dos interruptores de potência é simples, único e em fase para todas as chaves. A modulação é em frequência, com largura de pulso constante e razão cíclica igual a 0,5. O comando do conversor é em malha aberta, visando apenas a comprovação do princípio de funcionamento.

O modelo matemático e a metodologia de projeto são comprovados por meio de um protótipo do conversor proposto. As principais formas de onda e o fator de potência para cada célula serão apresentados.

III.2 Definição e Projeto do Circuito de Comando

III.2.1 Modulação em Frequência:

O conversor proposto é modulado em frequência. Da expressão da corrente média de saída parametrizada (118) depende-se que a mesma, e conseqüentemente a potência de saída, é diretamente proporcional à relação entre a frequência de chaveamento e a de ressonância. Esta relação é linear para um mesmo "q" (admitindo-se que a tensão de saída não varie e a tensão de entrada não sofra grandes alterações em seu valor eficaz), fato que confere ao conversor a vantagem de um controle simples da potência de saída.

A principal desvantagem deste tipo de modulação é que os indutores, capacitores, transformadores e filtros devem ser projetados para a menor frequência de chaveamento, acarretando um aumento de volume dos mesmos.

O fator de potência é alterado pela frequência de chaveamento, uma vez que a variação da frequência de chaveamento faz com que surja um deslocamento capacitivo devido ao filtro de entrada.

III.2.2 Circuito de Comando:

III.2.2.1 Diagrama de Blocos:

O diagrama de blocos do circuito de comando está representado na figura 47. Tal circuito consiste basicamente de um estágio gerador de pulsos e de estágios de gatilhamento para cada uma das chaves das células que compõem o conversor trifásico. Através do diagrama de blocos nota-se a simplicidade do comando.

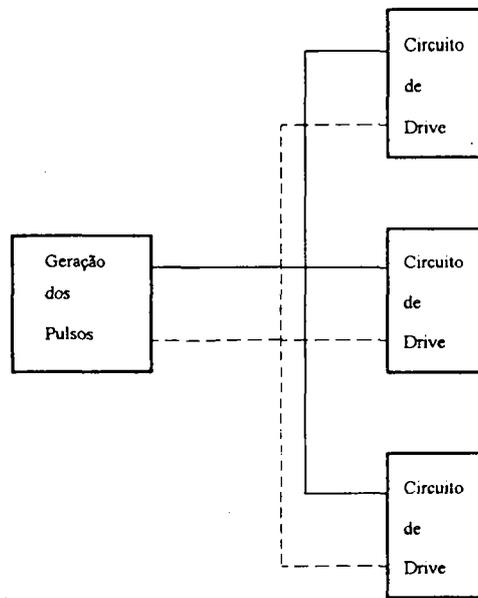


Fig. 47- Diagrama de Blocos do Circuito de Comando

III.2.2.2 Estágio Gerador de Pulsos:

O estágio gerador de pulsos é composto basicamente pelo circuito integrado PWM 3524. Especificações completas sobre tal componente podem ser encontradas nos catálogos dos fabricantes, de modo que considera-se dispensável uma análise mais detalhada.

O capacitor de 1 nF conectado ao pino 7 do circuito integrado 3524 (fig. 48) define, juntamente com o resistor variável conectado ao pino 6 do mesmo (fig.48), a frequência de operação do conversor e ajusta o "tempo morto" mínimo em 400 nS.

Como para o circuito integrado 3524 tem-se:

$$T_{osc} = \frac{1}{2} \cdot T_s$$

onde:

Tosc- Período de oscilação da rampa interna

Ts- Período de Chaveamento

$$\frac{1}{f_{osc}} = \frac{1}{2 \cdot f_s}$$

Como:

$$f_{osc} \cong \frac{1}{R_t \cdot C_t}$$

onde:

Rt- Resistor conectado ao pino 6 do circuito integrado 3524

Ct- Capacitor conectado ao pino 7 do circuito integrado 3524

$$f_s \cong \frac{1}{2 \cdot R_t \cdot C_t}$$

Assim para $f_s = 30$ kHz temos:

$$R_{tmin} = \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot C_t} = 16666.67 \Omega$$

Conecta-se um resistor variável de $50 \text{ k}\Omega$ no pino 6, de modo a poder ajustar-se a frequência de chaveamento mínima de 10 kHz . Além disto, foi conectado um resistor variável R_2 entre o pino 16 do circuito integrado 3524 e o "terra", com o cursor ligado ao pino 9 do circuito integrado 3524. Atuando-se sobre tal resistor variável, tem-se uma tensão variável no pino 9, o que permite variar-se a largura de pulso e assim obter-se um "tempo morto" maior, caso necessário.

III.2.2.3 Estágio de Gatilamento:

A saída de pulsos complementares do circuito integrado 3524 é feita nos pinos 11 e 14. Em cada uma dessas saídas foi conectado um resistor ligado ao "terra" e uma rede formada por um resistor em paralelo com um capacitor, que por sua vez está conectada à base de um transistor bipolar. Quando um dos pinos de saída vai a 5 V (tensão de saída dos pulsos), a placa do capacitor conectada ao pino de saída carrega-se positivamente em relação à outra placa; o resistor em paralelo com o capacitor limita a corrente de base do transistor. Quando a tensão do pino em questão vai a zero, a polaridade da tensão sobre o capacitor inverte-se, sendo aplicada uma tensão negativa na base do transistor através do resistor conectado ao "terra". Isto faz com que o transistor tenha uma comutação mais rápida.

Os transistores têm os emissores conectados ao "terra". Os primários dos transformadores de pulso são conectados de +Vcc até os coletores dos transistores. Em paralelo com os primários estão um diodo Zener em anti-série com um diodo de sinal, com a finalidade de efetuarem a desmagnetização.

Os transformadores de pulso foram construídos com núcleos E-30/07. No primário foram utilizadas 140 espiras de fio 31 AWG e no secundário 145 espiras do mesmo fio. Cada transformador tem três secundários. Em paralelo com cada um dos secundários dos transformadores foram colocados resistores de 1 k Ω a fim de se obter uma tensão estável no secundário. Em série com esta associação foram colocados resistores de 22 Ω para limitar a corrente de "porta". Para melhorar a qualidade do pulso e proteger a chave foram colocados diodos Zener de 15V entre "porta" e "fonte".

III.2.2.4 Diagrama Completo do Circuito de Comando:

Na figura 48 está representado o diagrama completo do circuito de comando. O circuito foi adaptado dos circuitos da referência [2] e seu ajuste foi feito em uma placa experimental.

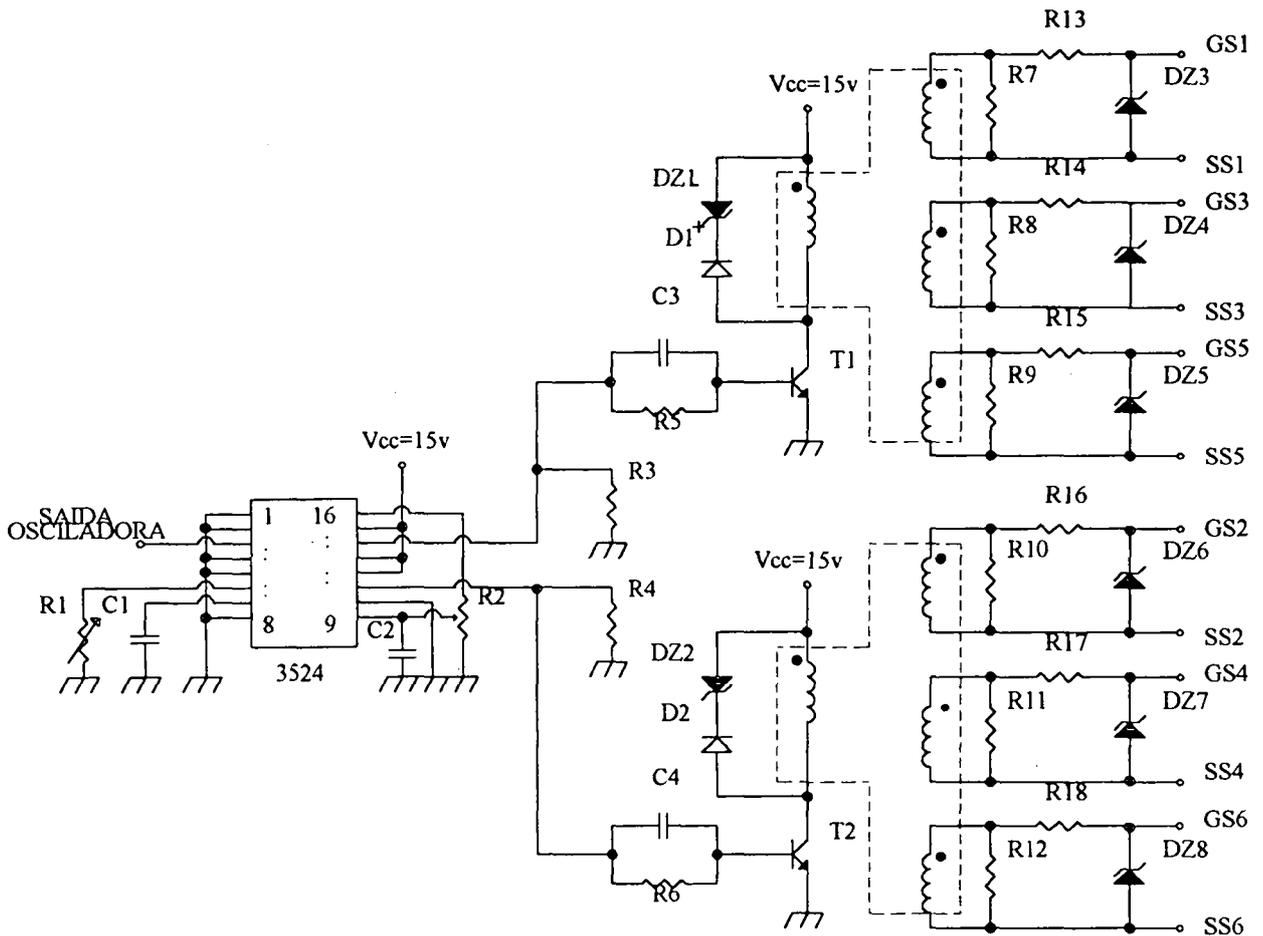


Fig. 48 - Circuito de Comando

III.2.2.5 Lista de Componentes:

A seguir apresenta-se uma lista dos componentes utilizados no circuito de comando:

- Circuito Integrado 3524
- R1 : Resistor variável de 50 k Ω , 1/8 W
- C1 : Capacitor de 1 nF
- C2 : Capacitor de 0.1 μ F
- R2 : Resistor variável de 10 k Ω , 1/8 W
- R3, R4 : Resistores de 2,2 k Ω , 1/8 W
- C3, C4 : Capacitores de 3,3 nF
- R5, R6 : Resistores de 820 Ω , 1/8 W
- D1, D2 : Diodos 1N4001
- DZ1, DZ2 : Diodos Zener de 27 V, 400mW
- T1, T2 : Transistores BD329

- R7 a R12 : Resistores de $1k\Omega$, 1/4 W
- R13 a R18 : Resistores de 22Ω , 1 W
- DZ3 a DZ8 : Diodos Zener de 15 V , 1 W

III.3 Resultados Obtidos com o Protótipo:

III.3.1 Circuito Implementado:

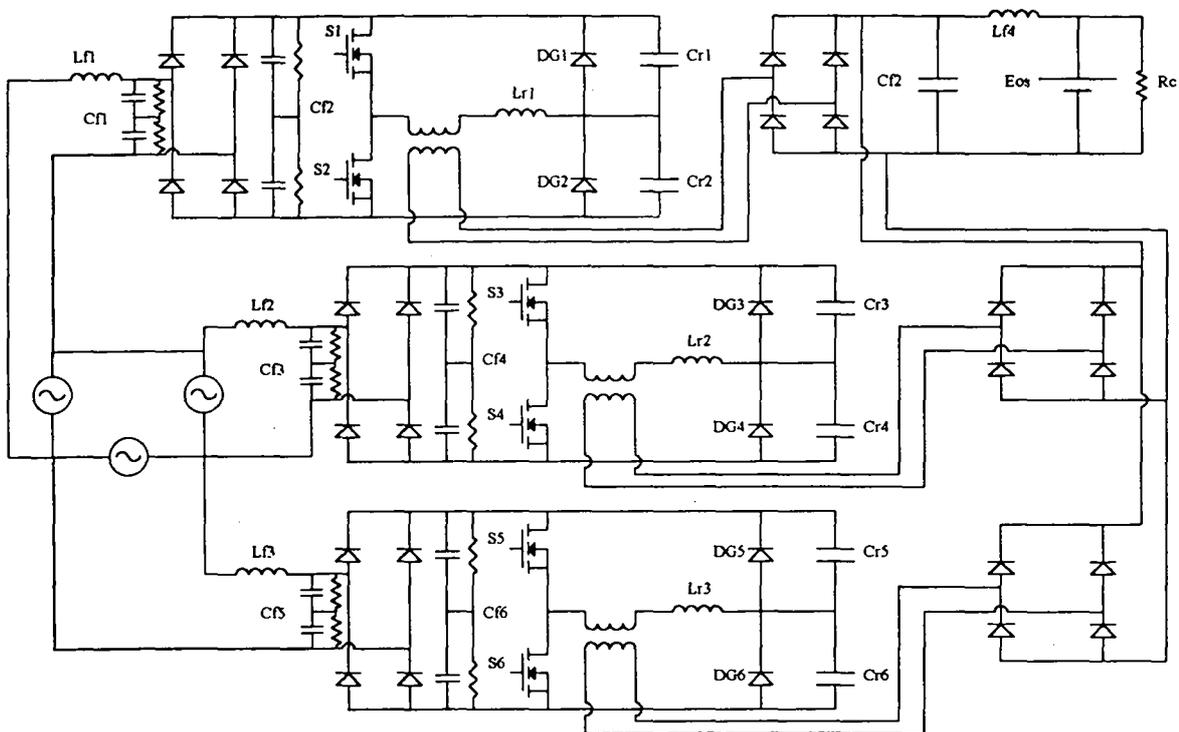


Fig. 49- Circuito de Potência Implementado

O circuito de potência implementado tem os elementos encontrados no projeto feito anteriormente (Capítulo II). A seguir apresenta-se uma lista dos componentes empregados:

Chaves principais: MOSFET APT 8075-BN

Pontes de entrada: Ponte Retificadora AEGIS 25/08

Diodos de Grampeamento: Diodo SKE4F1/08

Diodos das Pontes de Saída: Diodo SKE2F6/06 (alternativamente, pode-se usar dois diodos SK4F3/01 em paralelo, em vez do diodo SKE2F6/06)

Capacitor do filtro de saída: Capacitor Eletrolítico de $4500\mu\text{F}$, 100 V

Indutor do filtro de saída: Foi utilizada a indutância parasita dos cabos de conexão

Capacitores Ressonantes: Capacitores tipo TACF de $0,018 \mu\text{F}$ e de $0,022 \mu\text{F}$, conectados em paralelo, ambos de 630V.

Capacitores dos filtros de entrada:

- Lado AC da ponte: dois capacitores PAULITEL de $1 \mu\text{F}$ em série, sendo que em paralelo foram colocados resistores de $150 \text{ k}\Omega / 2\text{W}$ para equalização de tensão.
- Lado DC da ponte: dois capacitores PAULITEL de $2 \mu\text{F}$ em série, com resistores de $150 \text{ k}\Omega$ em paralelo.

Indutores Ressonantes: Foram ajustados de modo a se obter indutância a mais próxima possível do valor projetado ($136 \mu\text{H}$).

Uma análise detalhada mostrará que muitos dos componentes estão super-dimensionados. A principal causa de tal super-dimensionamento é o fato de se utilizar os componentes disponíveis em laboratório para a montagem do protótipo. Os capacitores dos filtros de entrada estão ligeiramente maiores que o valor de projeto (capacitor equivalente de $1,5 \mu\text{F}$) podendo acarretar um fator de deslocamento diferente de zero e uma diminuição no fator de potência final. Optou-se por este valor de capacitância por ser um valor próximo do projetado e que podia ser obtido com os capacitores disponíveis em laboratório.

III.3.2 Principais Formas de Onda:

Nas figuras 49 a 53 são apresentadas as principais formas de onda obtidas com o protótipo.

A figura 49 mostra a tensão no capacitor ressonante e a corrente no indutor ressonante. Pode-se notar claramente o grampeamento da tensão no capacitor ressonante e a etapa linear na corrente do indutor ressonante. Observa-se também a corrente magnetizante, que é elevada (perto de 2,5 A). As indutâncias magnetizantes dos transformadores de alta frequência foram medidas e situam-se na faixa de $700 \mu\text{H}$.

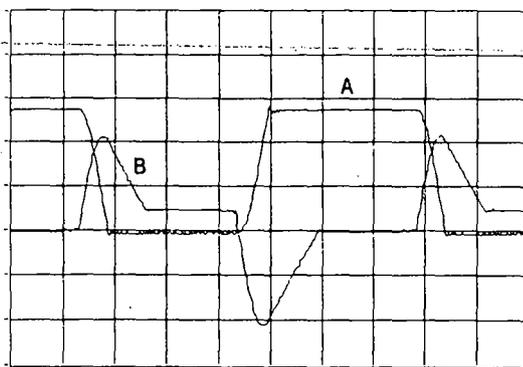


Fig. 49- Tensão no Capacitor Ressonante (A)
e Corrente no Indutor Ressonante (B)
($200\text{V}/\text{div}$ - $5\text{A}/\text{div}$ - $10\mu\text{S}/\text{div}$.)

Na figura 50 é apresentada a comutação na chave principal. Observa-se que a corrente só começa a crescer quando a chave é fechada e que o bloqueio ocorre somente com a corrente magnetizante, caracterizando portanto uma comutação suave. O "pico" de corrente na chave foi previsto como 9,77 A; verifica-se na figura 50 que tal valor é ligeiramente superior a 10 A, ou seja, bem próximo do previsto.

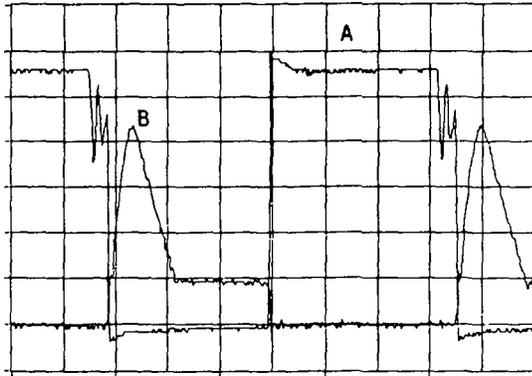


Fig. 50-Tensão (A) e Corrente (B) na Chave Principal
(100V/div - 2,5 A/div. - 10 μ S)

A figura 51 mostra a tensão e corrente na chave principal com uma base de tempo comparável ao período da frequência da rede. Verifica-se que há uma deformação na forma de onda da tensão, que no caso ideal deveria se apresentar como uma senóide retificada perfeita. Tal deformação é intrínseca à própria rede e não é originada pelo conversor. Por esta figura pode-se ter uma idéia de como a envoltória da corrente de linha na entrada de cada célula do conversor segue a forma de onda da tensão de linha. Considerou-se desnecessário apresentar outras formas de onda com base de tempo no período da frequência da rede, porque são muito semelhantes às da figura 51. A corrente no indutor ressonante, por exemplo, tem forma semelhante à corrente na chave principal, diferenciando-se em relação a esta apenas pela simetria em relação ao eixo correspondente a corrente nula.

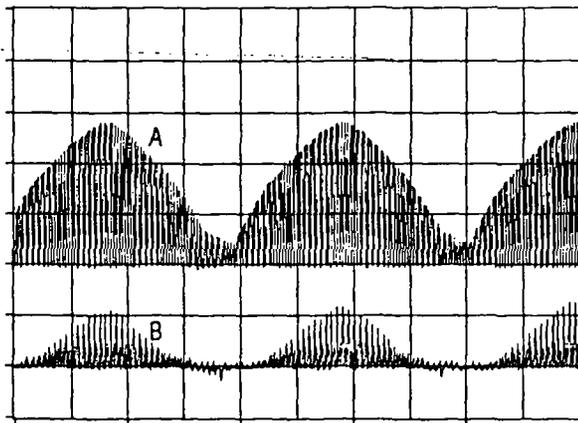


Fig. 51- Tensão (A) e Corrente (B) na Chave Principal
(200 V/div. - 10 A/div. - 2 mS/div.)

A figura 52 apresenta a comutação no diodo de grampeamento. Quando a tensão no mesmo passa por zero, tal diodo entra em condução, caracterizando uma comutação sob tensão nula. Na entrada em condução do diodo de grampeamento ocorrem oscilações na corrente, devido a presença de elementos parasitas.

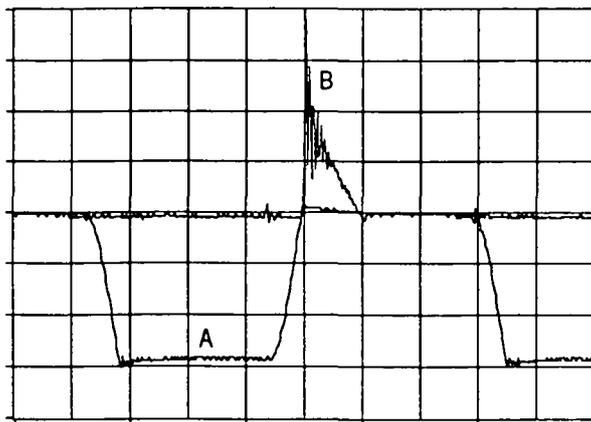


Fig. 52- Tensão (A) e Corrente (B) no Diodo de Grampeamento
(200 V/div.- 5 A/div. - 5 μ S/div.)

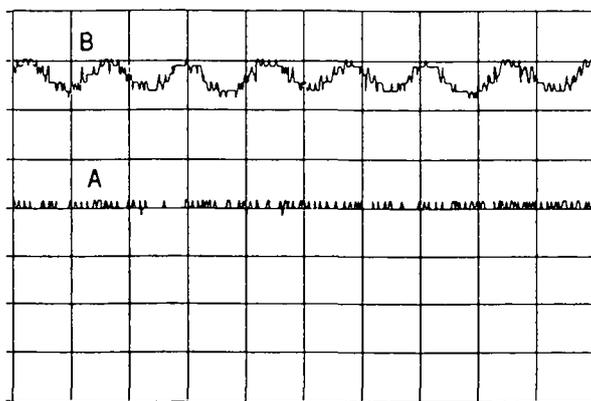


Fig. 53- Tensão (A) e Corrente (B) no Filtro de Saída
(12,5 V/div. - 1,5 A/div. - 2 mS/div.)

A figura 53 mostra a tensão sobre o capacitor do filtro de saída e a corrente no indutor do filtro de saída, para uma potência próxima de 500 W com a finalidade de uma avaliação qualitativa. A tensão no capacitor é de 50 V e o escala não inteira de tensão (e de corrente) pode ser imputada ao programa de aquisição. Era de se esperar que a tensão no capacitor fosse maior que a tensão na bateria, a fim de se ter transferência de potência, mas este fato não foi levado em conta no projeto. Esta tensão mais elevada vai ocasionar um "q" maior e conseqüentemente um fator de potência menor que o esperado. A corrente no indutor do filtro de saída apresenta uma ondulação pequena (perto de 1A) na freqüência de 360 Hz, como era de se esperar de um conversor trifásico de 6 pulsos.

III.3.3 Formas de Onda das Correntes e Tensões de Entrada:

Nas figuras 54 a 62 as formas de onda das correntes e tensões de entrada e seus respectivos fatores de potência são mostrados.

A figura 54 refere-se à tensão de linha e à corrente de linha para a célula A. A tensão eficaz de linha é de 380 V. Pode-se observar um pequeno deslocamento ocasionado pelo filtro de entrada. Nota-se também a distorção da tensão da rede, que é bastante elevada.

Nas figuras 55 e 56 são apresentados os resultados para a análise harmônica da tensão de linha apresentada pela rede. O fator de potência calculado (fig. 43) é elevado e está dentro do previsto.

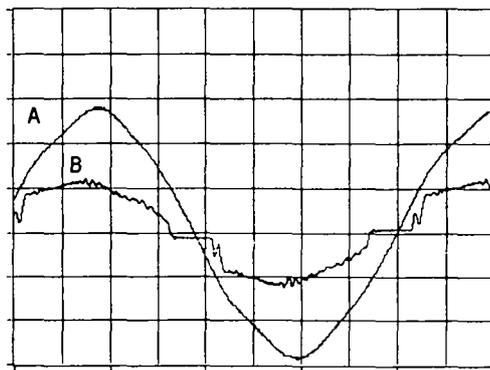


Fig. 54- Tensão (A) e Corrente de Linha (B) para a célula A (200V/div, 1A/div) ($\varphi=10,90^\circ$, THD=14,68%, FP=0,97)

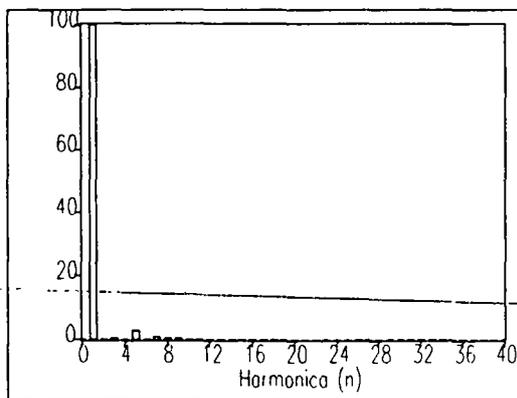


Fig. 55- Análise Harmônica da Tensão de Entrada (THD=2,95%)

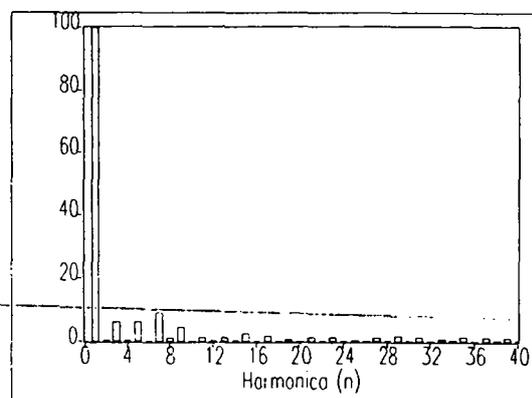


Fig. 56- Análise Harmônica da Corrente de Entrada

Na figura 57 são mostrados a tensão e corrente de entrada para a célula B. A distorção da tensão de entrada é ligeiramente diferente da observada para a célula A.

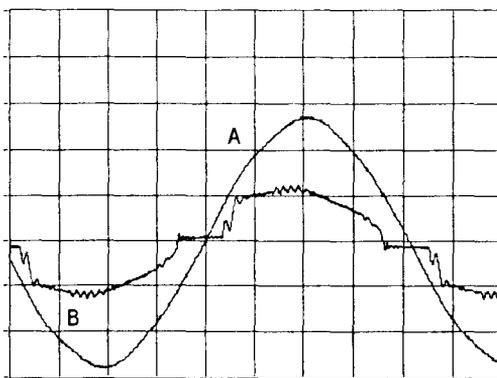


Fig. 57- Tensão (A) e Corrente (B) de Linha para a célula B (200V/div, 1A/div)
 $(\varphi=10,43^\circ, THD=15,98\%, FP=0,97)$

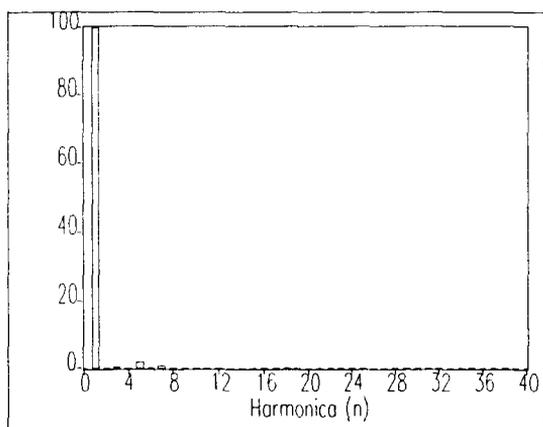


Fig. 58- Análise Harmônica da Tensão de Entrada (THD= 1,91%)

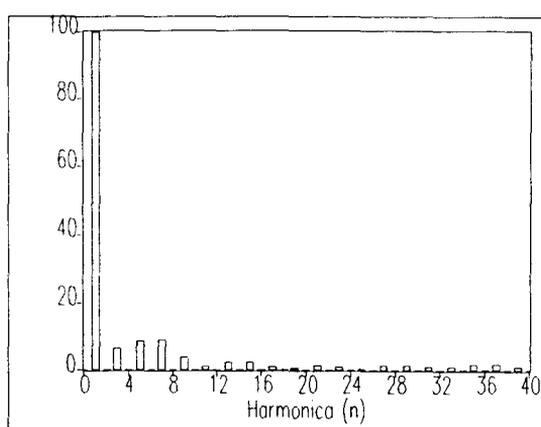


Fig. 59- Análise Harmônica da Corrente de Entrada

As figuras 58 e 59 mostram os resultados das análises harmônicas para a tensão e corrente na entrada da célula B. A taxa de distorção harmônica e o fator de deslocamento são um pouco diferentes dos obtidos para a célula A, mas o fator de potência é o mesmo.

Na figura 60 são apresentadas a tensão e a corrente de entrada para a célula C. Pode-se notar também a distorção na tensão e o deslocamento entre as formas de onda.

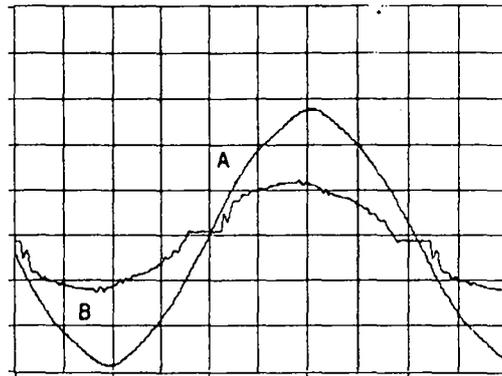


Fig. 60- Tensão (A) e Corrente (B) de linha para a célula C (200v/div, 1A/div) ($\varphi=11,50^\circ$, THD=11,62%, FP=0,97)

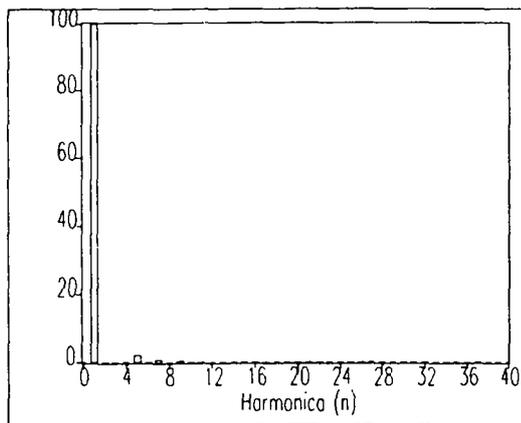


Fig. 61- Análise Harmônica da Tensão de Entrada (THD=2,13%)

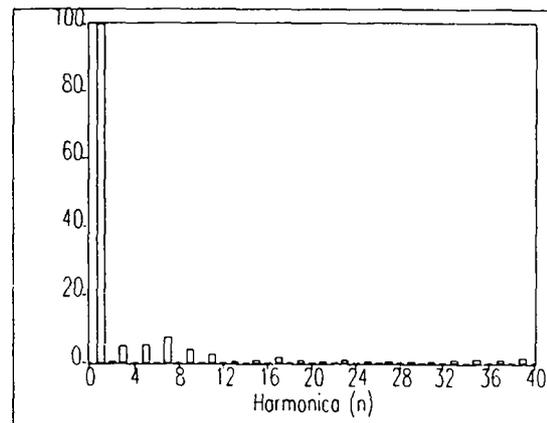


Fig. 62- Análise Harmônica da Corrente de Entrada

Nas figuras 61 e 62 são apresentados os resultados das análises harmônicas, como nos casos anteriores. O fator de potência obtido é o mesmo.

Pela análise harmônica das tensões e correntes de linha pode-se afirmar que o conversor praticamente emula uma resistência. Existe um pequeno fator de deslocamento, que é provocado pelos filtros de alta frequência na entrada. A taxa de distorção harmônica da corrente não é constante, assim como não é constante o fator de deslocamento, mas eles tendem a se compensar resultando num fator de potência uniforme. As componentes harmônicas de corrente que se destacam são a terceira, a quinta e a sétima.

III.3.4 Curvas Experimentais:

A seguir são apresentadas as curvas experimentais mais significativas. Delas constam a curva de rendimento, a curva que relaciona a frequência de chaveamento com a potência de saída e duas curvas para a característica de saída.

Na situação em que se tem tensão de entrada nominal e frequência de chaveamento nominal, a potência de saída obtida foi de 768 W. Pela figura 63 ve-se que o rendimento varia de pouco mais de 79 % (para 300 W) até 85 % (para 768 W). Este rendimento pode ser melhorado através da substituição das chaves empregadas por outras com menor resistência de condução. Outra modificação que conduzirá a melhoria no rendimento é utilizar-se transformadores com indutância magnetizante maior. Além disso, para potências mais elevadas é recomendável o uso de IGBT's.

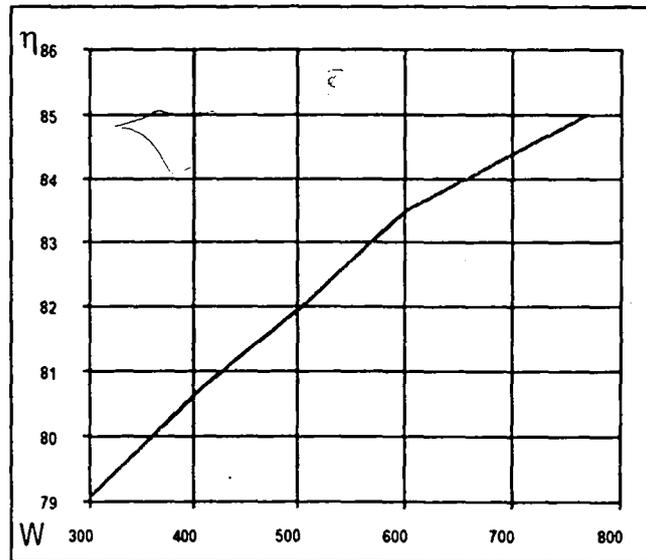


Fig. 63- Curva de Rendimento Percentual
(Potência de Saída em Watts)

A figura 64 apresenta a relação entre a frequência de chaveamento e as potências de saída teórica e experimental, para uma tensão de linha 15% abaixo da nominal, como previsto em projeto. A curva experimental está bem próxima da teórica, embora não seja tão linear quanto esta. Pode-se atribuir o fato da curva experimental estar abaixo da teórica aos indutores ressonantes, cujas indutâncias supõe-se serem um pouco menores que o valor ideal. Isto faz com que a impedância característica fique um pouco menor, o que resultando numa potência de saída maior para uma dada frequência de chaveamento. As figuras 65 e 66 apresentam curvas para a Característica de Saída (Corrente Média de Saída Parametrizada no Capítulo I). Para uma maior clareza foram apresentadas duas figuras. Manteve-se a frequência de chaveamento constante e variou-se a tensão eficaz de linha (e conseqüentemente de pico na entrada) e, com isto, obteve-se a corrente média de saída para valores crescentes na tensão de pico e decrescentes de "q". Infelizmente o projeto feito para o conversor visando um alto fator de potência não permite uma grande variação de "q" e não se pode obter a característica de saída numa faixa mais ampla. No entanto pode-se notar que os valores práticos são bastante próximos dos teóricos e, embora possa parecer que a divergência é maior em uma das curvas,

deve-se ressaltar a diferença de escalas. Esta divergência de valores parece diminuir com o aumento da corrente média de saída; podemos imputar isto à suposição que foi feita no equacionamento de que o conversor operaria na condução crítica.

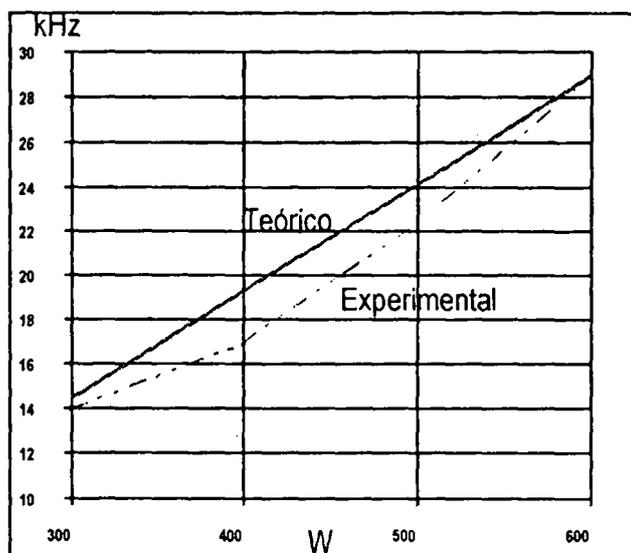


Fig. 64- Frequência de Chaveamento versus Potência de Saída (W)

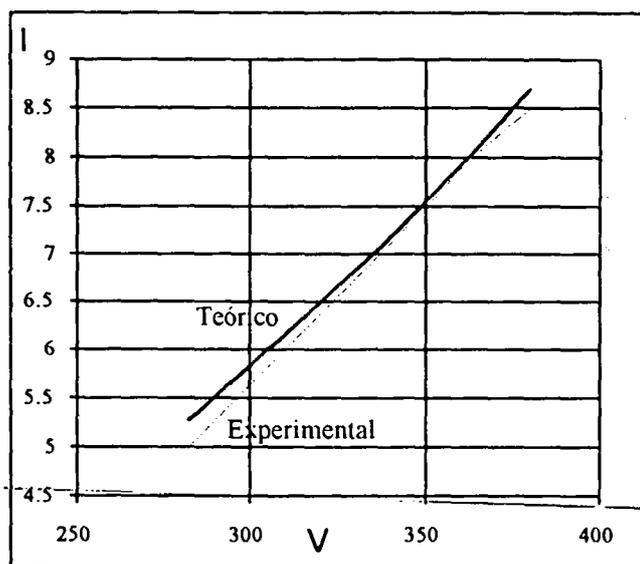


Fig. 65- Característica de Saída, $f_s = 15,29$ kHz

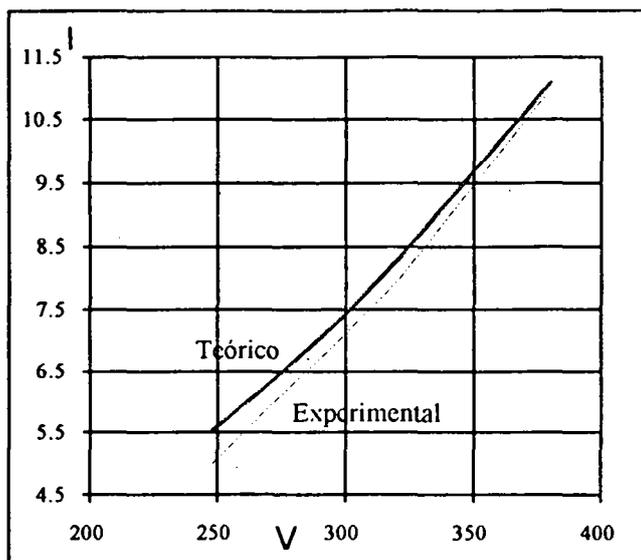


Fig. 66- Característica de Saída, $f_s = 19,46$ kHz

Na figura 67 estão representadas as taxas de distorção harmônica das tensões de entrada do conversor (tensões de linha). Estas diferem entre si e não mantêm relação com o funcionamento do conversor, apesar de apresentarem um valor maior perto da carga máxima e um valor menor perto da carga mínima. Análises feitas em horários diferentes revelam distorções diferentes para a mesma carga, evidenciando causas externas. A variação da distorção está entre pouco menos que 1,5% e 3%.

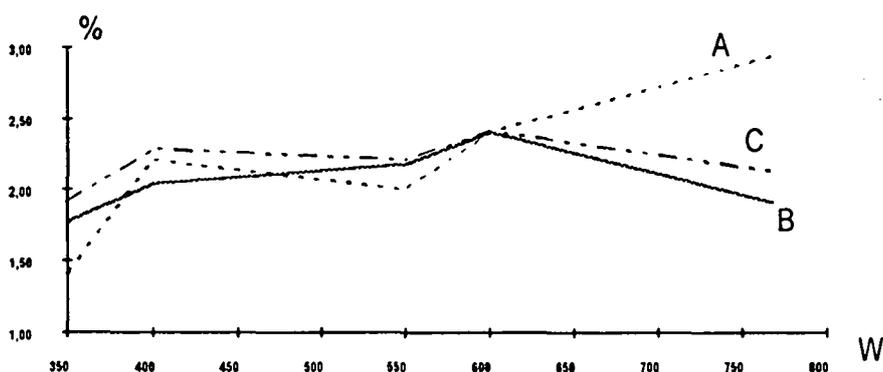


Fig-67- Distorção Harmônica das Tensões de Entrada
(Células A, B e C)

A figura 68 mostra as distorções harmônicas das correntes de entrada do conversor (correntes de linha). As distorções variam entre perto de 11% até pouco mais de 16%. O pequeno desajuste no filtro, que causou o deslocamento, provoca uma menor distorção quando o conversor opera com potência próxima dos 600 W.

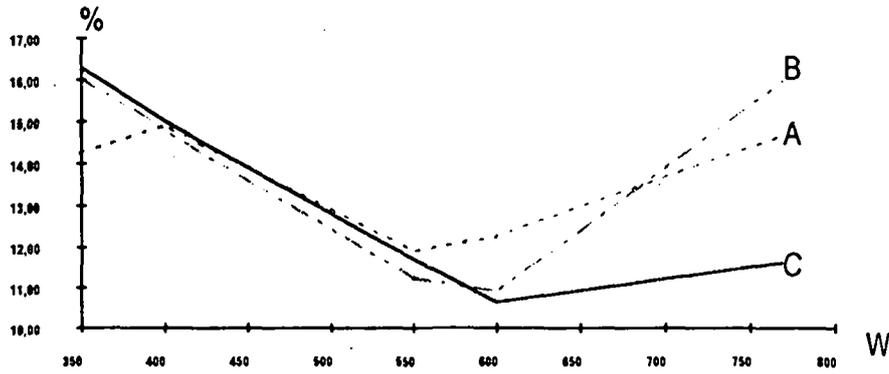


Fig. 68 - Distorção Harmônica das Correntes de Entrada
(Células A, B e C)

Na figura 69 estão apresentados os ângulos de defasagem entre tensões e correntes de entrada. Estes ângulos deveriam ser nulos para qualquer carga, porém os filtros de entrada foram projetados para a frequência máxima de chaveamento; se os filtros fossem projetados para uma frequência menor, os ângulos de deslocamento deveriam ser menores ou anularem-se. Nesta frequência a defasagem deveria ser zero e, conforme a carga diminuísse, surgiria um deslocamento cada vez maior. No entanto, os desvios dos parâmetros do indutor e capacitor de filtro em relação aos valores de projeto, somados aos desvios nos valores dos indutores ressonantes e capacitores ressonantes (que fazem variar o valor da resistência emulada) provocaram um deslocamento quando a carga é máxima.

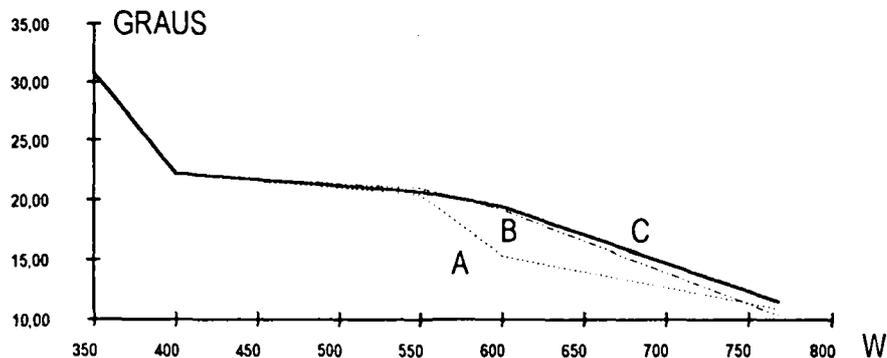


Fig. 69 - Defasagem entre Tensões e Correntes de Entrada
(Células A, B e C)

A figura 70 mostra a variação do fator de potência com a carga. Observa-se que tal variação situa-se entre 0,84 e 0,97 e que o fator de potência diminui com o decréscimo da carga. Embora o filtro não esteja projetado visando este estudo, observa-se que o fator de potência mantém-se superior a 0,9 na faixa de 400 W até a potência máxima.

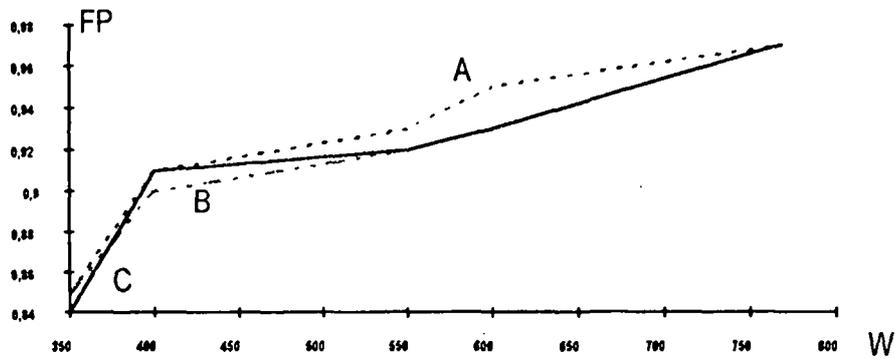


Fig. 70 - Fator de Potência em Função da Carga
(Células A, B e C)

III.4 Conclusão:

As principais vantagens e desvantagens do conversor relacionadas ao tipo de modulação foram abordadas. A característica da modulação em frequência torna este conversor especialmente indicado para alimentação de cargas que apresentem pequenas variações, fazendo com que a frequência de chaveamento altere-se pouco.

O circuito de comando é simples e os pulsos são únicos e simultâneos para todas as chaves, tornando o conversor uma proposta atraente para correção de fator de potência trifásico.

O fator de potência é elevado e pode ser melhorado com um projeto mais apurado do filtro de entrada, visando diminuir o deslocamento. A taxa de distorção harmônica do conversor deve ser menor que a medida experimentalmente, o que poderia ser verificado se fosse disponível uma rede de alimentação isenta de distorção. O fator de potência varia com a carga, sendo mais influenciado pelo deslocamento provocado pelos filtros de entrada do que pela variação da distorção harmônica.

A ondulação da corrente de saída é pequena e ocorre na frequência de 360 Hz.

O rendimento foi considerado bom e pode ser melhorado utilizando-se chaves com menor resistência de condução, bem como lançando-se mão de técnicas para aumentar a indutância magnetizante dos transformadores.

A característica de saída experimental e a relação entre a frequência de chaveamento e a potência de saída experimental são muito próximas das previsões teóricas, mostrando que as hipóteses feitas no início do estudo não comprometem o modelo obtido.

Conclusão Geral:

Foi realizado o estudo de uma fonte ressonante isolada com entrada trifásica e alto fator de potência. Determinou-se as etapas de funcionamento e as principais formas de onda. O conversor foi equacionado e uma metodologia de projeto foi apresentada. A partir desse estudo, realizou-se simulações e um protótipo foi implementado em laboratório.

As principais vantagens do conversor, além do elevado fator de potência, são controle simples da potência de saída (linear com a frequência de chaveamento), comutações suaves e comando simples e único para todas as chaves. Estas características conferem robustez ao conversor.

O conversor, no entanto, apresenta as seguintes desvantagens: a relação entre o ganho "q" e o fator de potência, o que afeta o rendimento do conversor; a modulação em frequência; o elevado número de chaves (considerando chaves ativas e passivas), que aumentam as perdas em condução e diminuem a confiabilidade.

O conversor estudado é indicado para altas potências, devido a sua entrada trifásica, e cargas com pequenas variações, devido ao tipo de modulação empregado. Suas principais utilizações são como carregador de baterias, para sistemas ininterruptos de energia, e sistemas alimentadores de baterias, para telecomunicações.

Este conversor apresenta um único estágio de processamento de energia e não emprega qualquer tipo de pré-regulação. Em um único estágio é obtido um alto fator de potência sem monitorização da tensão da rede e se processa a transferência de energia à carga. Tais características conferem uma grande simplicidade, tanto no circuito de potência como no de comando, aumentando a robustez da fonte.

Os resultados obtidos em laboratório mostraram-se satisfatórios. Obteve-se fator de potência satisfatório e que encontra-se dentro do esperado. O rendimento foi considerado bom, podendo ser melhorado pela utilização de chaves com menor resistência de condução e pela adoção de técnicas que aumentem a indutância magnetizante dos transformadores.

O pequeno número de componentes no circuito de potência, a simplicidade na montagem, o pequeno número de ajustes necessários, aliados à simplicidade no comando, tornam este conversor altamente atraente para industrialização.

Para trabalhos futuros sugere-se o emprego de IGBT's em potências maiores, a modelagem e compensação do conversor com um comando simples, um estudo mais aprofundado dos filtros de alta frequência empregados na entrada e o estudo de outras topologias ressonantes para correção do fator de potência .

Referências Bibliográficas

- [1] Mohan, Ned; Undeland, Tore; Robbins, William. "Power Electronics: Converters, Applications and Design". John Willey & Sons -1989.
- [2] Notas de Aula da Disciplina "Fontes Chaveadas"- UFSC- 1992.
- [3] Barbi, Ivo; Kassick, Enio Valmor; "A Low Cost High Power Factor Resonant Mode Battery Charger". Applied Power Electronics Conference, APEC'1993,pp 543-548.
- [4] Key, Thomas S.; Lai, Jih-Sheng. "Comparison of Standards and Power Supply Design Options for Limiting Harmonic Distortion in Power Systems". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29 N^o 4 - Julho/Agosto 1993, pp. 688-695.
- [5] Norma IEC 555-2 "Disturbances in Supply Systems Caused by Household Appliances and Similar Electrical Equipment - Part 2: Harmonics"- Bureau Central de La Commission Electrotechnique Internationale - Genebra, Suíça- 1982.
- [6] Canalli, Vicente Mariano. "Estudo e Realização de um Inversor Série Ressonante". Dissertação de Mestrado - UFSC - 1988.
- [7] Barbi, Ivo. "Eletrônica de Potência II". Publicação Interna - LAMEP - UFSC - 1991.
- [8] Orsini, Luiz de Queiroz. "Circuitos Elétricos". Editora Edgard Blücher Ltda. - 1975.
- [9] Silva, Nilton Francisco Oliveira da. "Estudo e Realização de uma Fonte Chaveada com Conversor Ressonante Série". Dissertação de Mestrado - UFSC - 1988.
- [10] Vieira, José Luiz de Freitas. "Concepção, Análise e Projeto de Sistemas de Alimentação em Corrente Contínua de Alto Desempenho com Altas Freqüência e Potência" - Tese de Doutorado - UFSC - 1993.
- [11] Ziogas, P. D. ; Manias, S. ; Prasad, A. R. . "An Active Power Factor Correction Technique for Three Phase Diode Rectifiers". Power Electronics Specialists Conference - PESC - 1989 - pp. 58-65.

[12] Simonetti, Domingos S. L.; Sebastián, Javier; Uceda, Javier. "Single-Switch Three Phase Power Pre regulator under Variable Switching Frequency and Discontinuous Input Current". PESC'93 - pp.657-661

[13] Bealorskowski, P. ; Koczara W.. "Unity Power Factor Three Phase Rectifiers". PESC'93- pp 669-674.

[14] Ghedin, Álvaro. "Fontes Chaveadas com Entrada Trifásica, Alto Fator de Potência, Comutação sob Tensão Nula, Empregando um Único Estágio de Processamento de Energia". Dissertação de Mestrado - UFSC - 1993.

[15] Analogy Inc.. "Saber Simulator - Introduction to the Saber Simulator". Beaverton - Oregon- U.S.A. - 1993.

Apêndice A

Normas para o Fator de Potência:

Neste apêndice é apresentado um breve comentário sobre as normas técnicas que regulamentam o fator de potência. Não serão apresentados os textos das normas na sua íntegra, mas apenas tópicos mostrando como cada norma aborda o assunto.

No Brasil a norma que regulamenta o fator de potência, e que está em vigor, é a Portaria nº 85 de 25 de março de 1992 do DNAEE. Tal portaria só menciona que o fator de potência deve ser maior que 0.92 e não se refere a conteúdo harmônico.

Na Europa [4,5] a norma em vigor é a IEC 555-2. Ela trata principalmente de conteúdo harmônico e não menciona fator de potência. Nesta norma os equipamentos são divididos em 4 classes:

- Classe A: Equipamentos trifásicos balanceados e todos os outros equipamentos exceto os citados nas classes B, C e D.
- Classe B: Ferramentas portáteis.
- Classe C: Equipamentos de iluminação, incluindo dispositivos "diming".
- Classe D: Equipamentos com corrente de entrada com forma de onda não convencional, conforme definido na figura 71, e uma potência ativa de entrada menor ou igual a 6 kW. Qualquer que seja a forma de onda de sua corrente de entrada, equipamentos classes B, C e provisoriamente aqueles acionados por motor elétrico não são considerados classe D.

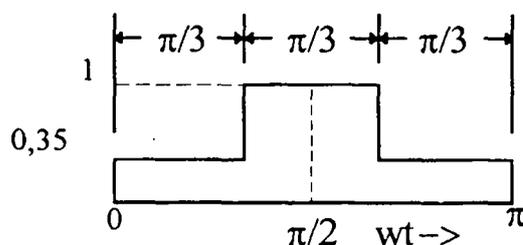


Fig. 71- Forma de onda não-convencional

As tensões e correntes dos equipamentos cobertos pela norma IEC 555-2 variam de 220 V a 415 V e de zero a 16 A por fase. Os limites para as harmônicas estão na Tabela I e referem-se à proposta de revisão de setembro de 1992. Há um novo processo de revisão em andamento, cujo resultado deve ser conhecido até 1995. Os limites da tabela são válidos para potências superiores a 50 W.

Ordem de Harmônica (n)	Limite Relativo (mA/W)	Limite Absoluto (A)
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
≥ 13	$3,85/n$	$0,15*(15/n)$

Tabela I

Nos Estados Unidos a recomendação vigente é a IEEE-519, mas ela não se aplica a equipamentos individuais, exceto no que diz respeito a como o equipamento individual contribui para a distorção total na entrada de serviço de um consumidor.

Apêndice B

Estudo da Corrente de Saída

A seguir é apresentada a análise da corrente de saída do conversor.

A figura 72 apresenta a forma de onda da corrente de saída obtida de uma simulação realizada no programa SABER [15] e a figura 73 a mesma forma de onda em detalhe. O valor do indutor ressonante usado na simulação é de $150,5 \mu\text{H}$ e o capacitor ressonante 74 nF .

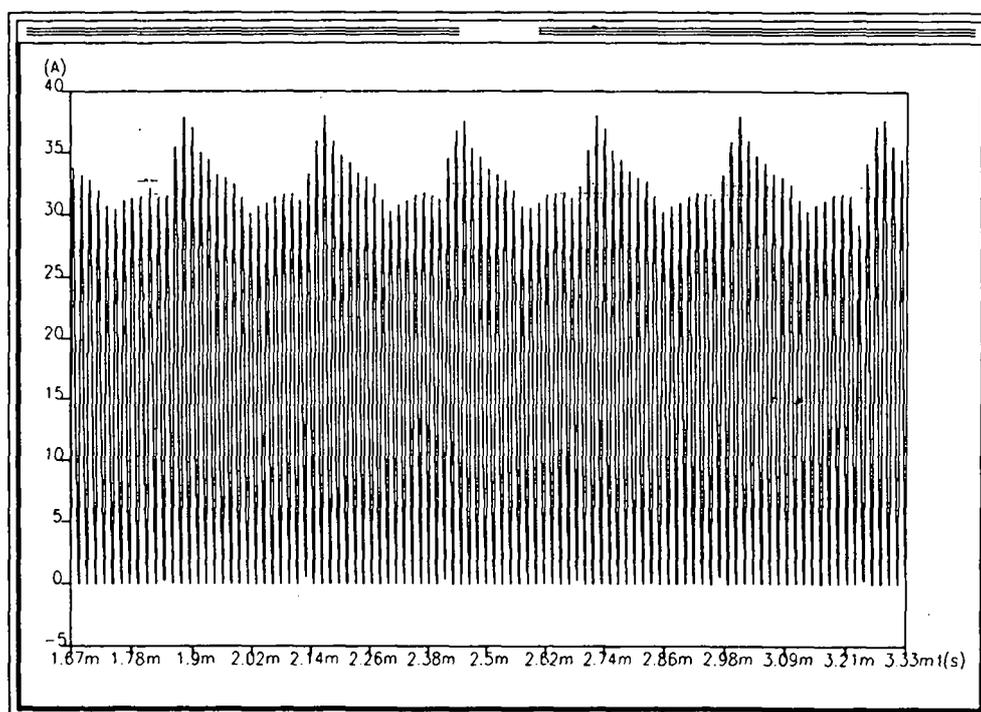


Fig. 72- Corrente na Saída do Conversor Sem Filtro

Para o projeto adequado do filtro foi realizada a análise harmônica da corrente de saída. O resultado é mostrado na figura 74.

Como se pode observar, não existem harmônicas significativas nas baixas frequências. A harmônica mais significativa está na frequência de chaveamento. Isto ocorre porque o comando é único e em fase para todas as chaves, fazendo com que as correntes das três células se adicionem na saída. Nota-se também o surgimento de sub-harmônicas da frequência de chaveamento.

O filtro de alta frequência deverá ser projetado para atenuar a frequência de chaveamento. A figura 75 representa a saída do conversor com filtro. O capacitor de filtragem deve apresentar uma impedância muito pequena à frequência de chaveamento, mas só a inclusão do capacitor não é suficiente porque a bateria pode ser considerada um capacitor

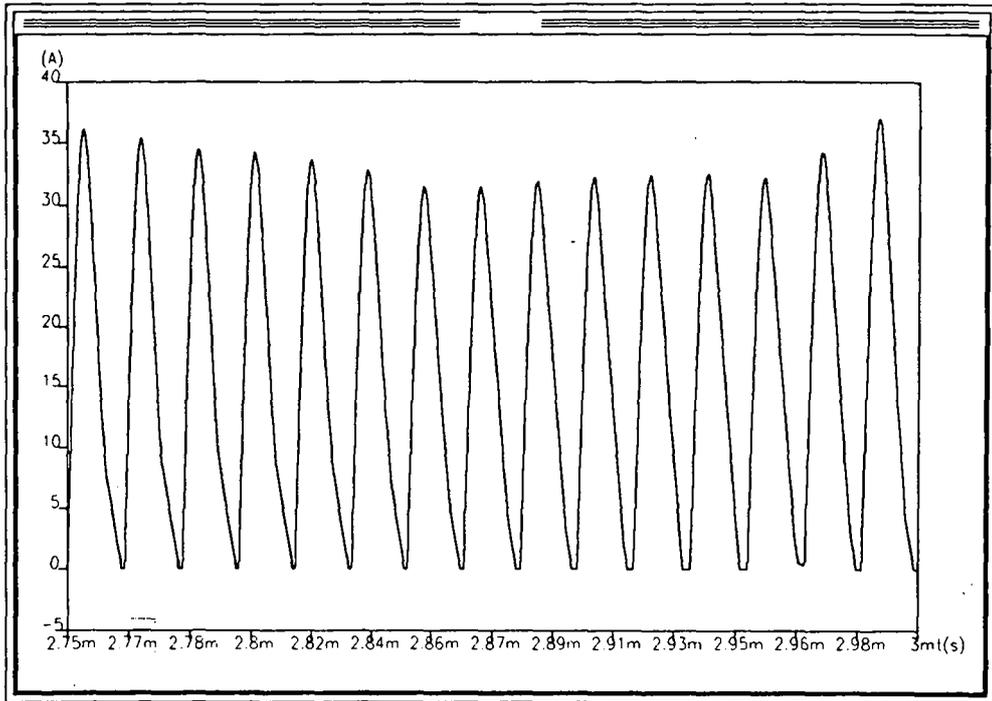


Fig. 73- Detalhe da Corrente de Saída

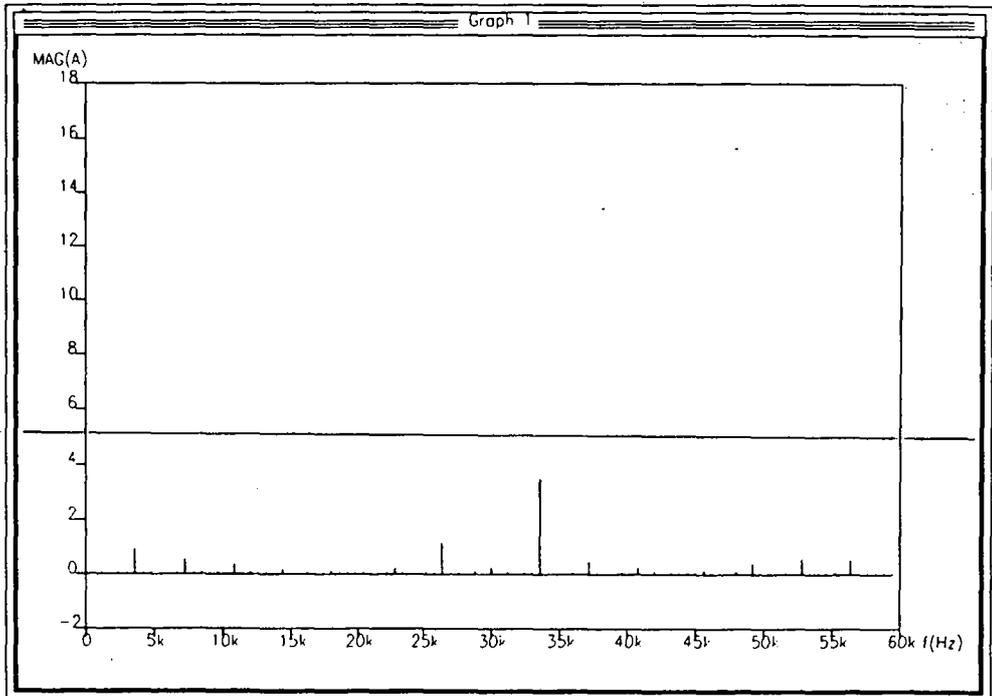


Fig. 74 - Análise Harmônica da Corrente de Saída

muito grande, fazendo com que todo o conteúdo harmônico seja desviado para a bateria. Torna-se necessário, portanto, a inclusão de um indutor entre o capacitor de filtragem e a bateria. Assim:

$$C = \frac{1}{X_C \cdot W_s}$$

Onde:

- C- Capacitor de Filtragem;
- X_C - Reatância Capacitiva;
- $W_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$.

E, para o cálculo do indutor de filtragem, tem-se que:

$$L = \frac{1}{C \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot \frac{f_s}{10} \right)^2}$$

A frequência utilizada é dez vezes menor que a de chaveamento para que a frequência de corte do filtro fique uma década abaixo da frequência de chaveamento.

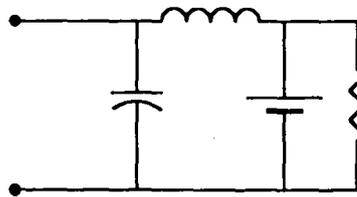


Fig. 75- Saída do Conversor Com Filtro

O valor obtido para o capacitor é de $2,65 \mu\text{F}$ e para o indutor 1 mH .

Após uma nova simulação no programa SABER, com a inclusão do novo filtro de saída,, obteve-se a forma de onda da figura 76.

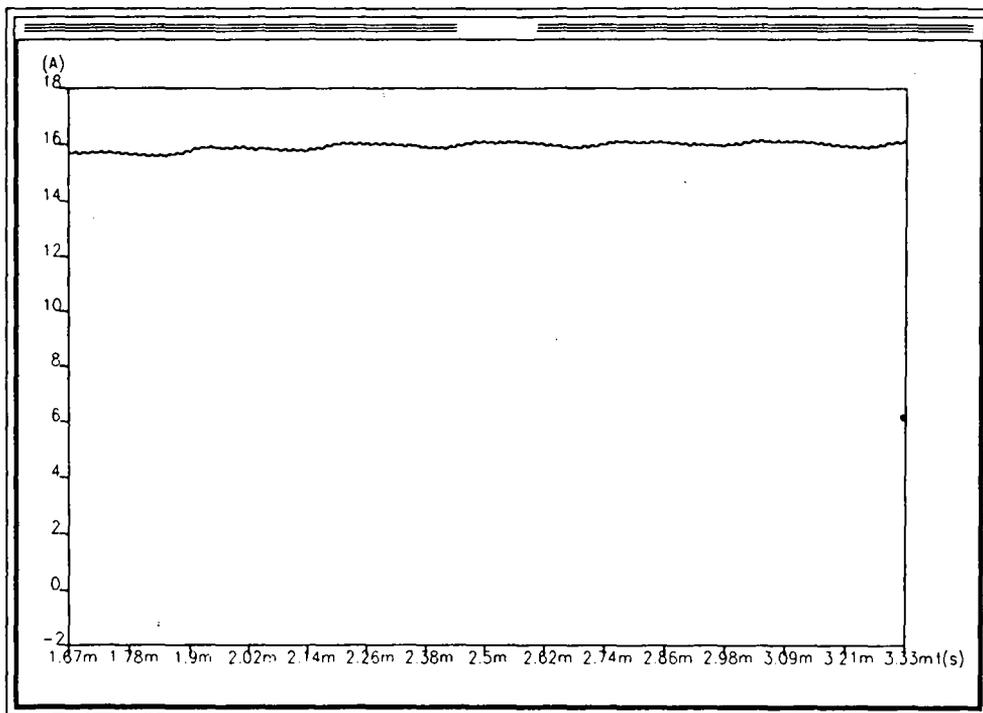


Fig. 76- Corrente de Saída Filtrada