

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

ESTUDO DO CONVERSOR ZETA OPERANDO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA
APLICADO À CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO
O MÉTODO DE CONTROLE DE CORRENTE POR VALORES MÉDIOS
INSTANTÂNEOS

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

FERNANDO DE SOUZA CAMPOS

MESTRANDO

DENIZAR CRUZ MARTINS

ORIENTADOR

IVO BARBI

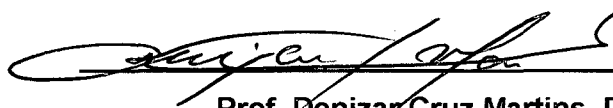
CO-ORIENTADOR

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1995

**ESTUDO DO CONVERSOR ZETA OPERANDO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA
APLICADO À CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO
O MÉTODO DE CONTROLE DE CORRENTE POR VALORES MÉDIOS
INSTANTÂNEOS**

FERNANDO DE SOUZA CAMPOS

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

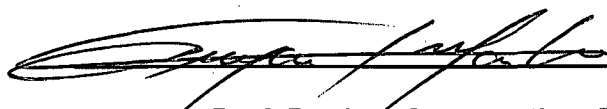


**Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
ORIENTADOR**

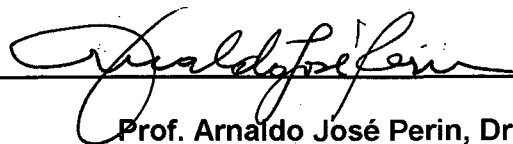


**Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.
Coordenador do curso de Pós-graduação
em Engenharia Elétrica**

BANCA EXAMINADORA:



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

À DEUS, por tudo que possuo.

À meus pais Aziz e Irma.

Aos meus irmãos Cristiane e Alessandro.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Denizar Cruz Martins, pela orientação técnica como também pela orientação pessoal. Pela amizade e companheirismo na transposição dos obstáculos durante toda a realização deste trabalho.

Ao Prof. Ivo Barbi, por suas valiosas contribuições como co-orientador.

Aos todos professores do INEP, pela amizade e por minha formação.

Em especial ao meu amigo Wail Metzker Pastorello Filho, pela amizade e pelo apoio dispensados à mim mesmo nas horas mais difíceis.

Aos meus companheiros e amigos de turma Paulo, Alexandre, Grover e Joable, pela amizade.

Aos doutorandos Adalberto, Alexandre Ferrari, Carlos Ayres, Canesin, Ana Rosa, Wilson Aragão, Domingos pelo companheirismo e pelas contribuições realizadas a este trabalho.

Aos engenheiros rhae Pedro, Elias, Ivan e René pela amizade.

Aos técnicos e funcionários do INEP pela atenção e profissionalismo.

À CAPES pelo suporte financeiro sem o qual não seria possível a realização deste trabalho.

À todas as pessoas que de uma maneira ou de outra contribuíram na realização deste trabalho.

SUMÁRIO

RESUMO	i
ABSTRACT	ii
SIMBOLOGIA	iii
INTRODUÇÃO GERAL	x
CAPÍTULO 1 - ESTUDO QUALITATIVO E QUANTITATIVO DO CONVERSOR ZETA APLICADO À CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	
1.1 - INTRODUÇÃO.....	1
1.2 - OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA.....	3
1.2.1 - ANÁLISE PARA UM PERÍODO DE CHAVEAMENTO.....	4
1.2.1.1 - CORRENTE MÉDIA INSTANTÂNEA NO INDUTOR L_m	7
1.2.1.2 - ONDULAÇÃO DE CORRENTE NOS INDUTORES.....	7
1.2.1.3 - ONDULAÇÃO DE TENSÃO NO CAPACITOR C_a	8
1.2.1.4 - CORRENTE MÉDIA INSTANTÂNEA NO DIODO D_R	8
1.2.2 - ANÁLISE PARA 1/2 CICLO DA REDE.....	9
1.2.2.1 - ONDULAÇÃO DA CORRENTE NOS INDUTORES.....	11

1.2.2.2 - CORRENTE MÉDIA INSTANTÂNEA NOS INDUTORES.....	14
1.2.2.3 - ONDULAÇÃO DE TENSÃO NOS CAPACITORES.....	16
1.2.3 - CORRENTE MÉDIA NOS SEMICONDUTORES.....	18
1.2.4 - TENSÃO DE PICO NOS SEMICONDUTORES	19
1.2.5 - CORRENTE DE PICO NOS INDUTORES	21
1.2.6 - CORRENTE DE PICO NOS SEMICONDUTORES.....	23
1.2.7 - CORRENTE EFICAZ NOS INDUTORES.....	24
1.2.8 - CORRENTE EFICAZ NO INTERRUPTOR (S).....	27
1.2.9 - CORRENTE EFICAZ NO DIODO (D_R).....	28
1.2.10 - CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE ACOPLAMENTO (C_a).....	30
1.2.11 - CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE SAÍDA (C_0).....	33
1.2.12 - FILTRO DE ENTRADA.....	33
1.2.13 - PONTE RETIFICADORA.....	35
1.2.14 - FATOR DE POTÊNCIA.....	35
1.3 - OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.....	36
1.4 - CONCLUSÃO.....	39

CAPÍTULO 2 - MÉTODO DE CONTROLE DE CORRENTE POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS

2.1 - INTRODUÇÃO.....	40
2.2 - SAÍDA NEGATIVA.....	42
2.3 - SAÍDA POSITIVA.....	43

2.4 - DETERMINAÇÃO DA FORMA DE UTILIZAÇÃO.....	44
2.5 - DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DA COMPENSAÇÃO.....	47
2.6 - CONCLUSÃO.....	50

CAPÍTULO 3 - PROJETO E SIMULAÇÃO

3.1 - INTRODUÇÃO.....	51
3.2 - PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	53
3.2.1 - ESPECIFICAÇÕES.....	53
3.2.2 - DEFINIÇÃO DA RELAÇÃO DE TENSÃO (α).....	54
3.2.3 - VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA.....	54
3.2.4 - DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR (T_R).....	55
3.2.5 - DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA (L_0).....	60
3.2.6 - DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE ENTRADA (C_f, L_f).....	64
3.2.7 - DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE ACOPLAMENTO (C_a).....	66
3.2.8 - DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DO FILTRO DE SAÍDA (C_0).....	67
3.2.9 - DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR (S).....	68
3.2.10 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO (D_f).....	71
3.2.11 - DIMENSIONAMENTO DOS GRAMPEADORES.....	72
3.2.12 - DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS DA PONTE RETIFICADORA.....	74
3.3 - PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE.....	75
3.3.1 - ISOLAÇÃO DO CIRCUITO DE CONTROLE.....	75
3.3.2 - LIMITAÇÃO DA CORRENTE DE PICO.....	76

3.3.3 - REALIMENTAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA.....	78
3.3.4 - REALIMENTAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA.....	80
3.3.5 - AMOSTRA DA FORMA DE ONDA DA TENSÃO DE ENTRADA.....	83
3.3.6 - FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO.....	85
3.3.7 - RESISTÊNCIA DA CORRENTE DE REFERÊNCIA.....	86
3.3.8 - REALIMENTAÇÃO DA CORRENTE.....	87
3.3.9 - COMANDO DE GATE.....	90
3.4 - SIMULAÇÃO.....	92
3.5 - CONCLUSÃO.....	102

CAPÍTULO 4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 - INTRODUÇÃO.....	104
4.2 - IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS.....	104
4.3 - CONCLUSÃO.....	111

CONCLUSÃO GERAL.....	113
-----------------------------	------------

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	114
--	------------

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo do conversor Zeta operando em condução contínua aplicado à correção do fator de potência utilizando o método de controle de corrente por valores médios.

São realizadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor destacando suas principais características através de gráficos e ábacos para projeto. Apresenta-se também as principais características do método de controle. O estudo teórico é validado através de simulação e posteriormente através de resultados experimentais.

A contribuição deste trabalho consiste na apresentação de uma estrutura aplicada à correção do fator de potência propícia para utilização em altas potências que se destaca por ser naturalmente isolada, operar tanto como elevador quanto abaixador de tensão.

ABSTRACT

This work presents a study concerning the Zeta converter operating in continuous conduction mode for power factor correction applications. The control is performed by average current mode control.

The qualitative and quantitative analysis of the converter and the main characteristics of the control are presented. The theoretical studies are validated by simulation and experimental results.

The main contribution of this work shows the Zeta converter operating in continuous conduction mode in a power factor correction application. Through this application we obtained a structure naturally isolated that operates as step down or step up, and is suitable for high power applications.

SIMBOLOGIA

- a - Relação de transformação do transformador T_r
- a_H - Relação de transformação do sensor de efeito hall
- A_e - Área da perna central do núcleo
- A_w - Área da janela do núcleo
- $B_{máx}$ - Máxima densidade de fluxo
- $\Delta B_{máx}$ - Máxima variação da densidade de fluxo
- C_a - Capacitância de acoplamento
- C_a' - Capacitância de acoplamento referido ao primário
- C_f - Capacitância do filtro de entrada
- C_{g1} - Capacitor do grampeador do interruptor S
- C_{g2} - Capacitância do grampeador do diodo D_r
- C_0 - Capacitância do filtro de saída
- C_0' - Capacitância do filtro de saída refletido ao primário
- C_e - Capacitância equivalente
- C_{vf} - Capacitor do circuito de realimentação da tensão de saída
- C_t - Capacitor do circuito de definição da frequência de chaveamento
- C_{ff1}, C_{ff2} - Capacitores do circuito de realimentação da tensão de entrada
- C_{fp}, C_{fz} - Capacitores do circuito de realimentação da corrente
- D_r - Diodo de roda livre
- D_r' - Diodo de roda livre refletido ao primário
- D_{g1} - Diodo do grampeador do interruptor S
- D_{g2} - Diodo do grampeador do diodo D_r
- D_p - Diodo do retificador em ponte do circuito de potência
- D - Razão cíclica

- (1 - D) - Razão cíclica complementar
- D_{cp} - Razão cíclica complementar
- f_s - Frequência de chaveamento
- f_r - Frequência da rede em Hz
- f_{osc} - Frequência de oscilação
- f_z - Frequência do zero em Hz
- f_p - Frequência do pólo em Hz
- G_{PL} - Ganho na faixa plana da resposta em frequência do compensador de corrente
- G_f - Ganho do filtro da realimentação da tensão de entrada em 120 Hz
- I_{pk} - Corrente de pico da componente fundamental da corrente de entrada
- $I_{pk_{nom}}$ - Corrente de pico nominal da corrente fundamental da corrente de entrada
- $I_{pk_{máx}}$ - Máxima corrente de pico da componente fundamental da corrente de entrada
- $I_{in_{md}}$ - Corrente média instantânea de entrada
- $I_{Lm'_{md}}$ - Corrente média instantânea no indutor L_m
- $I_{Lo'_{md}}$ - Corrente média instantânea no indutor L_0
- $I_{Dr'_{md}}$ - Corrente média instantânea no diodo D_r referida ao primário
- i_{Co} - Corrente no capacitor C_0
- $i_{s_{md}}$ - Corrente média no interruptor S
- $i_{Dr_{md}}$ - Corrente média no diodo D_r
- $I_{Lm'_{pk}}$ - Corrente de pico instantânea no indutor L_m
- $I_{Lo_{pk}}$ - Corrente de pico instantânea no indutor L_0
- i_s - Corrente no interruptor S
- $i_{Lm'}$ - Corrente no indutor L_m
- $i_{Lo'}$ - Corrente no indutor L_0
- $i_{Dr'}$ - Corrente no diodo D_r referida ao primário
- i_{Dr} - Corrente no diodo D_r
- $I_{s_{pk}}$ - Corrente de pico instantânea no interruptor S
- $I_{Dr'_{pk}}$ - Corrente de pico instantânea no diodo D_r refletida ao primário

- $i_{s_{pk}}$ - Corrente de pico no interruptor S
- $i_{Dr'_{pk}}$ - Corrente de pico no diodo D_r refletida ao primário
- $i_{Dr_{pk}}$ - Corrente de pico no diodo D_r
- $i_{Lm'_{ef}}$ - Corrente eficaz no indutor L_m
- $i_{Lo'_{ef}}$ - Corrente eficaz no indutor L_0 referida ao primário
- $i_{Lo_{ef}}$ - Corrente eficaz no indutor L_0
- $I_{s_{ef}}$ - Corrente eficaz instantânea no interruptor S
- $i_{s_{ef}}$ - Corrente eficaz no interruptor S
- $\overline{i}_{s_{ef}}$ - Corrente eficaz no interruptor S normalizada
- $I_{Dr'_{ef}}$ - Corrente eficaz instantânea no diodo D_r referida ao primário
- $i_{Dr_{ef}}$ - Corrente eficaz no diodo D_r
- $\overline{i}_{Dr_{ef}}$ - Corrente eficaz no diodo D_r normalizada
- $I_{Ca'_{ef}}$ - Corrente eficaz instantânea no capacitor C_a referida ao primário
- $i_{Ca_{ef}}$ - Corrente eficaz no capacitor C_a
- $\overline{i}_{Ca_{ef}}$ - Corrente eficaz no capacitor C_a normalizada
- $i_{Co_{ef}}$ - Corrente eficaz no capacitor C_0
- $i_{Lf_{pk}}$ - Corrente de pico no indutor do filtro de entrada L_f
- $i_{Lf_{ef}}$ - Corrente eficaz no indutor do filtro de entrada L_f
- $i_{DP_{ef}}$ - Corrente eficaz no diodo D_P
- $i_{DP_{md}}$ - Corrente média no diodo D_P
- i_0 - Corrente média de saída
- i_{cp} - Corrente de referência
- $i_{SH_{máx}}$ - Corrente máxima no secundário do sensor de efeito hall
- $I_{SH_{máx}}$ - Corrente média instantânea máxima no secundário do sensor de efeito hall
- I_{ac} - Corrente de amostra da forma de onda da tensão de entrada
- $J_{máx}$ - Máxima densidade de corrente
- K - Fator de utilização do núcleo do indutor

- K_p - Fator de ocupação do enrolamento primário do transformador
 K_w - Fator de ocupação da janela do núcleo do transformador
 l_e - Comprimento magnético
 l_t - Comprimento médio de uma espira
 l_g - Entreferro
 L_f - Indutância do filtro de entrada
 L_0 - Indutância do filtro de saída
 L_0' - Indutância do filtro de saída refletida ao primário
 L_m - Indutância de acoplamento
 L_m' - Indutância magnetizante do transformador referida ao primário
 L_d - Indutância de dispersão do transformador
 L_e - Indutância equivalente
 N_1 - Número de espiras do enrolamento primário
 N_2 - Número de espiras do enrolamento secundário
 N_e - Número de espiras do enrolamento dos indutores
 n_{fp} - Número de fios que compõem o condutor do enrolamento primário
 P_1 - Potência média instantânea de entrada
 P_2 - Potência média instantânea de saída
 P_{in} - Potência de entrada
 P_0 - Potência de saída
 P_c - Perdas no cobre
 P_m - Perdas magnéticas
 P_{cond} - Perdas de condução
 P_{com} - Perdas de comutação
 P_n - Perdas no núcleo
 P_d - Potência dissipada no grampeador
 ΔQ_{Ca} - Variação da carga instantânea do capacitor C_a referida ao primário
 R_0 - Resistência de carga
 R_0' - Resistência de carga referida ao primário
 R_c - Resistência equivalente de entrada do conversor

- R_s - Resistor shunt
 R_{cp} - Resistor da corrente de referência
 R_{g1} - Resistor do grampeador do interruptor S
 R_{g2} - Resistor do grampeador do diodo D_r
 R_{jc} - Resistência térmica junção-cápsula
 R_{ca} - Resistência térmica cápsula-ambiente
 r_{c21} - Resistência por unidade de comprimento do fio 21 AWG
 r_{c22} - Resistência por unidade de comprimento do fio 22 AWG
 r_{c23} - Resistência por unidade de comprimento do fio 23 AWG
 R_{SH} - Resistor de medição do sensor de efeito hall
 R_{set} - Resistor do circuito de definição da frequência de chaveamento
 R_p, R_{fz} - Resistores do circuito de realimentação da corrente
 R_{ac}, R_b - Resistores do circuito de amostra da forma de onda da tensão de entrada
 R_{pk1}, R_{pk2} - Resistores do circuito de limitação da corrente de pico
 $R_{ff1}, R_{ff2}, R_{ff3}$ - Resistores do circuito de realimentação da tensão de entrada
 $R_{vi}, R_{vd}, R_{fi}, R_{vf}$ - Resistores do circuito de realimentação da tensão de saída
S - Interruptor
 S_{cp} - Área do condutor do enrolamento primário
 S_{cs} - Área do condutor do enrolamento secundário
 S_c - Área do condutor do enrolamento dos indutores
t - Tempo
 T_s - Período de chaveamento
 T_A - Temperatura ambiente
 T_j - Temperatura de junção
 ΔT - Variação de temperatura
 T_r - Transformador
 V_{pk} - Tensão de pico da rede
 V_{pknom} - Tensão de pico nominal da rede
 $V_{pkmáx}$ - Tensão de pico máxima da rede

- $V_{pk\text{mín}}$ - Tensão de pico mínima da rede
 V_{in} - Tensão média instantânea de entrada
 V_0 - Tensão de saída
 V_0' - Tensão de saída referida ao primário
 v_{Co} - Tensão no capacitor C_0
 v_{Co_r} - Amplitude da ondulação de tensão do capacitor C_0
 v_s - Tensão no interruptor S
 $v_{Dr'}$ - Tensão no diodo D_r referido ao primário
 $V_{s\text{pk}}$ - Tensão de pico instantânea no interruptor S
 $V_{Dr'\text{pk}}$ - Tensão de pico instantânea no diodo D_r referida ao primário
 $V_{Dr\text{pk}}$ - Tensão de pico instantânea no diodo D_r
 $\overline{V_{s\text{pk}}}$ - Tensão de pico instantânea no interruptor normalizada
 $\overline{V_{Dr\text{pk}}}$ - Tensão de pico instantânea no diodo D_r normalizada
 $V_{DP\text{pk}}$ - Tensão reversa de pico do diodo D_P
 V_r - Amplitude da tensão de comparação em forma de dente de serra
 V_{ea} - Tensão de erro amplificada
 v_{rs} - Tensão no resistor shunt
 v_{cp} - Tensão no resistor R_{cp}
 $v_{rs\text{md}}$ - Tensão média instantânea no resistor R_s
 $v_{cp\text{md}}$ - Tensão média instantânea no resistor R_{cp}
 $V_{SH\text{máx}}$ - Tensão máxima no resistor R_{SH}
 V_{ref} - Tensão de referência gerada pelo CI3854
 ΔV_{0D} - Ondulação de tensão sobre o resistor R_{vd}
 V_e - Volume do núcleo
 α - Relação de tensão entre as tensões de entrada e saída
 α_{nom} - Relação de tensão para condições nominais
 $\alpha_{máx}$ - Máxima relação de tensão
 $\alpha_{mín}$ - Mínima relação de tensão

- ω_z - Frequência do zero da resposta em frequência do compensador de corrente
- ω_p - Frequência do pólo da resposta em frequência do compensador de corrente
- ω_f - Frequência do corte do filtro de entrada
- ω - Frequência da rede em rad/s
- μ_0 - Permissividade magnética do vácuo
- δ - Coeficiente de penetração
- ζ - Coeficiente de amortecimento

INTRODUÇÃO GERAL

Atualmente diversas topologias tem sido pesquisadas na busca de uma estrutura que não só atenda aos requisitos de fator de potência e quantidade de harmônicas injetadas na rede previstos nas normas, mas que também possua o melhor conjunto de características.

Apesar de ser a estrutura mais empregada e estudada, o conversor Boost apresenta limitações relevantes na sua aplicação por não ser uma estrutura naturalmente isolada e por só operar como elevador de tensão.

Como alternativa à essas limitações foi proposto e desenvolvido, pelo Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da Universidade de Santa Catarina (UFSC), o estudo do conversor Zeta operando em condução descontínua aplicado à correção do fator de potência. O conversor Zeta mostrou-se muito atrativo por operar tanto como elevador quanto abaixador de tensão, ser uma estrutura naturalmente isolada e processar a potência em um único estágio.

Mas em aplicações que envolvem altas potências a operação de um conversor em condução descontínua torna-se inviável por resultar em aos altos valores eficazes das correntes causando elevados níveis de “stress” nos semicondutores. Portanto a alternativa proposta da utilização do conversor Zeta operando em condução descontínua fica restrita à baixas potências.

Até então, os métodos de controle de corrente, como por exemplo o método de controle por histerese variável, possibilitavam apenas a utilização de conversores operando em condução contínua que possuíssem características de fonte de corrente na entrada, como por exemplo o Boost e o Sepic.

Recentemente surgiram novos métodos de controle, como por exemplo o método de controle de corrente por valores médios, que devido à sua concepção possibilita a aplicação de conversores com características de fonte de tensão na entrada, como por exemplo o conversor Zeta, operando em condução contínua na correção do fator de potência.

Com o objetivo de estender a alternativa da utilização do conversor Zeta na correção do fator de potência para aplicações em altas potências, tendo em vista as principais características e vantagens deste conversor frente as limitações do conversor Boost, este trabalho apresenta o estudo do conversor Zeta operando em condução contínua na correção do fator de potência utilizando o método de controle de corrente por valores médios instantâneos.

CAPÍTULO 1 : ESTUDO QUALITATIVO E QUANTITATIVO DO CONVERSOR ZETA APLICADO À CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

1.1) INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta um estudo qualitativo e quantitativo do funcionamento do conversor ZETA CA/CC em condução contínua com a finalidade de gerar ábacos e expressões que orientem na escolha de parâmetros e no dimensionamento de um projeto.

O conversor ZETA ou Dual-Sepic originado através da dualização do conversor Sepic, pode ser visto como uma composição dos conversores Buck e Buck-Boost na qual o diodo é comum a ambos. Abaixo as figuras 1.1 e 1.2 apresentam o conversor ZETA CA/CC não isolado e isolado com o filtro de linha (L_f , C_f) para aplicação em correção do fator de potência.

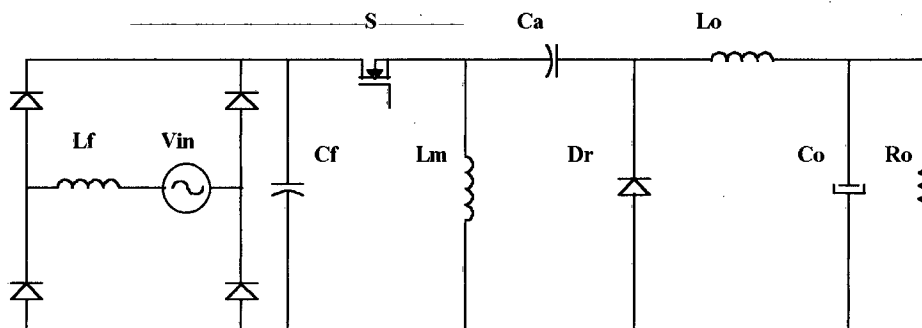


Fig. 1.1 - Conversor ZETA CA/CC não Isolado

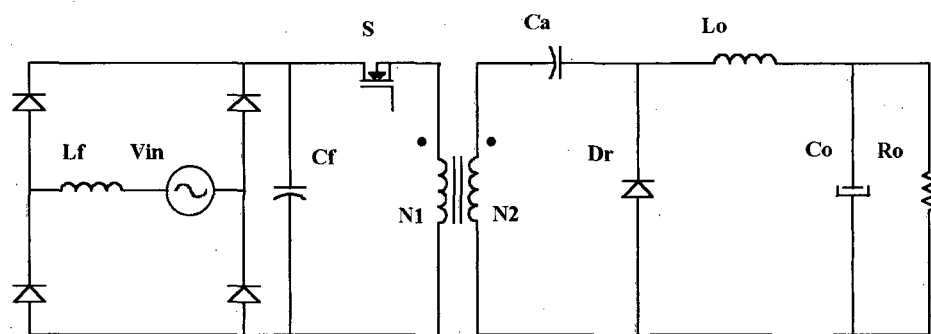


Fig. 1.2 - Conversor ZETA CA/CC Isolado

O conversor ZETA se destaca por reunir a isolação natural, característica do conversor Buck-Boost, e a saída em fonte de corrente, característica do conversor Buck, num mesmo conversor. As principais características do conversor ZETA são:

- ⇒ Isolação natural;
- ⇒ Proteção natural contra curto-circuito e sobrecarga;
- ⇒ Único estágio de processamento de energia empregando um único interruptor;
- ⇒ Saída com características de fonte de corrente;
- ⇒ Naturalmente adaptado para utilização com múltiplas saídas.

Tendo como objetivo aplicações em fontes chaveadas e no-breaks este estudo, como os anteriormente desenvolvidos [1,2], está dirigido para a estrutura isolada da qual a estrutura não isolada é um caso particular.

O estudo anteriormente realizado [1] do conversor ZETA operando em condução descontínua para correção do fator de potência apresenta altos valores eficazes das correntes devido ao seu modo de operação, fato que inviabiliza à sua aplicação em altas potências. Como alternativa este trabalho apresenta o estudo do conversor ZETA isolado operando em condução contínua com o objetivo de proporcionar a utilização deste conversor em potências mais elevadas.

1.2) OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA

A análise qualitativa e quantitativa será realizada primeiro para uma período de chaveamento e depois estendida para 1/2 ciclo da rede.

Para simplificar a análise as seguintes simplificações serão adotadas:

- ⇒ O conversor está em regime permanente;
- ⇒ Os semicondutores e elementos passivos são ideais;
- ⇒ Os capacitores são de valor suficiente para serem considerados como fontes de tensão;
- ⇒ O circuito é referenciado ao primário;
- ⇒ O transformador é representado apenas por sua indutância magnetizante;
- ⇒ A frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência da rede e sendo assim a tensão de entrada pode ser considerada constante num período de chaveamento.

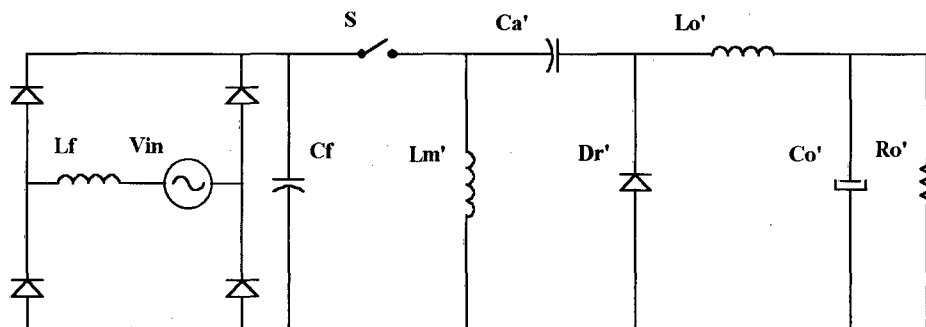


Fig. 1.3 - Conversor ZETA CA/CC Isolado Referido ao Primário

Para facilitar o entendimento os valores médios, eficazes e de pico de corrente e tensão num período de chaveamento serão referidos como valores médios, eficazes e de pico instantâneos.

1.2.1) Análise Para um Período de Chaveamento

Considerando a tensão de entrada constante esta análise dá-se de forma análoga ao estudo do conversor ZETA CC/CC operando em condução contínua [1]. Tem-se então abaixo as etapas de funcionamento e principais formas de onda.

Primeira Etapa : No início desta etapa, em t_0 (Fig. 1.6), o interruptor “S” entra em condução bloqueando o diodo “ D_r ” que fica com tensão reversa igual à $(V_{in}+V_0')$. Durante esta etapa os indutores L_m' e L_0' , submetidos à uma tensão de igual valor à tensão de entrada, armazenam energia fornecida pela fonte de tensão da entrada (V_{in}) e pelo capacitor de acoplamento (C_a).

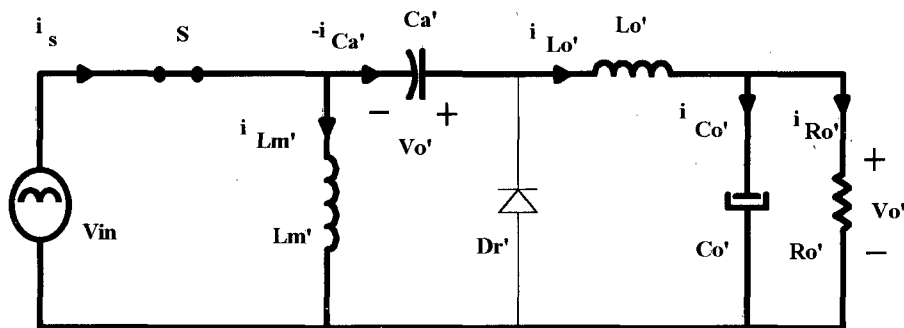


Fig. 1.4 - Primeira Etapa

Segunda Etapa : No início desta etapa, em t_1 (Fig. 1.6), o interruptor “S” é aberto e o diodo “ D_r ” entra em condução assumindo a corrente dos indutores. Durante esta etapa os indutores L_m' e L_0' , submetidos à uma tensão negativa de valor igual à tensão de saída (V_0'), transferem a energia armazenada na primeira etapa aos capacitores C_a e C_0 respectivamente. Ao final desta etapa o interruptor S entra em condução reiniciando um novo ciclo.

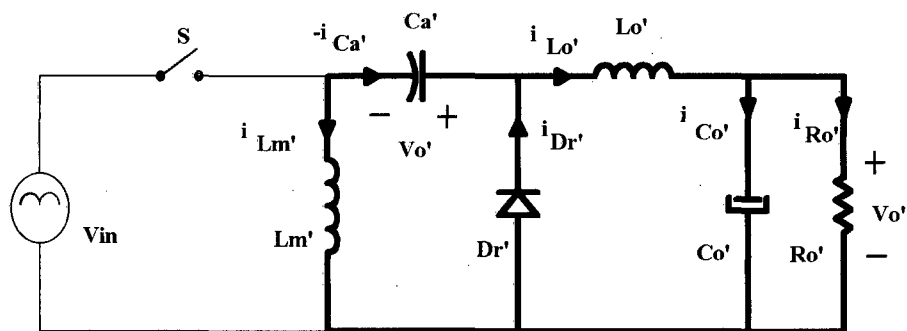


Fig. 1.5 - Segunda Etapa

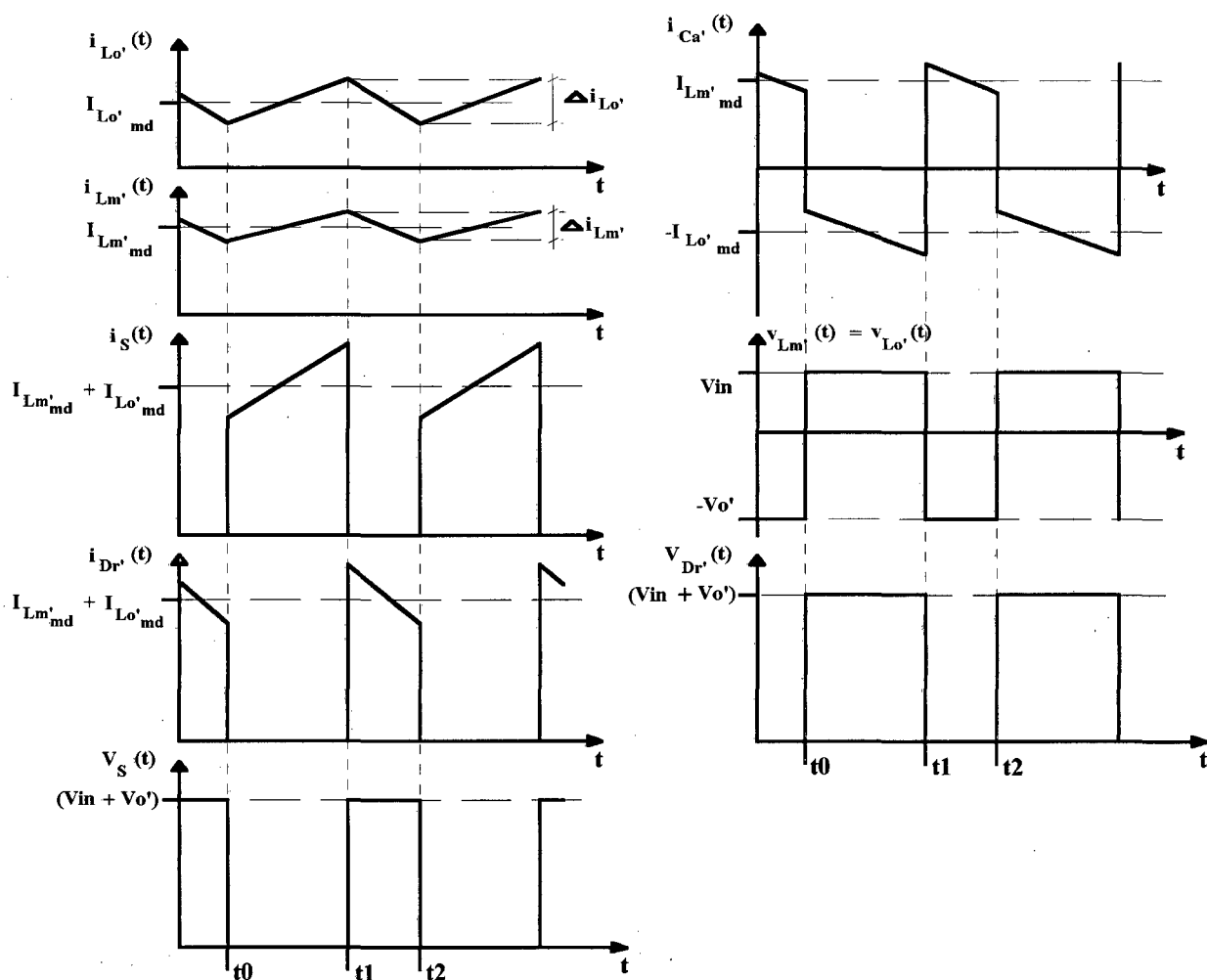


Fig. 1.6 - Principais Formas de Onda

Aplicando a lei da conservação de energia no indutor L_m' à partir da Fig. 1.6, tem-se:

$$V_{in} \cdot I_{Lm'_{md}} \cdot (t1 - t0) = V_0' \cdot I_{Lm'_{md}} \cdot (t2 - t1)$$

Onde: $V_{in} \Rightarrow$ tensão de entrada num período de chaveamento

$V_0' \Rightarrow$ tensão de saída refletida ao primário

Definindo:

$$D = \frac{(t1 - t0)}{T_s} \quad \text{razão cíclica}$$

$$(1 - D) = \frac{(t2 - t1)}{T_s} \quad \text{razão cíclica complementar}$$

$$T_s = (t2 - t0) \quad \text{período de chaveamento}$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad \text{frequência de chaveamento}$$

O ganho estático de tensão é dado pela Eq. (1.1) :

$$\frac{V_0'}{V_{in}} = \frac{D}{(1 - D)} \quad (1.1)$$

Desprezadas as perdas, a potência média instantânea de entrada (P_1) é igual à potência média instantânea de saída (P_2).

$$P_1 = V_{in} \cdot I_{in_{md}} \quad (1.2)$$

$$P_2 = V_0' \cdot I_{Lo'_{md}} \quad (1.3)$$

Onde: $I_{in_{md}} \Rightarrow$ corrente média instantânea de entrada

$I_{Lo'_{md}} \Rightarrow$ corrente média instantânea no indutor L_0 referida ao primário

Substituindo as Eqs. (1.2) e (1.3) na Eq. (1.1) o ganho estático de corrente é dado pela

Eq.(1.4):

$$\frac{\left(\frac{P_2}{I_{L_0'_{md}}}\right)}{\left(\frac{P_1}{I_{in_{md}}}\right)} = \frac{D}{(1-D)}$$

$$\frac{I_{in_{md}}}{I_{L_0'_{md}}} = \frac{D}{(1-D)} \quad (1.4)$$

1.2.1.1) Corrente Média Instantânea no Indutor L_m'

Aplicando a lei da conservação de energia no capacitor de acoplamento (C_a) à partir da

Fig. 1.6, tem-se:

$$V_0' \cdot I_{L_0'_{md}} \cdot (t1 - t0) = V_0' \cdot I_{Lm'_{md}} \cdot (t2 - t1)$$

$$\frac{I_{Lm'_{md}}}{I_{L_0'_{md}}} = \frac{D}{(1-D)} \quad (1.5)$$

Onde: $I_{Lm'_{md}} \Rightarrow$ corrente média instantânea no indutor L_m'

Comparando a Eq. (1.4) com a Eq. (1.3) define-se que a corrente média instantânea no indutor L_m' é igual à corrente média instantânea de entrada:

$$I_{Lm'_{md}} = I_{in_{md}} \quad (1.6)$$

1.2.1.2) Ondulação de Corrente nos Indutores

Observando as principais formas de onda na Fig. 1.6 define-se:

$$\Delta i_{Lm'} = \frac{V_{in}}{L_m'} \cdot D \cdot T_s \quad (1.7)$$

$$\Delta i_{L_0'} = \frac{V_{in}}{L_0'} \cdot D \cdot T_s \quad (1.8)$$

Onde: $\Delta i_{L_m'}$ \Rightarrow ondulação de corrente no indutor L_m'

$\Delta i_{L_o'}$ \Rightarrow ondulação de corrente no indutor L_o' referido ao primário

1.2.1.3) Ondulação de Tensão no Capacitor C_a'

Observando as principais formas de onda na Fig. 1.6 define-se:

$$\Delta V_{C_a'} = \frac{\Delta Q_{C_a'}}{C_a'} = \frac{I_{L_m'_{md}} \cdot (1-D) \cdot T_s}{C_a'} \quad (1.9)$$

Onde: $\Delta Q_{C_a'}$ \Rightarrow variação da carga do capacitor C_a' referida ao primário

$\Delta V_{C_a'}$ \Rightarrow ondulação de tensão no capacitor C_a' referida ao primário

1.2.1.4) Corrente Média Instantânea no Diodo D_r'

Observando as principais formas de onda (Fig. 1.6) a corrente média instantânea pode ser expressa por:

$$I_{D_r'_{md}} = (1-D) \cdot (I_{L_m'_{md}} + I_{L_o'_{md}})$$

$$I_{D_r'_{md}} = (1-D) \cdot I_{L_m'_{md}} + (1-D) \cdot I_{L_o'_{md}}$$

Onde: $I_{D_r'_{md}}$ \Rightarrow corrente média instantânea no diodo D_r' referida ao primário

Substituindo a Eq. (1.5) na equação acima :

$$I_{D_r'_{md}} = D \cdot I_{L_o'_{md}} + (1-D) \cdot I_{L_o'_{md}}$$

Logo, a corrente média instantânea no diodo D_r' é igual à corrente média instantânea no indutor L_o' :

$$I_{Dr'_{md}} = I_{Lo'_{md}} \quad (1.10)$$

1.2.2) Análise para 1/2 ciclo da rede

Para deslocar as harmônicas da corrente de entrada para altas frequências onde podem ser facilmente filtradas, o método de controle de corrente por valores médios instantâneos atua na corrente de entrada fazendo com que o seu valor médio instantâneo varie da mesma forma e com mesmo valor que o valor médio instantâneo da corrente fundamental desejada. Desta maneira tem-se:

$$V_{in}(\omega t) = V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.11)$$

$$I_{in_{md}}(\omega t) = I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.12)$$

$$I_{pk} = \frac{2 \cdot P_{in}}{V_{pk}} \quad (1.13)$$

Onde: $V_{in}(\omega t) \Rightarrow$ variação do valor médio instantâneo da tensão de entrada
durante 1/2 ciclo da rede

$I_{in_{md}}(\omega t) \Rightarrow$ variação do valor médio instantâneo da corrente de entrada
durante 1/2 ciclo da rede

$I_{pk} \Rightarrow$ valor de pico da corrente fundamental

$P_{in} \Rightarrow$ potência de entrada

Substituindo a Eq. (1.11) na Eq. (1.1) o ganho estático fica , então, definido para 1/2 ciclo da rede como :

$$\frac{V_0'}{V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t)} = \frac{D}{(1-D)} \quad (1.14)$$

Logo, da Eq. (1.14) obtém-se a variação da razão cíclica (Eq. 1.16) e da razão cíclica complementar (Eq. 1.17) durante 1/2 ciclo da rede:

$$\alpha = \frac{\Delta V_{pk}}{V_0'} = \frac{V_{pk}}{a \cdot V_0} \quad (1.15)$$

$$D(\alpha, \omega t) = D = \frac{1}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.16)$$

$$D_{\varphi}(\alpha, \omega t) = [1 - D] = \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.17)$$

Onde: $\alpha \Rightarrow$ relação de tensão

$$a = \frac{N_1}{N_2} \Rightarrow \text{relação de transformação}$$

$N_1 \Rightarrow$ número de espiras do enrolamento primário

$N_2 \Rightarrow$ número de espiras do enrolamento secundário

$V_0 \Rightarrow$ tensão de saída

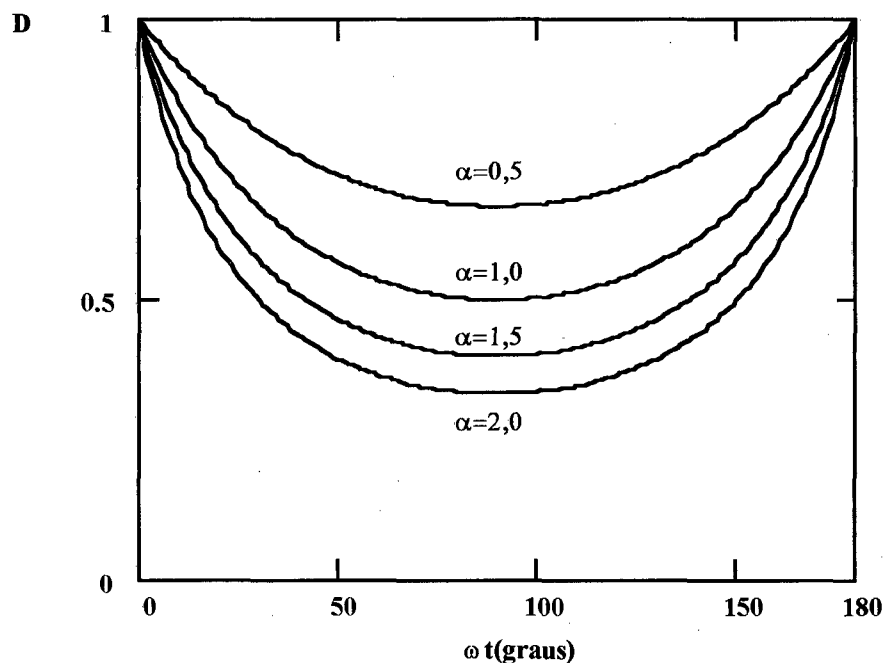


Fig 1.7 - Variação da razão cíclica durante 1/2 ciclo da rede

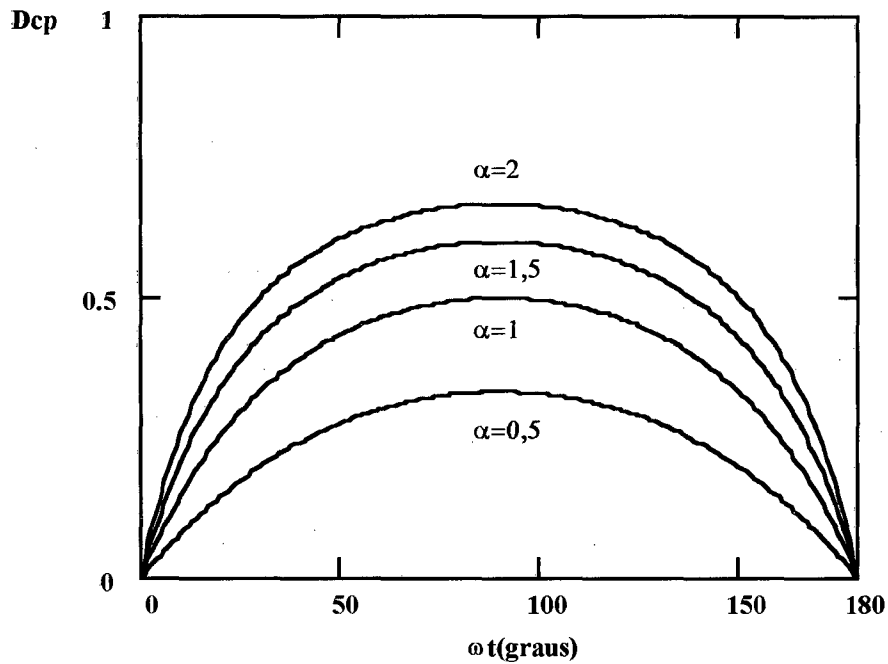


Fig 1.8 - Variação da razão cíclica complementar durante 1/2 ciclo da rede

1.2.2.1) Ondulação da Corrente nos Indutores

Indutor L_m' :

Substituindo as Eqs. (1.11) e (1.16) na Eq. (1.7) tem-se:

$$\Delta i_{L_m'}(\alpha, \omega t) = \frac{V_{pk}}{L_m' \cdot f_s} \cdot \frac{\text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.18)$$

Parametrizando:

$$\overline{\Delta i}_{L_m'}(\alpha, \omega t) = \frac{\Delta i_{L_m'}(\alpha, \omega t) \cdot L_m' \cdot f_s}{V_{pk}} = \frac{\text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.19)$$

Onde: $\overline{\Delta i}_{L_m'}$ \Rightarrow ondulação de corrente parametrizada no indutor L_m'

A Fig. 1.9 mostra a variação da ondulação da corrente parametrizada durante 1/2 ciclo da rede para diferentes valores de α . Segundo a definição da relação de tensão α pode-se interpretar as diferentes curvas como diferentes valores da tensão de saída ou diferentes relações de transformação.

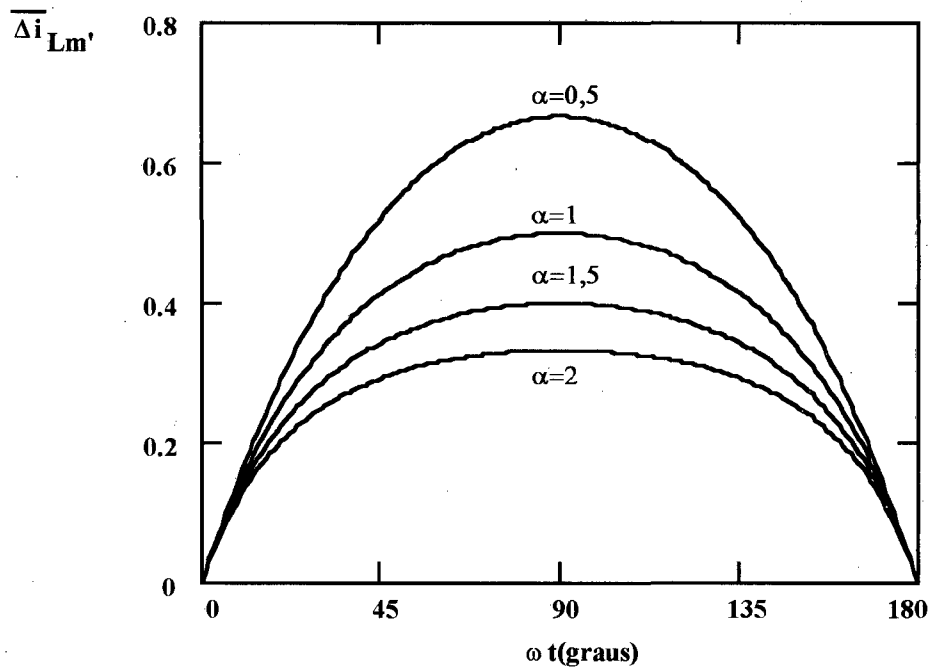


Fig. 1.9 - Variação da ondulação de corrente parametrizada no indutor L_m' durante 1/2 ciclo da rede

De acordo com a Eq. (1.19) e com a Fig. 1.9 a máxima ondulação de corrente parametrizada em 1/2 ciclo da rede ocorre para $(\omega t)=90^\circ$. Sendo assim fica definida a máxima ondulação de corrente parametrizada como:

$$\overline{\Delta i_{L_m'}}(\alpha, 90^\circ) = \frac{\Delta i_{L_m'}(\alpha, 90^\circ) \cdot L_m' \cdot f_s}{V_{pk}} = \frac{1}{(1+\alpha)} \quad (1.20)$$

Indutor L_0 :

Substituindo as Eq. (1.11) e (1.16) na Eq. (1.8) obtém-se:

$$\Delta i_{L_0'}(\alpha, \omega t) = \frac{V_{pk}}{L_0' \cdot f_s} \cdot \frac{\text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.21)$$

Multiplicando e dividindo a Eq. (1.21) por V_0' :

$$\Delta i_{L_0'}(\alpha, \omega t) = \frac{V_0'}{V_0'} \cdot \frac{V_{pk}}{L_0' \cdot f_s} \cdot \frac{\text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} = \frac{V_0'}{L_0' \cdot f_s} \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.22)$$

Referindo a Eq. (1.22) ao secundário:

$$\Delta i_{L_0}(\alpha, \omega t) = a \cdot \Delta i_{L_0'}(\alpha, \omega t) = \frac{a \cdot V_0'}{L_0' \cdot f_s} \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.23)$$

Onde: $\Delta i_{L_0} \Rightarrow$ ondulação de corrente no indutor L_0

Substituindo, $V_0' = a \cdot V_0$ e $L_0' = a^2 \cdot L_0$ na Eq. (1.23), tem-se:

$$\Delta i_{L_0}(\alpha, \omega t) = \frac{V_0}{L_0 \cdot f_s} \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.24)$$

Parametrizando:

$$\overline{\Delta i}_{L_0}(\alpha, \omega t) = \frac{\Delta i_{L_0}(\omega t) \cdot L_0 \cdot f_s}{V_0} = \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.25)$$

Onde: $\overline{\Delta i}_{L_0} \Rightarrow$ ondulação de corrente parametrizada no indutor L_0

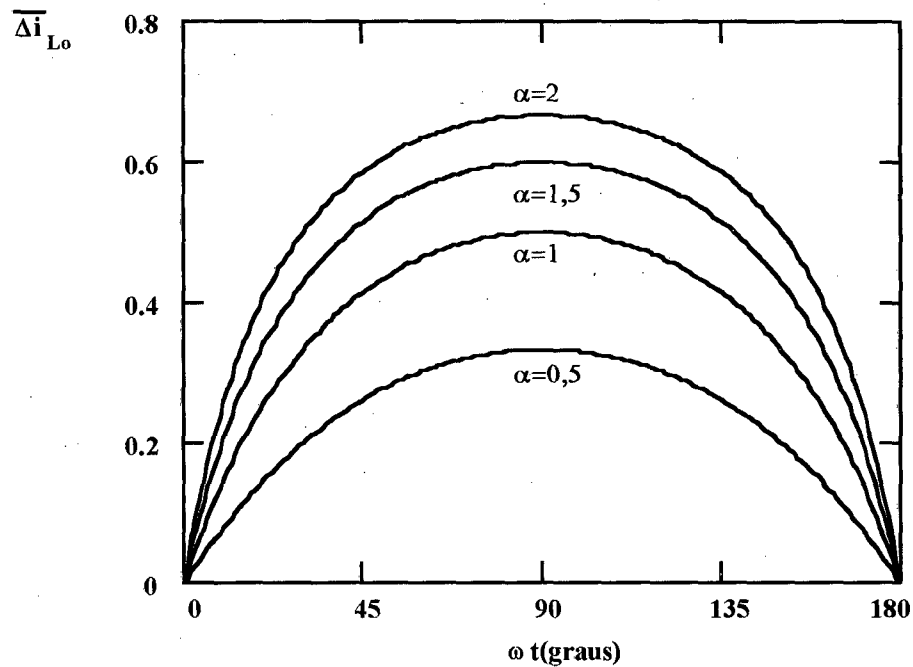


Fig. 1.10 - Variação da ondulação de corrente parametrizada no indutor L_0 durante 1/2 ciclo da rede

Observando a Fig. 1.10 nota-se que a máxima ondulação de corrente no indutor L_0 também ocorre para $(\omega t)=90^\circ$. Logo a máxima ondulação é definida pela Eq. (1.26).

$$\overline{\Delta i_{L_0}}(\alpha, 90^\circ) = \frac{\Delta i_{L_0}(\alpha, 90^\circ) \cdot L_0 \cdot f_s}{V_0} = \frac{\alpha}{(1+\alpha)} \quad (1.26)$$

1.2.2.2) Corrente Média Instantânea nos Indutores

Indutor L_m :

Substituindo a Eq. (1.12) na Eq. (1.6)

$$I_{L_m'_{md}}(\omega t) = I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.27)$$

Indutor L_0

Substituindo as Eqs. (1.12), (1.16) e (1.17) na Eq. (1.4):

$$\frac{I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t)}{I_{L_0'_{md}}} = \frac{1}{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t)}$$

$$I_{L_0'_{md}}(\omega t) = \alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (1.28)$$

Substituindo as Eqs. (1.13) e (1.15) na Eq. (1.28):

$$I_{L_0'_{md}}(\omega t) = \frac{V_{pk}}{a \cdot V_0} \cdot \frac{2 \cdot P_{in}}{V_{pk}} \cdot \text{sen}^2(\omega t) = \frac{2 \cdot P_{in}}{a \cdot V_0} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (1.29)$$

Referindo a Eq. (1.29) ao secundário:

$$I_{L_0_{md}}(\omega t) = a \cdot I_{L_0'_{md}}(\omega t) = \frac{2 \cdot P_{in}}{V_0} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (1.30)$$

Sendo a potência de entrada (P_{in}) igual à de saída (P_0), tem-se:

$$I_{L_0_{md}}(\omega t) = 2 \cdot i_0 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (1.31)$$

Onde: $I_{L_0_{md}} \Rightarrow$ corrente média instantânea no indutor L_0

$i_0 \Rightarrow$ corrente média da carga

Sendo: $\text{sen}^2(\omega t) = \frac{1 - \cos(2 \cdot \omega t)}{2}$

Pode-se reescrever a Eq. (1.31) como :

$$I_{L_0_{md}}(\omega t) = i_0 - i_0 \cdot \cos(2 \cdot \omega t) \quad (1.32)$$

1.2.2.3) Ondulação de tensão nos Capacitores

Capacitor C_a' :

Substituindo as Eqs. (1.24) e (1.17) na Eq. (1.9):

$$\Delta V_{C_a'}(\alpha, \omega t) = \frac{I_{pk}}{f_s \cdot C_a'} \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.33)$$

Substituindo as Eqs. (1.13) e (1.15) na Eq. (1.33)

$$\Delta V_{C_a'}(\alpha, \omega t) = \frac{2 \cdot P_{in}}{f_s \cdot C_a' \cdot V_{pk}} \cdot \frac{\left(\frac{V_{pk}}{a \cdot V_0} \right) \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]}$$

$$\Delta V_{C_a'}(\alpha, \omega t) = \frac{2 \cdot P_{in}}{a \cdot f_s \cdot C_a' \cdot V_0} \cdot \frac{\text{sen}^2(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.34)$$

Referindo a Eq. (1.34) ao secundário, tem-se:

$$\Delta V_{C_a}(\alpha, \omega t) = \frac{\Delta V_{C_a'}(\alpha, \omega t)}{a} = \frac{2 \cdot P_{in}}{a^2 \cdot f_s \cdot C_a' \cdot V_0} \cdot \frac{\text{sen}^2(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.35)$$

Mas $C_a = a^2 \cdot C_a'$ e $P_{in} = P_0$, logo:

$$\Delta V_{C_a}(\alpha, \omega t) = \frac{2 \cdot i_0}{f_s \cdot C_a} \cdot \frac{\text{sen}^2(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.36)$$

Onde: $\Delta V_{C_a} \Rightarrow$ ondulação de tensão no capacitor C_a

Parametrizando:

$$\overline{\Delta V_{C_a}}(\alpha, \omega t) = \frac{f_s \cdot \Delta V_{C_a}(\alpha, \omega t) \cdot C_a}{2 \cdot i_0} = \frac{\text{sen}^2(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \quad (1.37)$$

Onde: $\overline{\Delta V_{Ca}}(\alpha, \omega t) \Rightarrow$ ondulação de tensão parametrizada no capacitor C_a

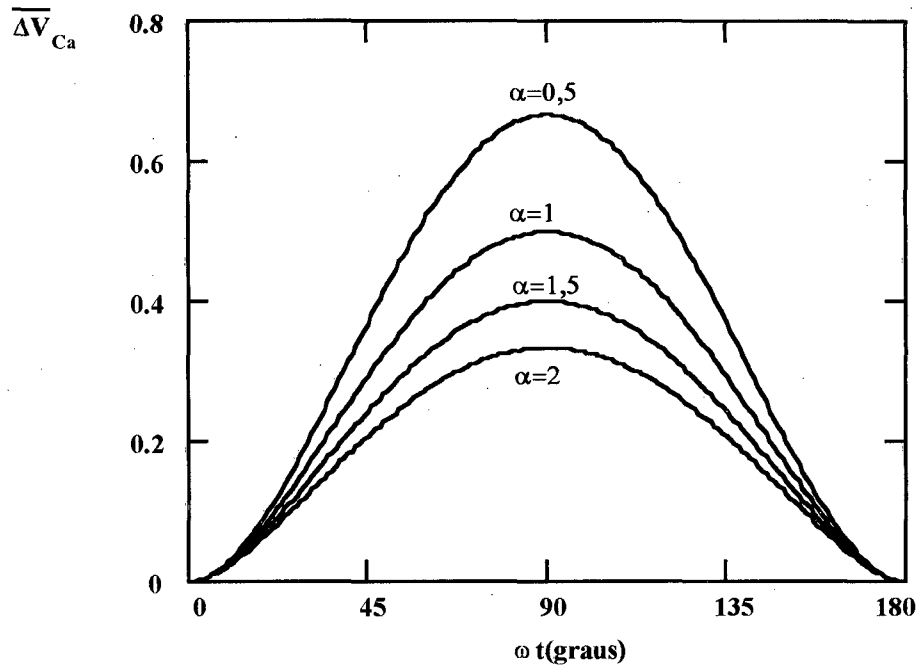


Fig. 1.11 - Variação da ondulação de corrente parametrizada em C_a durante 1/2 ciclo da rede

A Fig. 1.11 mostra que a máxima ondulação de tensão parametrizada em C_a durante 1/2 ciclo da rede ocorre para $(\omega t)=90^\circ$. Sendo assim define-se através da Eq. (1.37) a máxima ondulação parametrizada como:

$$\overline{\Delta V_{Ca}}(\alpha, 90^\circ) = \frac{1}{(1+\alpha)} \quad (1.38)$$

Capacitor C_0 :

Considerando que somente a componente contínua da corrente do indutor L_0 circula pela carga, a ondulação de tensão no capacitor de saída C_0 é determinada pela harmônica de segunda ordem da corrente do indutor L_0 . À partir da Eq. (1.32) define-se, então, a corrente no capacitor:

$$i_{C_0}(t) = -i_0 \cdot \cos(2 \cdot \omega t)$$

$$v_{C_0}(t) = \frac{1}{C_0} \cdot \int i_{C_0}(t) \, d(t)$$

$$v_{C_0}(t) = \frac{-i_0}{C_0} \cdot \int \cos(2 \cdot \omega t) \, d(t)$$

$$v_{C_0}(t) = \frac{-i_0}{C_0 \cdot 2 \cdot \omega} \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega t)$$

Onde: $i_{C_0} \Rightarrow$ corrente no capacitor C_0

$v_{C_0} \Rightarrow$ tensão no capacitor C_0

Sendo:

$$i_0 = \frac{P_0}{V_0} \quad \text{e} \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot 60$$

A amplitude da ondulação (120Hz) de tensão no capacitor de saída é expressa pela Eq.

(1.39):

$$V_{C_{or}} = \frac{P_0}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_0 \cdot C_0} \quad (1.39)$$

1.2.3) Corrente média nos semicondutores

Interruptor S:

Como a corrente média instantânea do interruptor é igual à corrente média instantânea de entrada (Eq. 1.12), tem-se para todo o 1/2 ciclo da rede:

$$i_{smd} = I_{pk} \cdot \frac{2}{\pi} \quad (1.40)$$

Onde: $i_{smd} \Rightarrow$ corrente média no interruptor S

Diodo D_r:

De acordo com a Eq. (1.10) a corrente média instantânea do diodo é igual à corrente média instantânea do indutor de saída (L_0). Sendo a corrente média do indutor L_0 igual à corrente de carga (Eq. 1.32), tem-se para 1/2 ciclo da rede:

$$i_{D_{rmd}} = i_0 \quad (1.41)$$

Onde: $i_{D_{rmd}} \Rightarrow$ corrente média no diodo D_r

1.2.4) Tensão de Pico nos Semicondutores

Observando as etapas de funcionamento (Figs. 1.4 e 1.5) e as principais formas de onda (Fig. 1.6) tem-se:

$$v_s(t) = V_m + V_0' \quad (t_1 < t < t_2)$$

$$v_{D_r'}(t) = V_m + V_0' \quad (t_0 < t < t_1)$$

Onde: $v_s(t) \Rightarrow$ tensão no interruptor S

$v_{D_r'}(t) \Rightarrow$ tensão no diodo D_r refletida ao primário

Logo, as tensões de pico instantâneas são expressas por:

$$V_{spk}(\omega t) = V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) + V_0' \quad (1.42)$$

$$V_{D_r'pk}(\omega t) = V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) + V_0' \quad (1.43)$$

Onde: $V_{spk} \Rightarrow$ tensão de pico instantânea no interruptor S

$V_{D_r'pk} \Rightarrow$ tensão de pico instantânea no diodo D_r referida ao primário

Referindo a tensão no diodo (Eq. 1.43) ao secundário tem-se:

$$V_{Drpk}(\omega t) = \frac{V_{pk}}{a} \cdot \text{sen}(\omega t) + V_0 \quad (1.44)$$

Onde: $V_{Drpk} \Rightarrow$ tensão de pico instantânea no diodo D_r

Colocando as Eqs. (1.42) e (1.44) em função da relação de tensão (Eq. 1.15) e normalizando, obtém-se:

$$\overline{V}_{spk}(\alpha, \omega t) = \frac{V_{spk}(\alpha, \omega t)}{V_{pk}} = \frac{1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)}{\alpha} \quad (1.45)$$

$$\overline{V}_{Drpk}(\alpha, \omega t) = \frac{V_{Drpk}(\alpha, \omega t)}{V_0} = 1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.46)$$

Onde: $\overline{V}_{spk} \Rightarrow$ tensão de pico instantânea no interruptor S normalizada

$\overline{V}_{Drpk} \Rightarrow$ tensão de pico instantânea no diodo D_r normalizada

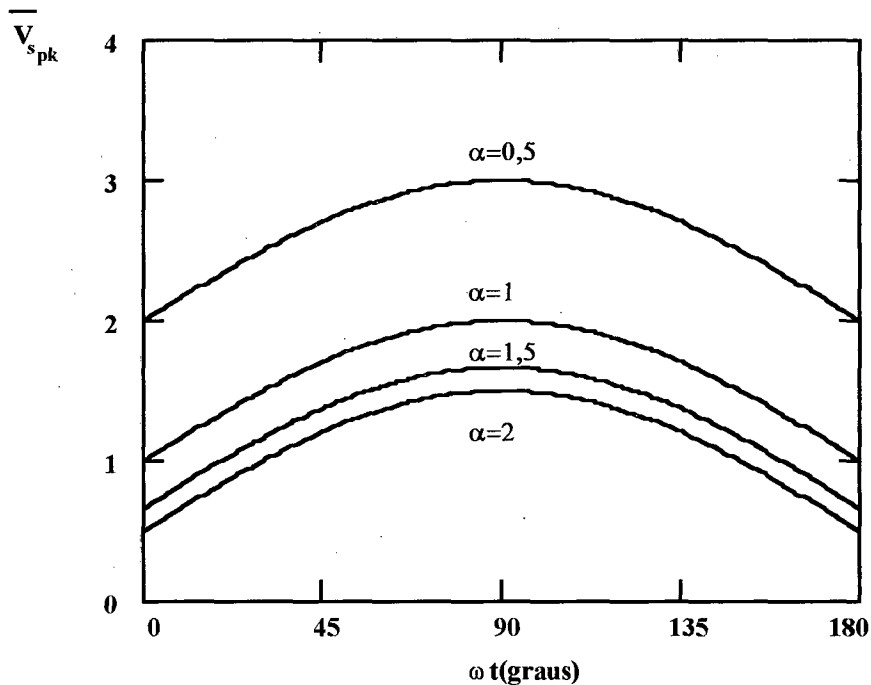


Fig. 1.12 - Variação da tensão de pico instantânea normalizada do interruptor S durante 1/2 ciclo da rede

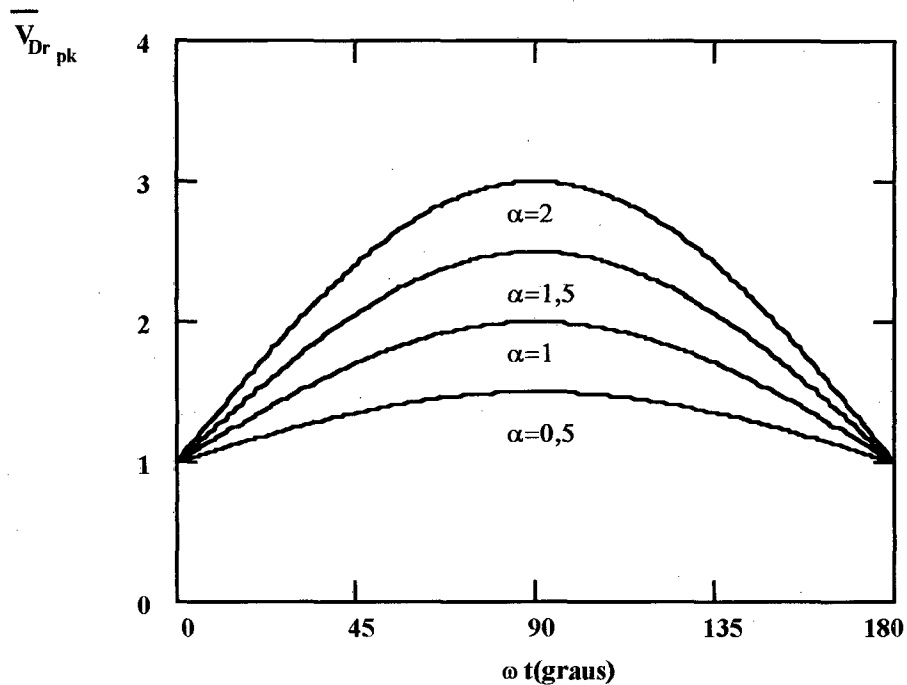


Fig. 1.13 - Variação da tensão de pico instantânea normalizada do diodo D_r durante 1/2 ciclo da rede

Observando as Figs. 1.12 e 1.13 define-se a máxima tensão de pico instantânea normalizada para $(\omega t)=90^\circ$:

$$\overline{V}_{s_{pk}}(\alpha, 90^\circ) = \frac{1+\alpha}{\alpha} \quad (1.47)$$

$$\overline{V}_{D_r_{pk}}(\alpha, 90^\circ) = 1+\alpha \quad (1.48)$$

1.2.5) Corrente de Pico nos Indutores

Observando as etapas de funcionamento (Fig. 1.4 e Fig. 1.5) e as principais formas de onda (Fig. 1.6) define-se as correntes de pico instantâneas, sendo a corrente no indutor L_0 já referida ao secundário, como :

$$I_{L_m'_{pk}}(\omega t) = I_{L_m'_{md}}(\omega t) + \frac{\Delta i_{L_m'}(\omega t)}{2}$$

$$I_{L_{opk}}(\omega t) = I_{L_{o\text{md}}}(\omega t) + \frac{\Delta i_{L_o}(\omega t)}{2}$$

Onde: $I_{L_{m'pk}} \Rightarrow$ corrente de pico instantânea no indutor L_m'

$I_{L_{opk}} \Rightarrow$ corrente de pico instantânea no indutor L_o

Segundo as Eq. (1.18), (1.23), (1.27) e (1.31) o máximo valor médio instantâneo e a máxima ondulação de corrente ocorrem para $(\omega t)=90^\circ$. Tem-se então, o máximo valor de pico instantâneo durante 1/2 ciclo da rede:

$$I_{L_{m'pk}}(90^\circ) = I_{L_{m'\text{md}}}(90^\circ) + \frac{\Delta i_{L_{m'}}(90^\circ)}{2} \quad (1.49)$$

$$I_{L_{opk}}(90^\circ) = I_{L_{o\text{md}}}(90^\circ) + \frac{\Delta i_{L_o}(90^\circ)}{2} \quad (1.50)$$

Determinando os máximos valores médios instantâneos e as máximas ondulações de corrente nos indutores através das Eq. (1.18), (1.23), (1.27) e (1.31) e substituindo nas equação anterior tem-se:

$$i_{L_{m'pk}} = I_{pk} + \frac{V_{pk}}{2 \cdot L_{m'} \cdot f_s \cdot (1 + \alpha)} \quad (1.51)$$

$$i_{L_{opk}} = 2 \cdot i_0 + \frac{V_0 \cdot \alpha}{2 \cdot L_o \cdot f_s \cdot (1 + \alpha)} \quad (1.52)$$

Onde: $i_{L_{opk}} \Rightarrow$ corrente de pico no indutor L_o

$i_{L_{m'pk}} \Rightarrow$ corrente de pico no indutor L_m'

1.2.6) Corrente de Pico nos Semicondutores

Observando as etapas de funcionamento (Figs. 1.4 e 1.5) e as principais formas de onda (Fig. 1.6) define-se as correntes nos semicondutores:

$$i_s(t) = i_{Lm'}(t) + i_{Lo'}(t) \quad (t_0 < t < t_1) \quad (1.53)$$

$$i_s(t) = 0 \quad (t_1 > t > t_2)$$

$$i_{Dr'}(t) = 0 \quad (t_0 < t < t_1)$$

$$i_{Dr'}(t) = i_{Lm'}(t) + i_{Lo'}(t) \quad (t_1 < t < t_2) \quad (1.54)$$

Onde: $i_s(t) \Rightarrow$ corrente no interruptor S

$i_{Dr'}(t) \Rightarrow$ corrente no diodo D_r referida ao primário

Determina-se, então, os valores de pico instantâneos da corrente nos semicondutores como:

$$I_{spk}(\omega t) = I_{Lm'pk}(\omega t) + I_{Lo'pk}(\omega t)$$

$$I_{Dr'pk}(\omega t) = I_{Lm'pk}(\omega t) + I_{Lo'pk}(\omega t)$$

Onde: $I_{spk} \Rightarrow$ corrente de pico instantânea no interruptor S

$I_{Dr'pk} \Rightarrow$ corrente de pico instantânea no diodo D_r referida ao primário

Portanto, observando as Eqs. (1.49) e (1.50) define-se as máximas correntes de pico instantâneas nos indutores durante 1/2 ciclo da rede:

$$I_{spk}(90^\circ) = I_{Lm'pk}(90^\circ) + I_{Lo'pk}(90^\circ) \quad (1.55)$$

$$I_{Dr'pk}(90^\circ) = I_{Lm'pk}(90^\circ) + I_{Lo'pk}(90^\circ) \quad (1.56)$$

Substituindo as Eqs. (1.51) e (1.52) nas Eqs. (1.55) e (1.56) respectivamente, tem-se os valores de pico das correntes:

$$i_{spk} = i_{Dr'pk} = \left(I_{pk} + \frac{V_{pk}}{2 \cdot L_m' \cdot f_s \cdot (1 + \alpha)} \right) + \left(\alpha \cdot I_{pk} + \frac{V_{pk}}{2 \cdot L_0' \cdot f_s \cdot (1 + \alpha)} \right) \quad (1.57)$$

$$i_{spk} = (1 + \alpha) \cdot I_{pk} + \frac{V_{pk}}{2 \cdot f_s \cdot (1 + \alpha)} \cdot \left(\frac{1}{L_m'} + \frac{1}{L_0'} \right) \quad (1.58)$$

Referindo ao secundário a corrente de pico no diodo, tem-se:

$$i_{Drpk} = a \cdot i_{Dr'pk} = a \cdot (1 + \alpha) \cdot I_{pk} + \frac{a \cdot V_{pk}}{2 \cdot f_s \cdot (1 + \alpha)} \cdot \left(\frac{1}{L_m'} + \frac{1}{L_0'} \right) \quad (1.59)$$

Onde: $i_{spk} \Rightarrow$ corrente de pico no interruptor S

$i_{Dr'pk} \Rightarrow$ corrente de pico no diodo D_r referida ao primário

$i_{Drpk} \Rightarrow$ corrente de pico no diodo D_r

1.2.7) Corrente Eficaz nos Indutores

Para simplificar nos cálculos das correntes eficazes será considerada apenas a corrente média instantânea (Fig. 1.14) dos indutores. Sendo assim tem-se:

$$i_{Lm'}(t) = I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.60)$$

$$i_{L0'}(t) = \alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (1.61)$$

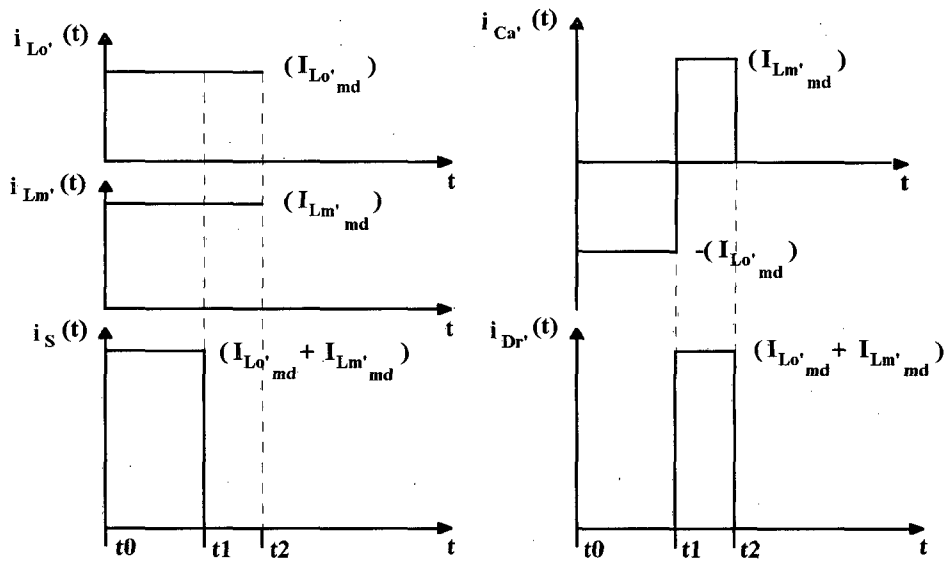


Fig. 1.14 - Correntes Aproximadas num período de chaveamento

Indutor L_m :

Calculando o valor eficaz da Eq. (1.60), tem-se:

$$i_{Lm'ef} = \frac{I_{pk}}{\sqrt{2}} \quad (1.62)$$

Onde: $i_{Lm'ef} \Rightarrow$ corrente eficaz no indutor L_m

Indutor L_0 :

Calculando o valor eficaz da Eq. (1.61), tem-se:

$$i_{Lo'ef}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [\alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t)]^2 d(\omega t) = \frac{(\alpha \cdot I_{pk})^2}{\pi} \int_0^{\pi} [\text{sen}^2(\omega t)]^2 d(\omega t)$$

$$i_{Lo'ef}^2 = \frac{(\alpha \cdot I_{pk})^2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{[1 - \cos(2 \cdot \omega t)]^2}{4} d(\omega t) = \frac{(\alpha \cdot I_{pk})^2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{[1 - 2 \cdot \cos(2 \cdot \omega t) + \cos^2(\omega t)]}{4} d(\omega t)$$

$$i_{Lo'ef}^2 = \frac{(\alpha \cdot I_{pk})^2}{4 \cdot \pi} \int_0^{\pi} \left[1 - 2 \cdot \cos(2 \cdot \omega t) + \frac{1 + \cos(4 \cdot \omega t)}{2} \right] d(\omega t)$$

$$\begin{aligned}
i_{L_0'ef}^2 &= \frac{(\alpha \cdot I_{pk})^2}{4 \cdot \pi} \int_0^\pi \left[\frac{3}{2} - 2 \cdot \cos(2 \cdot \omega t) + \frac{\cos(4 \cdot \omega t)}{2} \right] d(\omega t) \\
i_{L_0'ef}^2 &= \frac{(\alpha \cdot I_{pk})^2}{4 \cdot \pi} \cdot \left[\frac{3}{2} (\pi) - [\sin(2 \cdot \pi) - \sin(2 \cdot 0)] + \frac{[\sin(4 \cdot \pi) - \sin(4 \cdot 0)]}{8} \right] \\
i_{L_0'ef}^2 &= \frac{(\alpha \cdot I_{pk})^2}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{3 \cdot \pi}{2} \\
i_{L_0'ef} &= \frac{\alpha \cdot I_{pk}}{2} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}}
\end{aligned} \tag{1.63}$$

Onde: $i_{L_0'ef} \Rightarrow$ corrente eficaz do indutor L_0 referida ao primário

Substituindo a relação de tensão na Eq. (1.63) tem-se:

$$i_{L_0'ef} = \frac{V_{pk} \cdot I_{pk}}{V_0' \cdot 2} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} = \frac{P_{in}}{V_0'} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}}$$

Sendo a potência de entrada igual à potência de saída:

$$i_{L_0'ef} = i_0' \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \tag{1.64}$$

Onde: $i_0' \Rightarrow$ corrente de carga referida ao primário

Referindo a Eq. (1.64) ao secundário:

$$i_{L_0ef} = i_0 \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \tag{1.65}$$

Onde: $i_{L_0ef} \Rightarrow$ corrente eficaz no indutor L_0

1.2.8 Corrente Eficaz no Interruptor (S)

Substituindo as Eqs. (1.60) e (1.61) na Eq. (1.53), em um período de chaveamento tem-se:

$$i_s(t) = I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) + \alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (t_0 < t < t_1)$$

Calculando a corrente eficaz instantânea...

$$I_{sef}^2(\alpha, \omega t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} [I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) + \alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t)]^2 d(\omega t)$$

$$I_{sef}^2(\alpha, \omega t) = \frac{1}{T_s} \cdot [I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) + \alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t)]^2 \int_0^{DT_s} d(\omega t)$$

$$I_{sef}^2(\alpha, \omega t) = \frac{1}{T_s} \cdot [I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) + \alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t)]^2 \cdot D \cdot T_s$$

$$I_{sef}^2(\alpha, \omega t) = [I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) + \alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t)]^2 \cdot \frac{1}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]}$$

$$I_{sef}^2(\alpha, \omega t) = [I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t)(1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t))]^2 \cdot \frac{1}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]}$$

$$I_{sef}^2(\alpha, \omega t) = [I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t)]^2 \cdot [1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]$$

Onde: $I_{sef} \Rightarrow$ corrente eficaz instantânea no interruptor S

Logo, integrando e normalizando a equação acima obtém-se a expressão da corrente eficaz normalizada no interruptor:

$$\bar{i}_{sef} = \frac{i_{sef}}{I_{pk}} = \sqrt{\frac{4}{(3 \cdot \pi)} \cdot \alpha + \frac{1}{2}} \quad (1.66)$$

Onde: $i_{s_{ef}} \Rightarrow$ corrente eficaz no interruptor S

$\bar{i}_{s_{ef}} \Rightarrow$ corrente eficaz normalizada no interruptor S

A Fig. 1.15 apresenta a variação da corrente eficaz normalizada no interruptor em função de α .

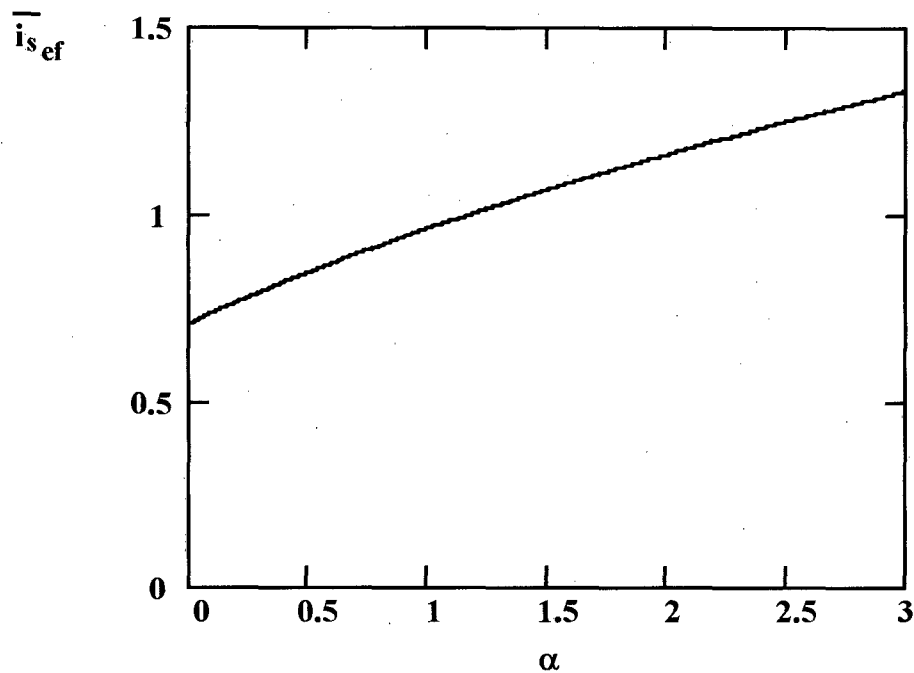


Fig. 1.15 - Corrente eficaz normalizada no interruptor S em função de (α)

1.2.9) Corrente Eficaz no Diodo (D_r)

Substituindo as Eqs. (1.60) e (1.61) na Eq. (1.54) tem-se:

$$i_{D_r}(t) = I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) + \alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (t_1 < t < t_2)$$

Calculando a corrente eficaz instantânea...

$$I_{D_r'_{ef}}^2(\alpha, \omega t) = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} [I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) + \alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t)]^2 d(t)$$

$$I_{Dr'_{ef}}^2(\alpha, \omega t) = \frac{1}{T_s} \cdot \left[I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) + \alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \right]^2 \cdot \int_{DT_s}^{T_s} d(t)$$

$$I_{Dr'_{ef}}^2(\alpha, \omega t) = \frac{1}{T_s} \cdot \left[I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) + \alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \right]^2 \cdot (1-D) \cdot T_s$$

Onde: $I_{Dr'_{ef}} \Rightarrow$ corrente eficaz instantânea no diodo D_r referida ao primário

Substituindo a Eq.(1.17) que define a razão cíclica complementar na equação anterior:

$$I_{Dr'_{ef}}^2(\alpha, \omega t) = \left[I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) + \alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \right]^2 \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]}$$

$$I_{Dr'_{ef}}^2(\alpha, \omega t) = \left[I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \right]^2 [1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]^2 \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]}$$

$$I_{Dr'_{ef}}^2(\alpha, \omega t) = \left[I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \right]^2 \cdot [1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)] \cdot \alpha \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.67)$$

Sendo a potência de entrada igual à potência de saída determina-se:

$$\frac{V_{pk} \cdot I_{pk}}{2} = V_0' \cdot i_0'$$

$$I_{pk} = \frac{2 \cdot V_0' \cdot i_0'}{V_{pk}} = \frac{2 \cdot i_0'}{\alpha} \quad (1.68)$$

Substituindo a Eq. (1.68) na Eq. (1.67) tem-se:

$$I_{Dr'_{ef}}^2(\alpha, \omega t) = \left[\frac{2 \cdot i_0'}{\alpha} \cdot \text{sen}(\omega t) \right]^2 \cdot [1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)] \cdot \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)$$

Integrando, normalizando e referindo ao secundário a equação acima obtém-se a corrente eficaz normalizada no diodo D_r :

$$\overline{i_{Dr'_{ef}}} = \frac{i_{Dr'_{ef}}}{2 \cdot i_0} = \sqrt{\frac{4}{3 \cdot \pi \cdot \alpha} + \frac{3}{8}} \quad (1.69)$$

Onde: $i_{D_{ref}}$ \Rightarrow corrente eficaz instantânea no diodo D_r
 $\overline{i_{D_{ref}}}$ \Rightarrow corrente eficaz normalizada no diodo D_r

A Fig. 1.16 apresenta a variação da corrente eficaz normalizada no diodo D_r em função de α .

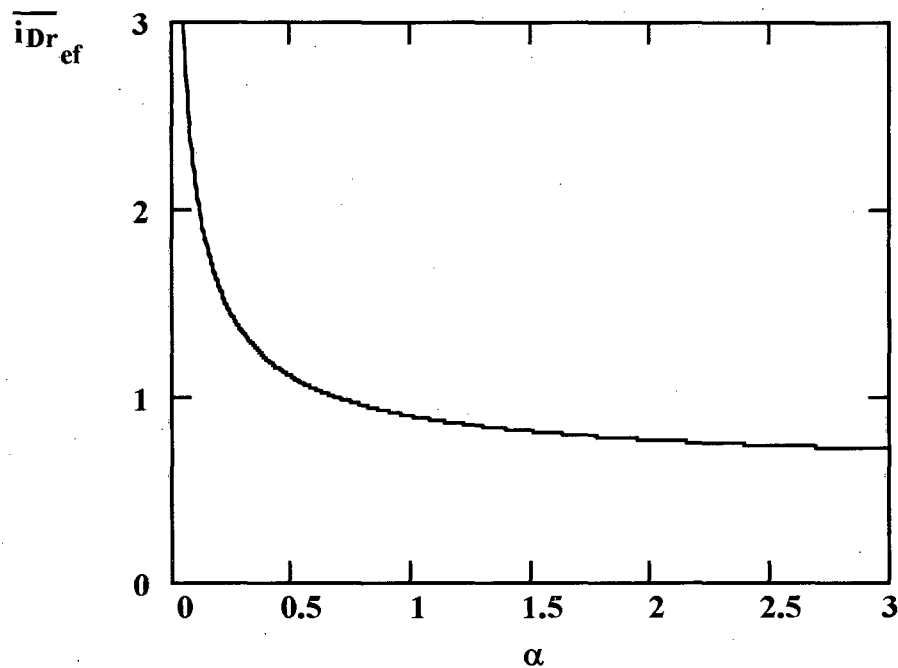


Fig. 1.16 - Corrente eficaz normalizada no diodo D_r em função de (α)

1.2.10 Corrente Eficaz no Capacitor de Acoplamento (C_a)

Observando a Fig. 1.14, para um período de chaveamento, a corrente no capacitor C_a pode ser expressa como:

$$i_{C_a'}(t) = -i_{L_o'}(t) = -\alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (t_0 < t < t_1) \quad (1.70)$$

$$i_{C_a'}(t) = i_{L_m'}(t) = I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (t_1 < t < t_2) \quad (1.71)$$

Onde: $i_{C_a'}$ \Rightarrow corrente do capacitor C_a referida ao primário

Calculando a corrente eficaz instantânea...

$$I_{Ca'ef}^2(\alpha, \omega t) = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} [I_{Lm'}(t)]^2 d(t) + \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} [-I_{Lo'}(t)]^2 d(\omega t)$$

$$I_{Ca'ef}^2(\alpha, \omega t) = \frac{[I_{Lm'}(t)]^2}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} d(t) + \frac{[-I_{Lo'}(t)]^2}{T_s} \int_0^{DT_s} d(\omega t)$$

$$I_{Ca'ef}^2(\alpha, \omega t) = \frac{[I_{Lm'}(t)]^2}{T_s} \cdot (1-D) \cdot T_s + \frac{[-I_{Lo'}(t)]^2}{T_s} \cdot D \cdot T_s$$

Onde: $I_{Ca'ef} \Rightarrow$ corrente eficaz instantânea no capacitor C_a referida ao primário

Substituindo as Eqs. (1.16) e (1.17) da razão cíclica e da razão cíclica complementar na expressão anterior:

$$I_{Ca'ef}^2(\alpha, \omega t) = [I_{Lm'}(t)]^2 \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} + \frac{[-I_{Lo'}(t)]^2}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]}$$

Substituindo as Eqs. (1.60) e (1.61) na equação anterior:

$$I_{Ca'ef}^2(\alpha, \omega t) = [I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t)]^2 \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t)}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} + \frac{[-\alpha \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t)]^2}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]}$$

$$I_{Ca'ef}^2(\alpha, \omega t) = [I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t)]^2 \cdot \left[\frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t) + [\alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]^2}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \right]$$

$$I_{Ca'ef}^2(\alpha, \omega t) = [I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t)]^2 \cdot \left[\frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot [1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]}{[1 + \alpha \cdot \text{sen}(\omega t)]} \right]$$

$$I_{Ca'ef}^2(\alpha, \omega t) = [I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t)]^2 \cdot \alpha \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.72)$$

Substituindo a Eq. (1.68) na Eq. (1.72):

$$I_{Ca'ef}^2(\alpha, \omega t) = \left[\frac{2 \cdot i_0'}{\alpha} \cdot \text{sen}(\omega t) \right]^2 \cdot \alpha \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.73)$$

Integrando, normalizando e referindo ao secundário a equação anterior obtém-se a corrente eficaz normalizada no capacitor C_a :

$$\overline{i_{Ca'ef}}(\alpha) = \frac{i_{Ca'ef}(\alpha)}{2 \cdot i_0} = \sqrt{\frac{4}{3 \cdot \pi \cdot \alpha}} \quad (1.74)$$

Onde: $i_{Ca'ef} \Rightarrow$ corrente eficaz no capacitor $C_a \alpha$

$\overline{i_{Ca'ef}} \Rightarrow$ corrente eficaz normalizada no capacitor C_a

A Fig. 1.17 apresenta a variação da corrente eficaz normalizada no capacitor C_a em função de α .

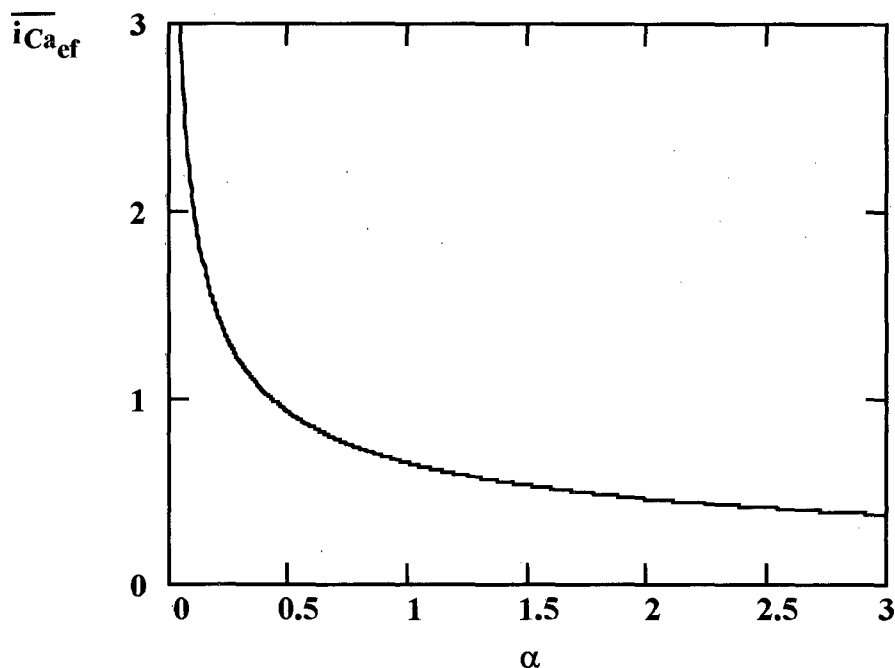


Fig. 1.17 - Corrente eficaz normalizada no capacitor C_a em função de (α)

1.2.11) Corrente Eficaz no Capacitor de Saída (C_0)

Considerando que circule pela carga somente a componente contínua da corrente do indutor L_0 , a corrente eficaz no capacitor C_0 pode ser definida por :

$$i_{C_{0ef}}^2 = i_{L_{0ef}}^2 - i_0^2$$

Substituindo a Eq. (1.65) na equação anterior:

$$i_{C_{0ef}}^2 = \left(i_0 \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \right)^2 - i_0^2$$

$$i_{C_{0ef}} = i_0 \cdot \sqrt{\frac{1}{2}} \quad (1.75)$$

Onde: $i_{C_{0ef}} \Rightarrow$ corrente eficaz no capacitor C_0

1.2.12) Filtro de Entrada

Para se obter alto fator de potência é necessário a utilização de um filtro na entrada (Fig. 1.18) do conversor de modo que as harmônicas de alta frequência da corrente de entrada não sejam injetadas na rede. Amplamente abordado nas referências, o filtro de entrada pode ser calculado [5] através das equações (1.76), (1.77), (1.78) e (1.79):

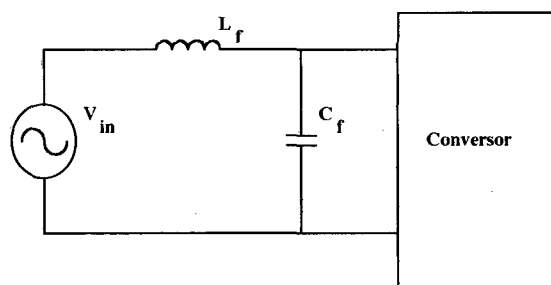


Fig. 1.18 - Filtro de Entrada

$$R_c = \frac{V_{pk}^2}{2 \cdot P_{in}} \quad (1.76)$$

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (1.77)$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \omega_f \cdot R_c \cdot \zeta} \quad (1.78)$$

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_f^2} \quad (1.79)$$

Onde: $R_c \Rightarrow$ resistência equivalente do conversor

$\omega_f \Rightarrow$ frequência(rad/s) de corte do filtro

$C_f \Rightarrow$ capacitor de filtro

$L_f \Rightarrow$ indutor de filtro

$\zeta \Rightarrow$ coeficiente de amortecimento

De acordo com a referência [5] no dimensionamento do filtro deve ser observada a seguinte metodologia:

- A frequência de corte do filtro deve estar situada no máximo em uma década abaixo da frequência de chaveamento e no mínimo em uma frequência 50 vezes maior do que a frequência da rede;

- O coeficiente de amortecimento deve estar entre 1 e 0,7 sendo o maior possível para evitar oscilações.

1.2.13) Ponte Retificadora

Colocando o capacitor do filtro de entrada após a ponte retificadora a corrente que circula nos diodos é a própria corrente de entrada já filtrada. Desta forma dimensiona-se os diodos através das seguintes equações:

$$i_{DP_{ef}} = \frac{I_{pk}}{\sqrt{2}} \quad (1.80)$$

$$i_{DP_{md}} = \frac{2 \cdot I_{pk}}{\sqrt{2}} \quad (1.81)$$

$$v_{DP_{rv}} = V_{pk} \quad (1.82)$$

Onde: $i_{DP_{pk}} \Rightarrow$ valor de pico da corrente nos diodos da ponte

$i_{DP_{ef}} \Rightarrow$ valor eficaz da corrente nos diodos da ponte

$v_{DP_{rv}} \Rightarrow$ valor de pico da tensão reversa nos diodos da ponte

1.2.14) Fator de potência

Com o aparecimento das cargas não lineares foi necessário redefinir o conceito de fator de potência devido às harmônicas presentes na corrente deste tipo de carga. A partir de então define-se o fator de potência como:

$$FP = \frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{1 + (TDH)^2}} \quad (1.83)$$

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum I_{ef_n}^2}}{I_{ef_1}} \quad (1.84)$$

Onde: FP \Rightarrow fator de potência

$\varphi \Rightarrow$ ângulo de defasagem entre a tensão de entrada e a corrente fundamental de entrada

TDH \Rightarrow taxa de distorção harmônica

$I_{ef_n} \Rightarrow$ valor eficaz da componente harmônica de ordem “n” da corrente de entrada

$I_{ef_1} \Rightarrow$ valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada

1.3) OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Para baixos valores de carga ou baixos valores da tensão de entrada é inevitável a operação do conversor em condução descontínua. A vantagem da utilização do método de controle de corrente por valores médios instantâneos é justamente operar tanto no modo de condução contínua como no modo de condução descontínua.

A principal diferença entre os dois modos de operação é que em condução descontínua o conversor opera com razão cíclica constante. A variação senoidal do valor médio instantâneo da corrente de entrada neste caso é obtida pela variação do pico da corrente de entrada que segue naturalmente a forma de onda senoidal da tensão de entrada.

A análise do conversor ZETA CA/CC em condução descontínua [2] já foi realizada portanto será apresentado neste capítulo as etapas de funcionamento e as principais formas de onda unicamente para encadeamento das idéias.

Em condução descontínua o conversor apresenta, além das duas primeiras etapas existente no modo de operação contínuo, uma terceira etapa de funcionamento, descrita a seguir:

Terceira Etapa : no início desta etapa em t_2 (Figs. 1.22 e 1.23) a corrente do diodo se anula, ficando este bloqueado, antes que o interruptor S entre em condução. Esta etapa caracteriza-se por não haver transferência de potência com a corrente do circuito se mantendo constante. Ao final desta etapa o interruptor S entra em condução reiniciando a primeira etapa, conforme apresentado no parágrafo 1.2.1.

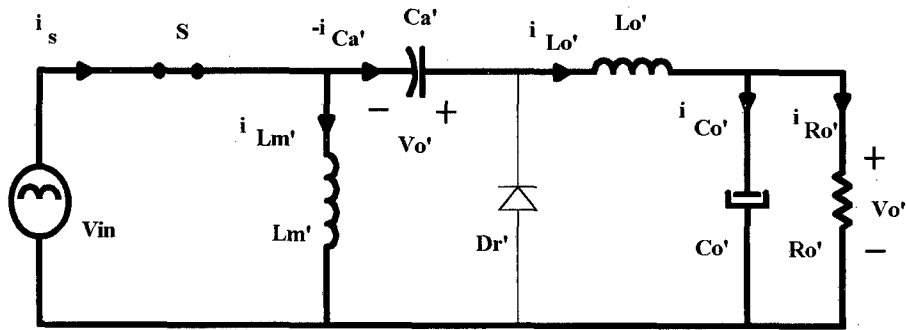


Fig. 1.20 - Primeira Etapa

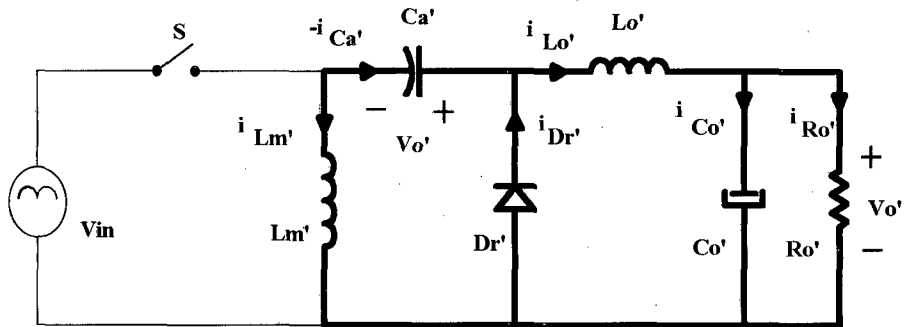


Fig. 1.21 - Segunda Etapa

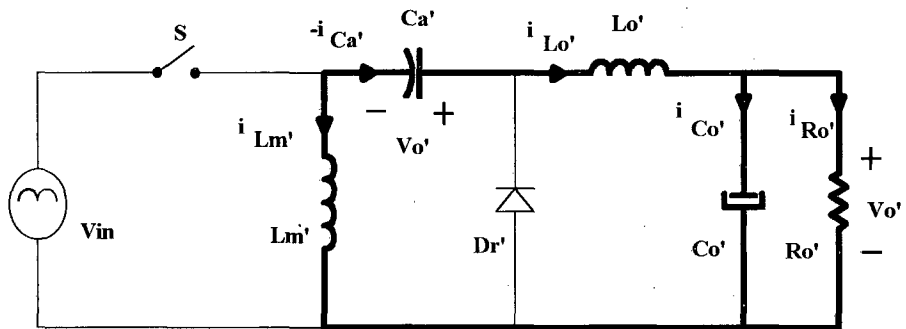


Fig. 1.22 - Terceira Etapa

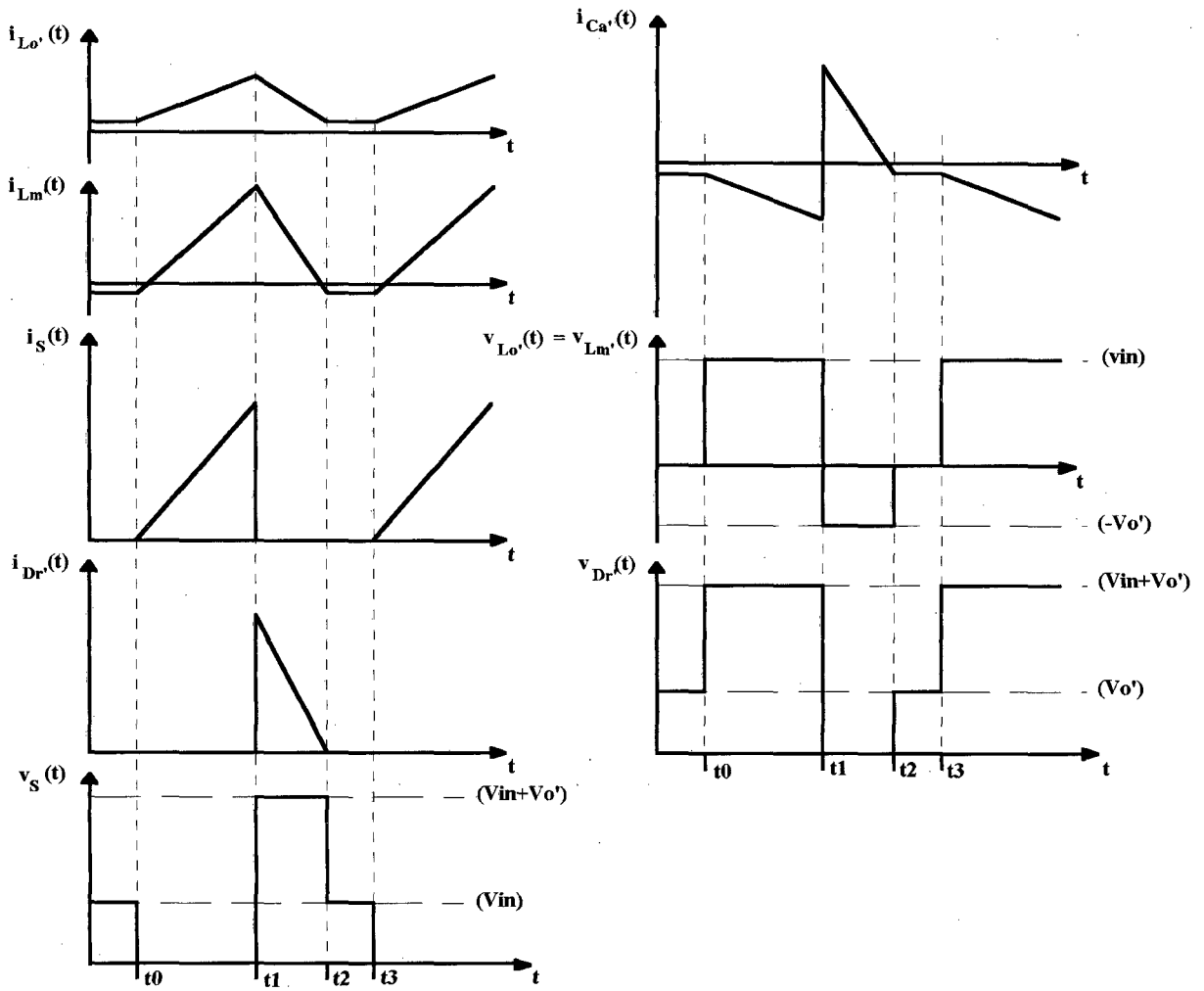


Fig. 1.23 - Principais Formas de Onda

Onde: $D = (t_1 - t_0)$ razão cíclica
 $(1 - D) = (t_3 - t_1)$ razão cíclica complementar
 $T_s = (t_3 - t_0)$ período de chaveamento

1.4) CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se as análises qualitativa e quantitativa do conversor ZETA operando em condução contínua com controle de corrente por valores médios. Foram gerados ábacos para facilitar o cálculo dos esforços nos componentes e orientar na escolha de parâmetros como por exemplo a escolha da relação de transformação.

Observando os ábacos nota-se que enquanto alguns esforços diminuem com o aumento de α , outros esforços aumentam dificultando a escolha do melhor valor para o parâmetro α .

Contudo pode-se destacar:

- Que para valores de α abaixo de 0,5, aproximadamente, não é atrativa pois certos esforços, como a corrente eficaz no capacitor C_a , aumentam abruptamente tendendo a infinito quando α tende a zero.

- Que com o aumento do valor de α , aproximadamente acima de 2,5, alguns esforços tendem à um valor constante, ou seja, variam muito pouco com o aumento de α .

CAPÍTULO 2 : MÉTODO DE CONTROLE DE CORRENTE POR VALORES MÉDIOS

2.1) INTRODUÇÃO

Apresenta-se neste capítulo uma descrição das principais características do método de controle de corrente por valores médios, a definição do tipo de compensador e a definição dos parâmetros iniciais da compensação. Os ajustes dos parâmetros da compensação serão realizados via simulação e posteriormente no protótipo.

O que caracteriza e torna possível a utilização do método de controle por valores médios de corrente é a existência de um pólo na origem na função de transferência da compensação (Fig. 2.9). A presença de um pólo na origem confere à resposta do sistema um erro estático nulo que na prática se traduz em um alto grau de precisão na reprodução da referência, proporcionando baixa distorção harmônica.

Por monitorar e controlar o valor médio da corrente este método pode ser aplicado para monitorar a corrente de qualquer parte do circuito, incluindo a corrente do interruptor e do diodo.

A proposta inicial é aplicar o mesmo compensador de dois pólos e um zero utilizado no conversor Boost [3],[8]. As figuras abaixo apresentam o circuito de controle da corrente, aplicado no conversor ZETA e as principais formas de onda.

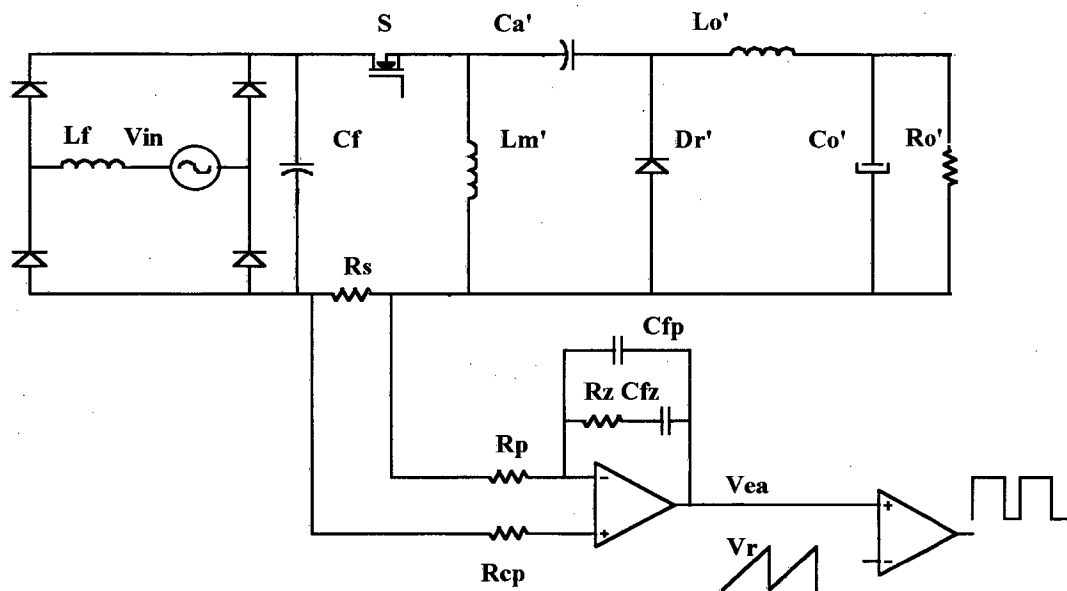


Fig. 2.1 - Circuito de Controle da Corrente e Circuito de Potência

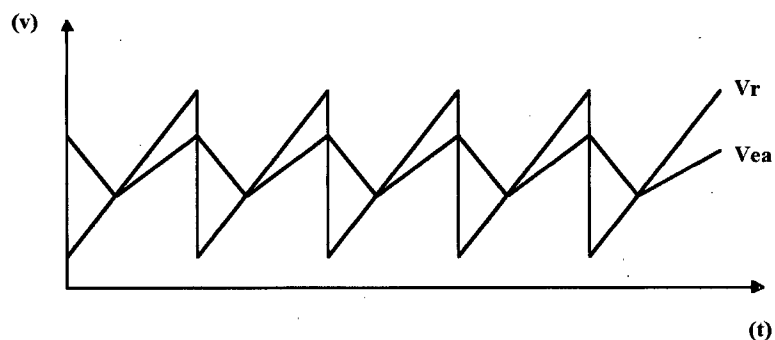


Fig. 2.2 - Principais Formas de Onda do Circuito de Controle

A referência [7] descreve duas formas de utilização do compensador, forma com saída negativa (“negative output”) e a forma com saída positiva (“positive output”), mencionando apenas que, dependendo do lugar onde seria monitorada a corrente a forma com saída positiva deveria ser utilizada.

A seguir apresenta-se a análise e a comparação das duas formas de saída e posteriormente a definição dos parâmetros de compensação.

2.2) SAÍDA NEGATIVA

Esta é a forma utilizada na compensação do conversor Boost [3],[8]. A diferença entre os circuitos elétricos das formas de utilização está na localização da referência do controle. A figura 2.3 mostra o circuito de controle simplificado com saída negativa onde a fonte de corrente e o amplificador fazem parte do circuito interno do CI 3854 que será utilizado na implementação do protótipo.

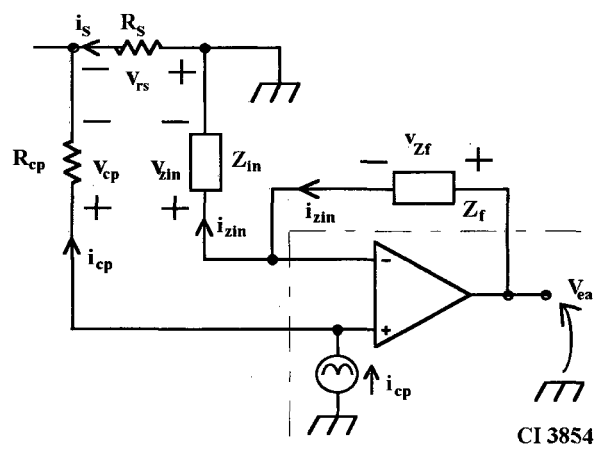


Fig. 2.3 - Forma com Saída Negativa

Analisando a função de transferência tem-se:

$$v_{rs} = R_s \cdot i_s \quad (2.1)$$

$$v_{cp} = R_{cp} \cdot i_{cp} \quad (2.2)$$

Onde:

$R_s \Rightarrow$ resistor shunt

$i_s \Rightarrow$ corrente do interruptor(S)

$R_{cp} \Rightarrow$ resistor da corrente de referência

$i_{cp} \Rightarrow$ corrente de referência

$(v_{cp}-v_{rs}) \Rightarrow$ erro de tensão

Observando a Fig. 2.3 define-se:

$$v_{Zf} = i_{zin} \cdot Z_f \quad (2.3)$$

$$v_{zin} = (v_{cp} - v_{rs}) \quad (2.4)$$

$$i_{zin} = \frac{v_{zin}}{Z_{in}} = \frac{(v_{cp} - v_{rs})}{Z_{in}} \quad (2.5)$$

Substituindo a Eq. (2.5) na Eq.(2.3)

$$v_{Zf} = \frac{(v_{cp} - v_{rs})}{Z_{in}} \cdot Z_f \quad (2.6)$$

De acordo com a Fig. 2.3 o erro de tensão amplificado (v_{ea}) é expresso por:

$$v_{ea} = v_{Zf} + v_{zin} \quad (2.7)$$

Substituindo as Eqs. (2.3) e (2.6) na Eq. (2.7), tem-se a expressão do erro de tensão amplificado.

$$v_{ea} = \frac{Z_f}{Z_{in}} \cdot (v_{cp} - v_{rs}) + (v_{cp} - v_{rs}) \quad (2.8)$$

2.3) SAÍDA POSITIVA

Na forma de utilização com saída positiva a referência está localizada de acordo com a Fig. 2.4. A única diferença deste equacionamento em relação ao anterior está na expressão que determina o erro de tensão amplificado.

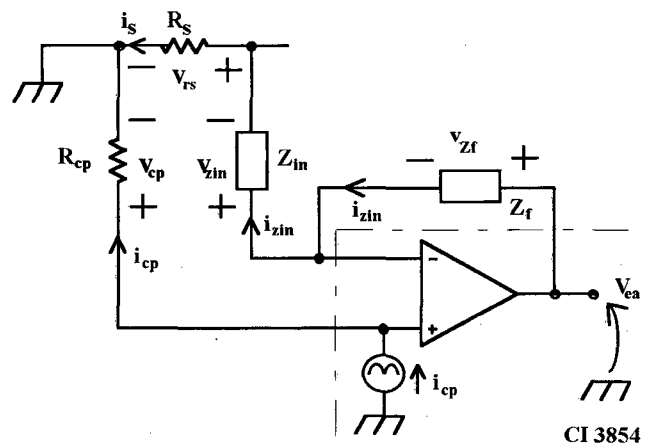


Fig. 2.4 - Forma com Saída Positiva

De acordo com a Fig. 2.4 o erro de tensão amplificado (V_{ea}) é expresso como:

$$V_{ea} = V_{Zf} + V_{cp} \quad (2.9)$$

Substituindo a Eq. (2.6) na Eq. (2.9), tem-se a expressão do erro de tensão amplificado.

$$V_{ea} = \frac{Z_f}{Z_{in}} \cdot (V_{cp} - V_{rs}) + V_{cp} \quad (2.10)$$

2.4) DETERMINAÇÃO DA FORMA DE UTILIZAÇÃO

Observando as Eqs. (2.8) e (2.10) tem-se que ambos os erros de tensão amplificados possuem uma parcela que não é compensada.

O erro de tensão amplificado (V_{ea}) da forma com saída negativa (Eq. 2.8) possui uma parcela diretamente proporcional ao erro de tensão. Portanto nos casos em que a corrente no resistor shunt é descontínua, o erro de tensão amplificado também apresentará descontinuidade causando problemas na comparação.

Já o erro de tensão amplificado (V_{ea}) da forma com saída positiva (Eq. 2.10) possui uma parcela diretamente proporcional a tensão do resistor da referência (V_{cp}). Como a corrente de referência ser uma senóide o erro de tensão amplificado não sofre descontinuidade e portanto não traz problemas na comparação.

Para uma verificação apenas qualitativa apresenta-se nas figuras 2.5, 2.6, 2.7 e 2.8 as principais formas de ondas do funcionamento do conversor com as duas formas de saída.

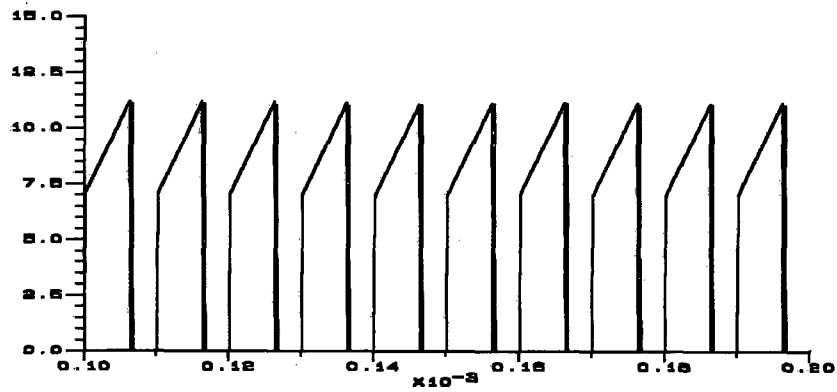


Fig. 2.5 - Forma com Saída Negativa : corrente no interruptor

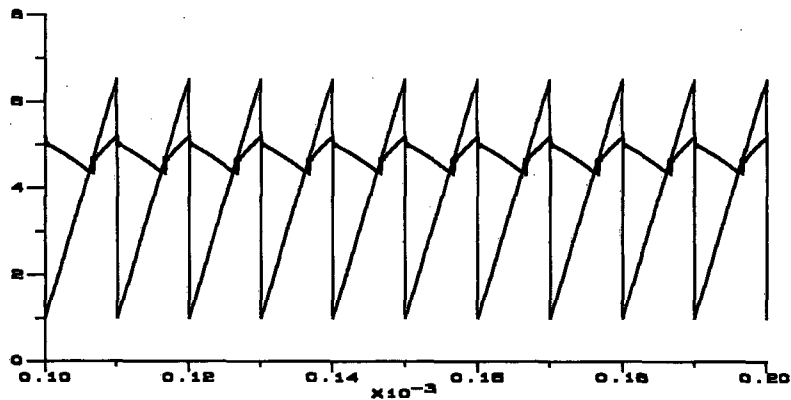


Fig. 2.6 - Forma com Saída Negativa : erro de tensão amplificado e tensão de comparação

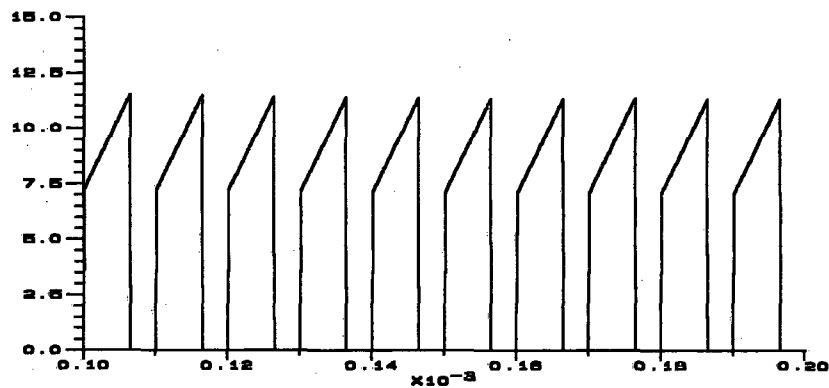


Fig. 2.7 - Forma com Saída Positiva : corrente no interruptor

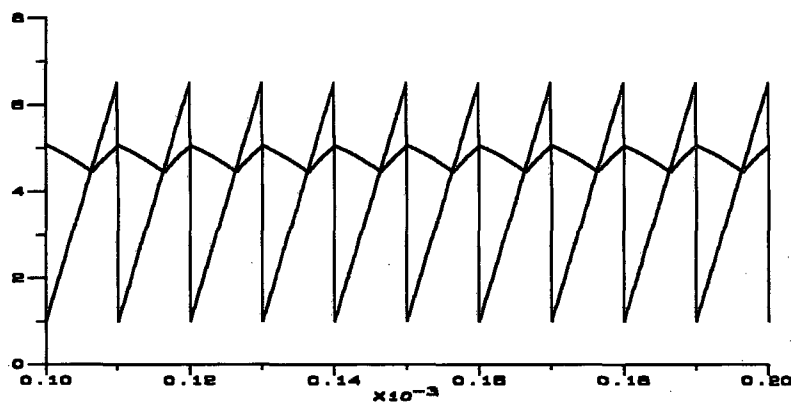


Fig. 2.8 - Forma com Saída Positiva : erro de tensão amplificado e tensão de comparação

As figuras 2.5 e 2.6 confirmam o problema esperado na comparação. Durante o bloqueio do interruptor ocorrem disparos indevidos com maior ou menor intensidade dependendo dos parâmetros adotados. Quando o interruptor é bloqueado o erro de tensão amplificado sofre um degrau causando o acionamento do interruptor ocorrendo sucessivamente até que a corrente no interruptor se anule.

Define-se então que nos casos em que monitora-se a corrente do interruptor ou do diodo deve-se utilizar a forma com saída positiva.

2.5) DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DA COMPENSAÇÃO

No circuito de controle da corrente será utilizado um compensador de dois pólos e um zero na forma de saída positiva. A resposta em frequência e o circuito de controle estão representados na fig. 2.9.

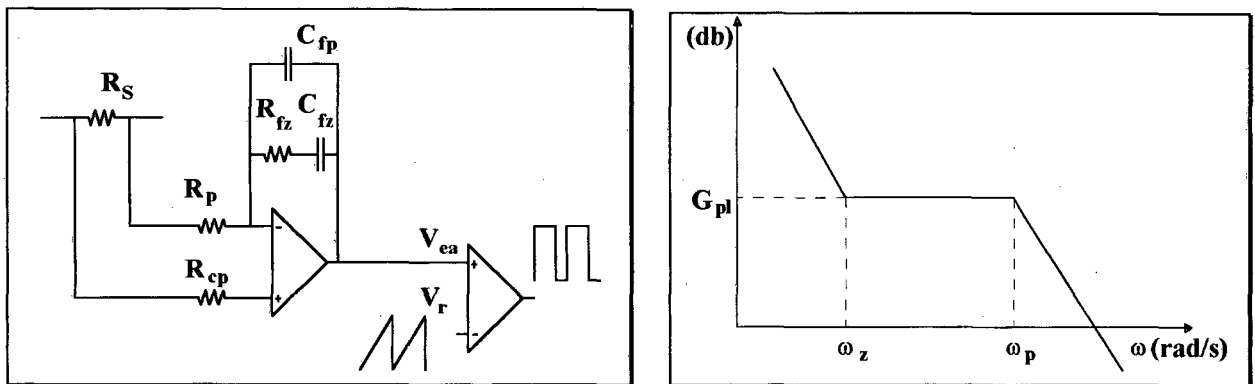


Fig. 2.9 - Circuito de Controle e Diagrama da Resposta em Frequência

A partir da equação (2.10) define-se a função de transferência do compensador:

$$G_c(s) = \frac{1}{s \cdot R_p \cdot C_{FP} \cdot C_{FZ}} \cdot \frac{\left(1 + s/\omega_z\right)}{\left(1 + s/\omega_p\right)} \quad (2.11)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_z \cdot C_{FZ}} \quad (2.12)$$

$$\omega_p = \frac{(C_{FP} + C_{FZ})}{R_z \cdot C_{FZ} \cdot C_{FP}} \quad (2.13)$$

$$G_{PL} = 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{R_z}{R_p} \right) \quad (2.14)$$

Onde: $\omega_p \Rightarrow$ frequência do pólo

$\omega_z \Rightarrow$ frequência do zero

$G_{PL} \Rightarrow$ ganho na faixa plana da resposta em frequência (Fig. 2.9)

Na frequência de chaveamento o compensador atua como um integrador [5] determinado por $C_{fp} \cdot R_p$ convertendo a forma de onda quadrada da tensão de erro na forma de onda triangular do erro de tensão amplificado, como mostra a figura 2.8. Na frequência de chaveamento o capacitor C_{fz} possui impedância muito alta e portanto a corrente que circula no capacitor C_{fp} é a mesma que circula pelo resistor R_p . Como a corrente no resistor R_p é praticamente constante o capacitor C_p carrega-se linearmente gerando a forma de onda triangular do erro de tensão amplificado.

O ganho na frequência de chaveamento deve ser limitado para que a inclinação positiva do erro de tensão amplificado não seja maior do que a inclinação da tensão de comparação e provoque instabilidade. O máximo ganho possível na frequência de chaveamento é portanto o ganho que proporciona uma inclinação positiva máxima no erro de tensão amplificado (V_{ea}) igual à inclinação da tensão de comparação [6].

A inclinação do erro de tensão amplificado é determinada pela carga do capacitor C_{fp} pela corrente do resistor R_p . Como a inclinação positiva do erro de tensão amplificado ocorre quando o interruptor encontra-se bloqueado, ou seja, quando a tensão no resistor shunt é nula, a corrente no resistor R_p neste instante é expressa por:

$$i_{Rp} = \frac{V_{cp}}{R_p} \quad (2.15)$$

Como a tensão v_{cp} é uma senóide, neste instante a corrente no resistor R_p é praticamente constante. Logo a máxima inclinação do erro de tensão amplificado é expressa por :

$$Inc_{m\acute{a}x} = \frac{i_{Rp_{m\acute{a}x}}}{C_{fp}} = \frac{V_{cp_{m\acute{a}x}}}{R_p \cdot C_{fp}} \quad (2.16)$$

Apesar de controlar a corrente do conversor o controle faz a comparação entre as tensões médias instantâneas dos resistores shunt e de referência. Tem-se então:

$$v_{cp} = V_{rs} = R_s \cdot I_{smd} \quad (2.17)$$

Onde: $V_{rs} \Rightarrow$ tensão média instantânea no resistor shunt

$I_{smd} \Rightarrow$ valor médio instantâneo da corrente no interruptor

Como o valor médio instantâneo máximo da corrente no interruptor é igual ao valor médio instantâneo máximo da fundamental da corrente de entrada, tem-se:

$$v_{cp\text{máx}} = R_s \cdot I_{pk\text{máx}} \quad (2.18)$$

Onde: $I_{pk\text{máx}} \Rightarrow$ valor médio instantâneo máximo da corrente de entrada

Substituindo a Eq.(2.18) na Eq.(2.16) tem-se:

$$Inc_{\text{máx}} = \frac{R_s \cdot I_{pk\text{máx}}}{R_p \cdot C_{fp}} \quad (2.19)$$

Igualando a Eq. (2.17) com a inclinação da tensão de comparação, tem-se:

$$\frac{R_s \cdot I_{pk\text{máx}}}{R_p \cdot C_{fp}} = V_r \cdot f_s \quad (2.20)$$

$$C_{fp} = \frac{I_{pk\text{máx}} \cdot R_s}{V_r \cdot f_s \cdot R_p} \quad (2.21)$$

Com o auxílio da Eq. (2.21) define-se, então, o roteiro para um primeiro projeto do compensador. Os ajustes necessários serão realizados primeiramente via simulação e posteriormente no protótipo.

Roteiro:

- A) Máximo ganho na frequência de chaveamento;
- B) O ganho na faixa plana da resposta em frequência deve estar em torno de 20 db;
- C) A frequência do zero deve estar em torno de 1 kHz para reproduzir com boa fidelidade a corrente senoidal retificada [3].

2.6) CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o método de controle por valores médios de corrente destacando-se as suas principais características.

A definição da forma de utilização foi realizada através de resultados de simulação. Os resultados apresentados correspondem a simulação de um conversor flyback CC/CC cujos valores do circuito de potência e de controle foram tirados de um exemplo apresentado na referência bibliográfica [6]. Os resultados apresentados nas Figs. 2.7 e 2.8 são idênticos aos resultados apresentados pela referência, a qual não faz nenhum tipo de comentário sobre a forma de utilização.

Apresentou-se ainda um estudo analítico que explica teoricamente a diferença entre as formas de utilização, as quais são somente citadas na referência bibliográfica [7].

A principal desvantagem apresentada pelo método de controle de corrente por valores médios instantâneos é a limitação do ganho na frequência de chaveamento.

CAPÍTULO 3 : PROJETO E SIMULAÇÃO

3.1) INTRODUÇÃO

Com base nas análises qualitativa e quantitativa realizadas no capítulo anterior, este capítulo apresenta uma metodologia de projeto que será aplicada na implementação de um protótipo. Apresenta-se também o projeto do circuito de controle utilizando o CI3854.

A implementação do método de controle de corrente por valores médios instantâneos seria complexa caso não houvesse um circuito integrado dedicado. O CI3854 da Unitrode é um circuito integrado dedicado que permite a implementação deste método de controle tanto em conversores CA/CC como em conversores CC/CC. As funções incorporadas pelo CI3854 tornam a sua aplicação uma grande vantagem devido a sua simplicidade de implementação e a eliminação de circuitos externos normalmente utilizados, como por exemplo o circuito de “soft-start”.

Além da realimentação da corrente e da geração da corrente de referência, o CI3854 incorpora:

⇒ realimentação da tensão de saída, responsável pelo controle efetivo da transferência de potência;

⇒ realimentação da tensão de entrada, responsável pela adaptação da corrente à variações da tensão de entrada. Se caracteriza por possuir resposta rápida e por abranger uma ampla faixa de variação sem necessitar de ajustes;

⇒ limitação da corrente de pico;

- ⇒ comando de gate que pode acionar diretamente o MOSFET;
- ⇒ circuito lógico de geração do PWM que permite um pulso apenas por período de chaveamento, diminuindo a sensibilidade à ruídos;
- ⇒ soft-start.

A Fig. 3.1 apresenta o diagrama de blocos dos circuitos de potência e de controle.

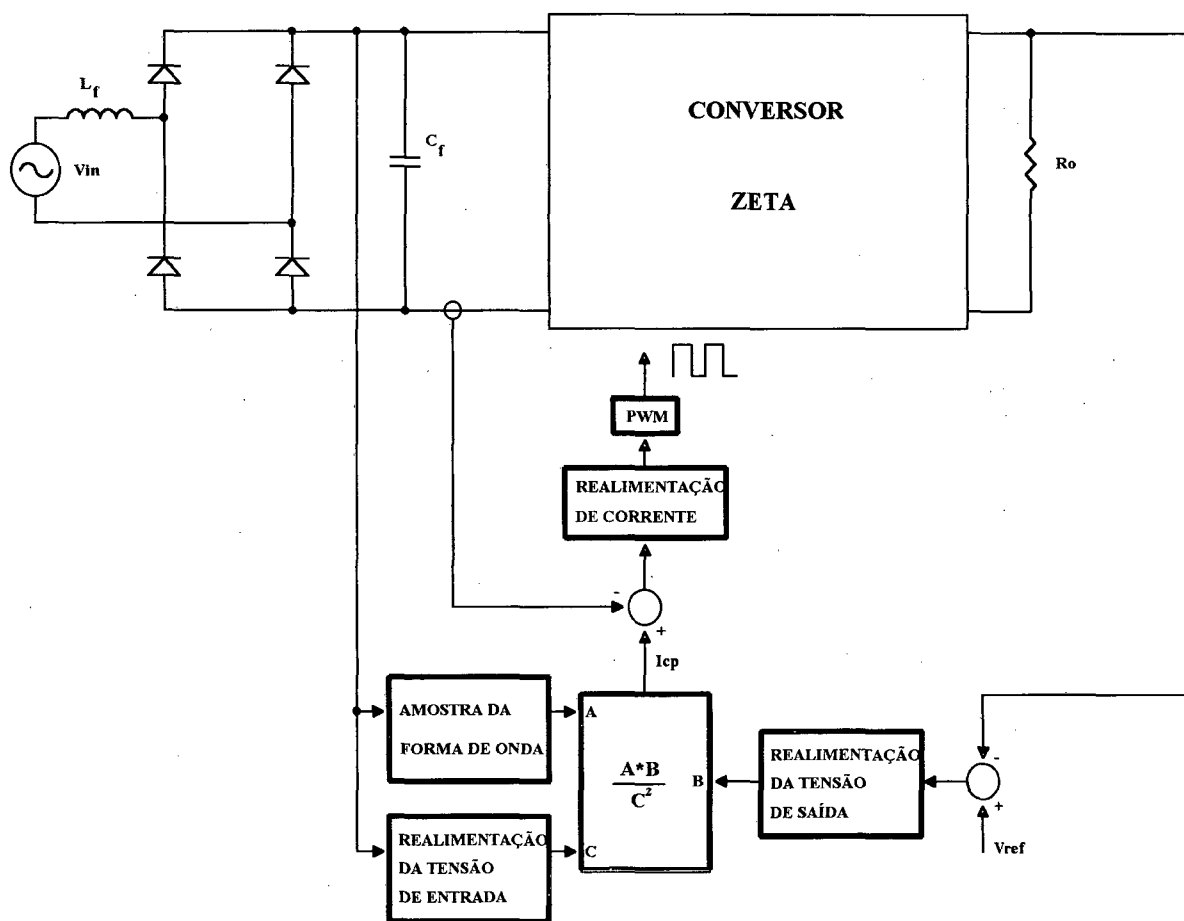


Fig. 3.1 - Diagrama de blocos dos circuitos de potência e de controle

3.2) PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

Neste ítem descreve-se o projeto do circuito de potência do protótipo baseado em uma metodologia. A figura 3.2 apresenta o circuito de potência com os devidos grampeadores de tensão.

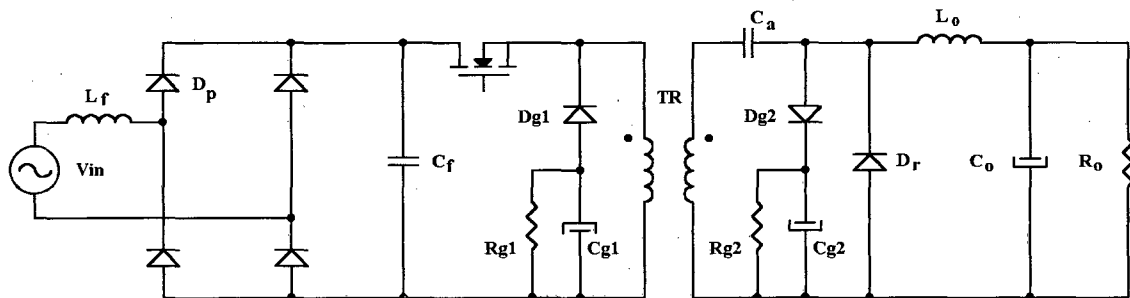


Fig. 3.2 - Circuito de potência do protótipo

Com o intuito de verificar a análise desenvolvida e as características do conversor optou-se pelo desenvolvimento de um protótipo de baixa potência.

3.2.1) Especificações

Para não ter de estimar o rendimento do conversor adota-se a potência de entrada, sendo a potência de saída determinada pelo rendimento real.

Potência de entrada:	$P_{in} = 250 \text{ W}$	
Tensão de entrada:	$V_{in} = 311 \cdot \text{sen}(\omega t) \text{ V}$	($\pm 10\%$)
Corrente de entrada:	$I_{in} = 1,6 \cdot \text{sen}(\omega t) \text{ A}$	($\mp 10\%$)
Tensão de saída:	$V_o = 400 \text{ V}$	
Frequência de chaveamento:	$f_s = 40 \text{ kHz}$	

Relação de transformação $a = \frac{N_1}{N_2} = 1$

3.2.2) Definição da relação de tensão (α)

Considerando a variação da tensão de entrada à partir da definição da relação α tem-se:

Relação de tensão: $\alpha = \frac{V_{pk}}{V_0'} = \frac{V_{pk}}{a \cdot V_0}$

Relação de tensão nominal: $\alpha_{nom} = \frac{311}{400} = 0,777$

Relação de tensão máxima: $\alpha_{m\acute{a}x} = \frac{(311+10\%)}{400} = 0,855$

Relação de tensão mínima: $\alpha_{m\acute{i}n} = \frac{(311-10\%)}{400} = 0,70$

3.2.3) Variação da Razão Cíclica

De acordo com a Eq. (1.16) determina-se a variação da razão cíclica em função da relação de tensão:

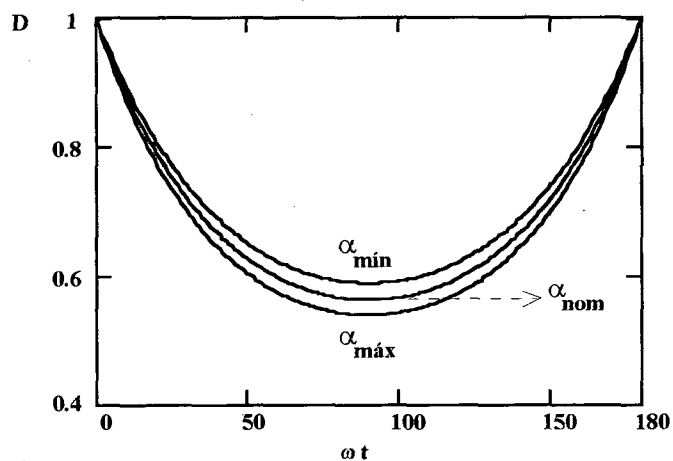


Fig. 3.3 - Variação da razão cíclica (D) durante meio ciclo da rede

Os valores mínimos ocorrem para $(\omega t)=90^\circ$ sendo definidos à partir da Eq. (1.16) como:

$$D(\alpha_{\text{máx}}, 90^\circ) = \frac{1}{(1 + \alpha_{\text{mín}})} = 0,588$$

$$D(\alpha_{\text{nom}}, 90^\circ) = \frac{1}{(1 + \alpha_{\text{nom}})} = 0,563$$

$$D(\alpha_{\text{mín}}, 90^\circ) = \frac{1}{(1 + \alpha_{\text{máx}})} = 0,539$$

3.2.4) Dimensionamento do Transformador (T_r)

Para se obter condução contínua em praticamente todo o 1/2 período da rede, especifica-se 20% de ondulação máxima das correntes nos indutores L_m' e L_0' em condições nominais de funcionamento. Determina-se o valor da indutância magnetizante do transformador reescrevendo a Eq. (1.20) como:

$$L_m' = \frac{V_{pk}}{f_s \cdot \Delta i_{L_m'}(\alpha_{\text{nom}}, 90^\circ)} \cdot \frac{1}{(1 + \alpha_{\text{nom}})} \quad (3.1)$$

Da Eq. (1.24) obtém-se :

$$I_{L_m'_{md}}(90^\circ) = I_{pk_{\text{nom}}}$$

Portanto:

$$\Delta i_{L_m'}(\alpha_{\text{nom}}, 90^\circ) = 0,2 \cdot I_{pk_{\text{nom}}} \quad (3.2)$$

Onde:

$$I_{pk_{\text{nom}}} = \frac{2 \cdot P_{in}}{V_{pk_{\text{nom}}}} = \frac{2 \cdot 250}{311} = 1,61 \text{ A}$$

Substituindo a Eq. (3.2) e (3.1) calcula-se o valor da indutância magnetizante.

$$L_m' = \frac{V_{pk_{nom}}}{f_s \cdot 0,2 \cdot I_{pk_{nom}} \cdot (1 + \alpha_{nom})} = \frac{311}{40000 \cdot 0,2 \cdot 1,6 \cdot (1 + 0,777)}$$

$$L_m' = 13,6 \text{ mH}$$

O dimensionamento do indutor pode ser realizado de acordo com a referência [2] utilizando as equações (3.3) (3.4) (3.5) (3.6) a seguir:

Determina-se o tamanho do núcleo através da expressão (3.3).

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{pk_{mín}} \cdot D(\alpha_{mín}, 90^\circ) \cdot i_{spk}}{J_{máx} \cdot \Delta B_{máx} \cdot K_p \cdot K_w \cdot f_s} \cdot 10^4 \text{ cm}^4 \quad (3.3)$$

Onde: $\Delta B_{máx} = 0,1 \text{ T} \Rightarrow$ variação máxima da densidade de fluxo

$J_{máx} = 350 \text{ A/cm}^2 \Rightarrow$ densidade máxima de corrente

$K_p = 0,5 \Rightarrow$ fator de ocupação do enrolamento primário

$K_w = 0,4 \Rightarrow$ fator de ocupação da janela do núcleo

$V_{pk_{mín}} \Rightarrow$ mínima tensão de entrada

$A_e \Rightarrow$ área da perna central do núcleo

$A_w \Rightarrow$ área da janela do núcleo

A corrente no primário do transformador é a própria corrente no interruptor, portanto utiliza-se a Eq. (1.58) para determinar a corrente de pico no interruptor, tem-se então:

$$i_{spk} = 3,26 \text{ A}$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{280 \cdot 0,588 \cdot 3,26}{350 \cdot 0,1 \cdot 0,5 \cdot 0,4 \cdot 40000} \cdot 10^4 = 19,2 \text{ cm}^4$$

Escolhe-se, portanto, o núcleo EE-65/26 IP6 da Thornton que possui os seguintes parâmetros:

$$\begin{array}{lll} A_e \cdot A_w = 29,14 \text{ cm}^2 & A_e = 5,32 \text{ cm}^2 & A_w = 5,42 \text{ cm}^2 \\ l_e = 14,7 \text{ cm} & l_t = 148 \text{ cm} & V_e = 78,2 \text{ cm}^3 \end{array}$$

Onde: $l_e \Rightarrow$ comprimento magnético

$l_t \Rightarrow$ comprimento médio de uma espira

$V_e \Rightarrow$ volume do núcleo

Determina-se o número de espiras através da Eq. (3.4).

$$N_1 = \frac{V_{pk_{min}} \cdot D(\alpha_{min}, \omega t)}{\Delta B_{máx} \cdot A_e \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (3.4)$$

$$N_1 = \frac{280 \cdot 0,588}{0,1 \cdot 5,32 \cdot 40000} \cdot 10^4 = 77,37$$

$$N_1 = 78 \text{ espiras}$$

$$N_2 = \frac{N_1}{a} = 78 \text{ espiras}$$

Onde: $N_1 \Rightarrow$ número de espiras do enrolamento primário

$N_2 \Rightarrow$ número de espiras do enrolamento secundário

Determina-se o entreferro (l_g) através da Eq. (3.5).

$$l_g = \frac{N_1^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_m'} \cdot 10^{-2} \text{ cm} \quad (3.5)$$

$$l_g = \frac{(78)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 5,32}{13,6 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2}$$

$$l_g = 0,029 \text{ cm}$$

Determina-se a área do condutor do enrolamento primário através da Eq. (3.6).

$$S_{cp} = \frac{i_{sef}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (3.6)$$

Onde: $S_{cp} \Rightarrow$ área do condutor do enrolamento primário

Utilizando o ábaco da Fig. 1.12 determina-se a máxima corrente eficaz no interruptor:

$$i_{sef} = 1,57 \text{ A}$$

$$S_{cp} = \frac{1,57}{350} = 0,004486 \text{ cm}^2$$

Definindo o coeficiente de penetração (δ) tem-se:

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{40000}}$$

$$\delta = 0,0375 \text{ cm}$$

Desta forma deve ser utilizado o fio 21 AWG. Determina-se então o número de fios (n_{fp}) que irão compor o condutor do enrolamento primário:

$$n_{fp} = \frac{S_{cp}}{S_{21}} = \frac{0,004486}{0,004106} = 1,09$$

Desta forma adota-se o condutor primário será composto por 2 fios 21 AWG.

A corrente no secundário do transformador é a mesma corrente que circula pelo capacitor de acoplamento. Desta forma obtém-se a corrente eficaz no secundário através do ábaco da Fig. 1.14:

$$i_{Caef} = 0,973 \text{ A}$$

Determina-se então a área do condutor do enrolamento secundário através da Eq. (3.7):

$$S_{cs} = \frac{i_{Caef}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (3.7)$$

$$S_{cs} = \frac{0,973}{350} = 0,00278 \text{ cm}^2$$

Onde: $S_{cs} \Rightarrow$ área do condutor do enrolamento secundário

Portanto o condutor secundário será formado por 1 fio 22 AWG.

Determina-se as perdas no cobre através da Eq. (3.8).

$$P_c = N_1 \cdot i_{s_{ef}}^2 \cdot l_t \cdot r_{c21} + N_2 \cdot i_{Caef}^2 \cdot l_t \cdot r_{c22} \quad (3.8)$$

$$P_c = 78 \cdot (1,57)^2 \cdot 14,8 \cdot \frac{0,000561}{2} + 78 \cdot (0,973)^2 \cdot 14,8 \cdot 0,000708$$

$$P_c = 1,57 \text{ W}$$

Onde: $P_c \Rightarrow$ perda joule no cobre

$r_{c21} \Rightarrow$ resistência do fio 21 AWG em Ω/cm à 100°C

$r_{c22} \Rightarrow$ resistência do fio 22 AWG em Ω/cm à 100°C

As perdas magnéticas poder ser calculadas através da expressão (3.9).

$$P_m = C_m \cdot f_s^x \cdot (\Delta B_{m\acute{a}x})^y \cdot V_e \cdot 10^{-6} \quad (3.9)$$

Onde: $P_m \Rightarrow$ perda magnética

Para o tipo de material IP6 tem-se os seguintes valores para as constantes:

$$C_m = 69,63 \quad x = 1,18 \quad y = 2,34$$

Logo:

$$P_m = 69,63 \cdot (40000)^{1,18} \cdot (0,1)^{2,34} \cdot 78,2 \cdot 10^{-6}$$

$$P_m = 6,7 \text{ W}$$

A elevação de temperatura do núcleo será de:

$$\Delta T = (P_m + P_c) \cdot 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37}$$

$$\Delta T = (6,7 + 1,57) \cdot 23 \cdot (29,14)^{-0,37}$$

$$\Delta T = 54,6^\circ \text{ C}$$

3.2.5 Dimensionamento do Indutor do Filtro de Saída (L_0)

Analogamente ao cálculo da indutância magnetizante L_m , determina-se a indutância (L_0) do filtro de saída admitindo 20% de ondulação máxima de corrente em condições nominais de funcionamento. Reescrevendo a Eq. (1.24) para $(\omega t) = 90^\circ$ tem-se:

$$L_0 = \frac{V_0}{f_s \cdot \Delta i_{L_0}(\alpha_{\text{nom}}, 90^\circ)} \cdot \frac{\alpha_{\text{nom}}}{(1 + \alpha_{\text{nom}})} \quad (3.10)$$

Da Eq. (1.31) obtém-se o máximo valor médio instantâneo:

$$I_{L_{0\text{md}}}(90^\circ) = 2 \cdot i_0 = 2 \cdot \frac{250}{400}$$

$$I_{L_{0\text{md}}}(90^\circ) = 1,25 \text{ A}$$

Assim, define-se a máxima ondulação de corrente:

$$\Delta i_{L_0}(\alpha_{\text{nom}}, 90^\circ) = 0,2 \cdot 1,25$$

Calcula-se, então, o valor da indutância.

$$L_0 = \frac{400 \cdot 0,777}{40000 \cdot 0,2 \cdot 1,25 \cdot (1 + 0,777)} = 17,5 \text{ mH}$$

$$L_0 = 17,5 \text{ mH}$$

Este indutor pode ser dimensionado como um indutor de filtro [3,7,8], tendo em vista que a componente fundamental da corrente de 120 Hz é bem maior do que a componente de alta frequência. O dimensionamento é realizado através das Eq. (3.11), (3.12), (3.13) e (3.14).

O produto $A_e \cdot A_w$ pode ser então calculado por:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_0 \cdot i_{L_{0pk}} \cdot i_{L_{0ef}}}{K \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot J_{m\acute{a}x}} \cdot 10^4 \text{ cm}^4 \quad (3.11)$$

Onde: $K = 0,7 \Rightarrow$ fator de utilização do núcleo

$B_{m\acute{a}x} = 0,25 \text{ T} \Rightarrow$ máxima densidade de fluxo

$J_{m\acute{a}x} = 350 \text{ A/cm}^2 \Rightarrow$ máxima densidade de corrente

De acordo com a Eq. (1.65) a corrente eficaz depende apenas da potência e da tensão de saída, de onde:

$$i_{L_{0ef}} = \frac{250}{400} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} = 0,765 \text{ A}$$

A máxima corrente de pico ocorre para a mínima tensão de entrada. Calculando a corrente de pico através da Eq. (1.52) tem-se:

$$i_{L_{0pk}} = 2 \cdot i_0 + \frac{V_0 \cdot \alpha_{\min}}{2 \cdot L_0 \cdot f_s \cdot (1 + \alpha_{\min})}$$

$$i_{L_{0pk}} = 2 \cdot \frac{250}{400} + \frac{400 \cdot 0,7}{2 \cdot 17,5 \cdot 10^{-3} \cdot 40000 \cdot (1 + 0,70)} = 1,37 \text{ A}$$

$$i_{L_{0pk}} = 1,37 \text{ A}$$

Com os devidos valores calculados define-se o valor mínimo do produto $A_e \cdot A_w$ do núcleo através da Eq. (3.4).

$$A_e \cdot A_w = \frac{17,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,37 \cdot 0,765}{0,7 \cdot 0,25 \cdot 350} \cdot 10^4 = 3 \text{ cm}^4$$

Escolhe-se, portanto, o núcleo E-42/20 IP6 da Thornton que possui os seguintes parâmetros:

$$\begin{array}{lll} A_e \cdot A_w = 3,77 \text{ cm}^2 & A_e = 2,40 \text{ cm}^2 & A_w = 1,57 \text{ cm}^2 \\ l_e = 9,7 \text{ cm} & l_t = 10,5 \text{ cm} & V_e = 23,30 \text{ cm}^3 \end{array}$$

O número de espiras (N_e) é definido pela Eq. (3.5).

$$N_e = \frac{L_0 \cdot i_{L_{opk}}}{B_{\text{máx}} \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (3.12)$$

$$N_e = \frac{17,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,37}{0,25 \cdot 2,4} \cdot 10^4$$

$$N_e = 400 \text{ espiras}$$

O entreferro (l_g) é definido pela Eq. (3.13).

$$l_g = \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_0} \cdot 10^{-2} \text{ cm} \quad (3.13)$$

$$l_g = \frac{(400)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,40}{17,5 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2}$$

$$l_g = 0,276 \text{ cm}$$

Desprezando o efeito pelicular, a área do condutor (S_c) é definida pela Eq. (3.14).

$$S_c = \frac{i_{L_{of}}}{J_{\text{máx}}} \text{ cm} \quad (3.14)$$

$$S_c = \frac{0,765}{350} = 0,002186 \text{ cm}$$

Escolhe-se desta maneira um condutor composto por 1 fio 23 AWG.

Sendo a componente de alta frequência desprezível em relação à fundamental de 120 Hz as perdas no núcleo (Eq. 3.14) são definidas pelas perdas no cobre. Tem-se então:

$$P_n = P_c = i_{L_{\text{ref}}}^2 \cdot l_1 \cdot N_c \cdot r_{c23} \text{ W} \quad (3.15)$$

Onde: $P_n \Rightarrow$ perdas no núcleo

$P_c \Rightarrow$ perdas no cobre

$r_{c23} \Rightarrow$ resistividade do fio 23 AWG em Ω/cm à 100°C

$$P_n = (0,765)^2 \cdot 400 \cdot 10,5 \cdot 0,000892$$

$$P_n = 2,16 \text{ W}$$

A elevação de temperatura (ΔT) é obtida pela Eq. (3.16)

$$\Delta T = P_n \cdot 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} \text{ } ^\circ\text{C} \quad (3.16)$$

$$\Delta T = 2,3 \cdot 23 \cdot (3,77)^{-0,37}$$

$$\Delta T = 30,4 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Adotando-se a temperatura ambiente de 40°C , a máxima temperatura do núcleo é de $70,4^\circ\text{C}$. Portanto o projeto encontra-se dentro dos limites de temperatura.

3.2.6 Dimensionamento do Filtro de Entrada (C_f , L_f)

Para obter-se o maior amortecimento possível adota-se um fator de amortecimento unitário. Desta forma seguindo a metodologia e as Eq. (1.76), (1.77), (1.78) e (1.79) tem-se:

$$R_f = \frac{311^2}{2 \cdot 250} = 193,45 \Omega$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot 193,45 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 3000 \cdot 1} = 137 \text{ nF}$$

Escolheu-se:

- Capacitor de polipropileno: $3 \cdot 47 \text{ nF} = 141 \text{ nF}$

- Tipo: TMACF 630(V) / SIEMENS

Determinando o indutor tem-se:

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 3000)^2 \cdot 141 \cdot 10^{-9}} = 20 \text{ mH}$$

De acordo com a referência [2,3] o dimensionamento do indutor L_f segue as mesmas Eq. (3.11), (3.12), (3.13), (3.14), (3.15) e (3.16) utilizadas no dimensionamento do indutor L_0 .

A corrente do indutor L_f é a própria corrente da rede portanto:

$$i_{L_f \text{ pk}} = I_{\text{pk máx}} = (1,6 + 10\%) \text{ A}$$

$$i_{L_f \text{ pk}} = 1,76 \text{ A}$$

$$i_{L_f \text{ ef}} = \frac{I_{\text{pk máx}}}{\sqrt{2}} = \frac{1,76}{\sqrt{2}} = 1,25 \text{ A}$$

Onde: $i_{L_f \text{ pk}} \Rightarrow$ corrente de pico no indutor L_f

$i_{L_f \text{ ef}} \Rightarrow$ corrente eficaz no indutor L_f

Definindo o produto $A_e \cdot A_w$ através da Eq. (3.11), tem-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 1,76 \cdot 1,25}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450} \cdot 10^4 = 6 \text{ cm}^4$$

Portanto, escolhe-se o núcleo EE-55/21 IP6 da Thornton que possui os seguintes parâmetros:

$$\begin{array}{lll} A_e \cdot A_w = 8,85 \text{ cm}^2 & A_e = 3,54 \text{ cm}^2 & A_w = 2,50 \text{ cm}^2 \\ l_e = 1,2 \text{ cm} & l_t = 11,6 \text{ cm} & V_e = 42,5 \text{ cm}^3 \end{array}$$

Número de espiras:

$$N_e = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 1,76}{0,3 \cdot 3,54} \cdot 10^4$$

$$N_e = 332 \text{ espiras}$$

Entreferro:

$$l_g = \frac{(332)^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54}{20 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2}$$

$$l_g = 0,245 \text{ cm}$$

Área do condutor:

$$S_c = \frac{i_{L_{\text{ef}}}}{J_{\text{máx}}} = \frac{1,25}{450} = 0,00278 \text{ cm}^2$$

Portanto, escolheu-se um condutor composto por 1 Fio 22 AWG.

Perdas no núcleo:

$$P_n = P_c = i_{L_{\text{ef}}}^2 \cdot l_t \cdot N_e \cdot r_c \text{ W}$$

$$P_n = P_c = (1,25)^2 \cdot 10,5 \cdot 259 \cdot 0,000708$$

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

Elevação de temperatura:

$$\Delta T = 3 \cdot 23 \cdot (8,85)^{-0,37}$$

$$\Delta T = 30,8^\circ \text{ C}$$

Adotando-se a temperatura ambiente de 40° C a máxima temperatura do núcleo é de $70,8^\circ \text{ C}$. Resumindo:

Núcleo EE-55/21 IP6 da Thornton

$N_e = 332$ espiras

$l_g = 2,45$ mm

Condutor = 1 Fio 22 AWG

3.2.7 Dimensionamento do Capacitor de Acoplamento (C_a)

Admitindo 10% de ondulação máxima na tensão do capacitor C_a . Segundo a Eq. (1.40) a máxima ondulação de tensão parametrizada ocorre para a relação de tensão mínima:

$$\overline{\Delta V_{Ca}}(\alpha_{\min}, 90^\circ) = \frac{1}{(1 + \alpha_{\min})} \quad (3.17)$$

Reescrevendo a Eq. (1.37) que define a parametrização, determina-se o valor do capacitor:

$$C_a \geq \frac{2 \cdot i_0 \cdot \overline{\Delta V_{Ca}}(\alpha_{\min}, 90^\circ)}{f_s \cdot \Delta V_{Ca}(\alpha_{\min}, 90^\circ)} \quad (3.18)$$

Como o tensão no capacitor de saída é igual à tensão de saída tem-se:

$$\Delta V_{Ca}(\alpha_{\min}, 90^\circ) = 0,1 \cdot V_0 \quad (3.19)$$

Substituindo as Eq. (3.17) e (3.19) na Eq. (3.18):

$$C_a \geq \frac{2 \cdot i_0}{f_s \cdot 0,1 \cdot V_0} \cdot \frac{1}{(1 + \alpha_{\min})} = \frac{2 \cdot P_0}{f_s \cdot 0,1 \cdot V_0^2 \cdot (1 + \alpha_{\min})} \quad (3.20)$$

$$C_a \geq \frac{2 \cdot 250}{40000 \cdot 0,1 \cdot (400)^2 \cdot (1 + 0,770)} = 441 \text{ nF}$$

Como nos catálogos faltam informações sobre limitação de corrente adotou-se somente o critério de máxima tensão. A máxima corrente eficaz pode ser obtida através do ábaco da Fig. 1.14 para a condição de tensão de entrada mínima:

$$\overline{i_{Ca_{ef}}}(\alpha_{\min}) = 0,779$$

$$i_{Ca_{ef}}(\alpha_{\min}) = 2 \cdot i_0 \cdot \overline{i_{Ca_{ef}}}(\alpha_{\min})$$

$$i_{Ca_{ef}}(\alpha_{\min}) = 2 \cdot \frac{250}{400} \cdot 0,779$$

$$i_{Ca_{ef}} = 0,974 \text{ A}$$

Escolheu-se, portanto, o seguinte capacitor:

- Capacitor de poliéster metalizado: 220 nF + 330 nF
- Tipo: MAC-FITA 630V / SIEMENS

3.2.8 Dimensionamento do Capacitor do Filtro de Saída (C_0)

Especificando uma ondulação máxima de tensão de 1,5% o valor do capacitor pode ser calculado utilizando-se a Eq. (1.41). Reescrevendo-a:

$$C_0 \geq \frac{P_0}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_0 \cdot V_{Co_r}}$$

Sendo:

$$V_{Co_r} = \frac{0,015 \cdot V_0}{2}$$

Determina-se o valor do capacitor C_0

$$C_0 \geq \frac{2 \cdot P_0}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_0 \cdot 0,015 \cdot V_0} = \frac{P_0}{\pi \cdot 120 \cdot 0,015 \cdot V_0^2}$$

$$C_0 \geq \frac{250}{\pi \cdot 120 \cdot 0,015 \cdot (400)^2} = 276,3 \mu\text{F}$$

A corrente eficaz é determinada pela Eq. (1.75):

$$i_{Co_{ef}} = i_0 \cdot \sqrt{\frac{1}{2}} = \frac{P_0}{V_0} \cdot \sqrt{\frac{1}{2}}$$

$$i_{Co_{ef}} = \frac{250}{400} \cdot \sqrt{\frac{1}{2}} = 0,442 \text{ mA}$$

Optou-se por associar:

- Capacitor eletrolítico: 330 μF
- Tipo: ALTO CV 350V / SIEMENS

3.2.9) Dimensionamento do Interruptor (S)

A tensão de pico é determinada através da Eq. (1.47):

$$\overline{V}_{spk}(\alpha_{m\acute{a}x}, 90^\circ) = \frac{1 + \alpha_{m\acute{a}x}}{\alpha_{m\acute{a}x}} = \frac{1 + 0,855}{0,855}$$

$$\overline{v_{\text{spk}}}(\alpha_{\text{máx}}, 90^\circ) = 2,17$$

$$v_{\text{spk}} = V_{\text{pkmáx}} \cdot \overline{v_{\text{spk}}}(\alpha_{\text{máx}}, 90^\circ) = (311 + 10\%) \cdot 2,17$$

$$v_{\text{spk}} = 742 \text{ V}$$

Através do ábaco da Fig. 1.15 determina-se a máxima corrente eficaz no interruptor. Deve ser observado que a Eq. (1.66) está parametrizada em relação à corrente de entrada e portanto a variação do parâmetro α do gráfico corresponde à variação da relação de transformação ou à variação da tensão de saída. Logo a máxima corrente eficaz no interruptor deve ser calculada para a tensão mínima de entrada:

$$i_{\text{sef}}(\alpha_{\text{mín}}) = I_{\text{pkmáx}} \cdot \overline{i_{\text{sef}}}(\alpha_{\text{mín}})$$

$$i_{\text{sef}}(\alpha_{\text{mín}}) = 1,76 \cdot 0,893$$

$$i_{\text{sef}}(\alpha_{\text{mín}}) = 1,57 \text{ A}$$

De acordo com a Eq. (1.58) determina-se a corrente de pico para a tensão mínima de entrada:

$$i_{\text{spk}} = (1 + 0,7) \cdot 1,76 + \frac{280}{2 \cdot 40000 \cdot (1 + 0,7)} \cdot \left(\frac{1}{13,6 \cdot 10^{-3}} + \frac{1}{17,5 \cdot 10^{-3}} \right)$$

$$i_{\text{spk}} = 3,26 \text{ A}$$

Com os devidos valores calculados escolheu-se o seguinte interruptor:

- MOSFET: APT 1001R1BN / Advanced Power Technology
- Corrente média de dreno: $I_D = 10,5 \text{ A}$
- Tensão dreno/source: $V_{\text{DS}} = 1000 \text{ V}$
- Resistência de condução: $R_{\text{DS}} = 1,1 \Omega$

- Resistência térmica junção/cápsula: $R_{jc} = 0,4^\circ\text{C/W}$
- Resistência térmica junção/ambiente: $R_{ja} = 40^\circ\text{C/W}$
- Tempo de entrada em condução: $t_r = 32\text{ ns}$
- Tempo de bloqueio: $t_f = 48\text{ ns}$

Como não foi possível obter no mercado este componente, empregou-se o MOSFET APT 1002R2 cujos únicos dados disponíveis eram:

$$\text{Resistência de condução: } R_{DS} = 2,2\ \Omega$$

$$\text{Tensão dreno/source: } V_{DS} = 1000\text{ V}$$

Sendo assim os dados não disponíveis foram tomados do primeiro MOSFET.

Calculando as perdas segundo as referências [3] e [9], tem-se:

Perdas por condução:

$$P_{\text{cond}} = R_{DS} \cdot i_{\text{sef}}^2$$

$$P_{\text{cond}} = 2,2 \cdot (1,57)^2 = 5,4\text{ W}$$

Perdas de comutação:

$$P_{\text{com}} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot i_{\text{spk}} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot v_{\text{spk}}$$

$$P_{\text{com}} = \frac{40000}{2} \cdot (32 + 40) \cdot 10^{-9} \cdot 3,26 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 742$$

$$P_{\text{com}} = 2,2\text{ W}$$

Determinando a resistência térmica do dissipador vem:

$$R_{ca} \leq \frac{T_j - T_A}{(P_{\text{com}} + P_{\text{cond}})} - R_{jc}$$

Adotando:

Temperatura ambiente (T_A): 45°C

Temperatura máxima de junção (T_j): 120°C

$$R_{ca} \leq 9,4^\circ\text{C/W}$$

3.2.10 Dimensionamento do Diodo (D_r)

A tensão de pico é determinada através da Eq.(1.48):

$$\overline{v_{Drpk}}(\alpha_{\text{máx}}, 90^\circ) = 1 + \alpha_{\text{máx}} = 1 + 0,855$$

$$v_{Drpk} = V_0 \cdot \overline{v_{Drpk}}(\alpha_{\text{máx}}, 90^\circ) = 400 \cdot 1,855$$

$$v_{Drpk} = 742 \text{ V}$$

Através do ábaco da Fig. 1.13 determina-se a corrente eficaz máxima no diodo:

$$i_{Dr\text{ef}}(\alpha_{\text{mín}}) = \overline{i_{Dr\text{ef}}}(\alpha_{\text{mín}}) \cdot 2 \cdot i_0$$

$$i_{Dr\text{ef}}(\alpha_{\text{mín}}) = 0,991 \cdot 2 \cdot \frac{250}{400}$$

$$i_{Dr\text{ef}}(\alpha_{\text{mín}}) = 1,24 \text{ A}$$

Com base nos valores calculados escolheu-se o seguinte diodo:

- Diodo: APT15D100B / Advanced Power Technology
- Tensão reversa: $V_R = 1000 \text{ V}$
- Corrente média: $I_{FAV} = 15 \text{ A}$

Por falta de maiores informações técnicas o dissipador será ajustado na experimentação.

O cálculo térmico pode ser realizado de acordo com a referência [3].

3.2.11) Dimensionamento dos Grampeadores

O bloqueio da corrente do primário do transformador causa sobretensão no circuito devido a existência da indutância de dispersão do transformador. Logo, é indispensável o uso de um circuito que impeça esta sobretensão de destruir o interruptor.

Para solucionar este problema será utilizado um circuito grampeador que tem a função de desmagnetizar a indutância de dispersão. Quando o interruptor bloqueia o diodo do grampeador entra em condução assumindo a corrente da indutância de dispersão sendo transferida a energia acumulada para o capacitor e posteriormente dissipada pelo resistor (Fig. 3.5).

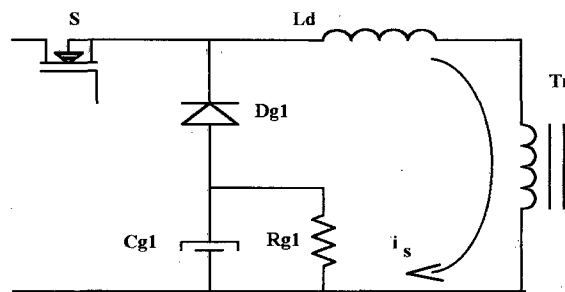


Fig. 3.5 - Circuito Grampeador

Para que não haja transferência de energia do secundário para o circuito grampeador a tensão no capacitor (C_g) do grampeador deve ser maior do que a tensão de saída refletida ao primário. A indutância de dispersão medida experimentalmente é de aproximadamente $64,3 \mu\text{H}$, determinando assim a potência dissipada no grampeador:

$$P_d = \frac{1}{2} \cdot L_d \cdot \left(\frac{2 \cdot i_{\text{spk}}}{\pi} \right)^2 \cdot f_s \quad (3.21)$$

$$P_d = \frac{1}{2} \cdot 64,3 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{2 \cdot 3,26}{\pi} \right)^2 \cdot 40000$$

$$P_d = 5,54 \text{ W}$$

Adotando 600 V para tensão do capacitor do grampeador o dimensionamento do grampeador pode ser realizado através das seguintes equações [2]:

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_d} \quad (3.22)$$

$$C_g = \frac{2}{R_g \cdot f_r} \quad (3.23)$$

Onde: $V_g \Rightarrow$ tensão no capacitor do grampeador

$R_g \Rightarrow$ resistor do grampeador

$C_g \Rightarrow$ capacitor do grampeador

$f_r \Rightarrow$ frequência da rede

Calculando chega-se aos seguintes resultados:

$$R_{g1} = 65 \text{ k}\Omega$$

$$C_{g1} = 513 \text{ nF}$$

Devido ao nível da tensão, o diodo do grampeador será o mesmo especificado para o diodo D_r :

- Diodo: APT15D100B / Advanced Power Technology

- Tensão reversa: $V_R = 1000 \text{ V}$

- Corrente média: $I_{FAV} = 15 \text{ A}$

Na implementação do conversor ZETA em condução descontínua [3] houve a necessidade de se utilizar um circuito grampeador no diodo D_r devido à sobretensão que é causada pelo efeito da recuperação reversa no bloqueio do diodo. Desta forma o grampeador do diodo será ajustado na experimentação assim como os ajustes necessários no grampeador do interruptor.

3.2.12) Dimensionamento dos diodos da Ponte Retificadora

De acordo com as Eqs. (1.80), (1.81) e (1.82) determina-se os esforços nos diodos:

$$i_{DP_{pk}} = I_{pk_{m\acute{a}x}} = 1,76 \text{ A}$$

$$i_{DP_{ef}} = \frac{I_{pk_{m\acute{a}x}}}{\sqrt{2}} = 1,25 \text{ A}$$

$$V_{DP_{IV}} = V_{pk_{m\acute{a}x}} = 342 \text{ V}$$

Sendo assim adotou-se o seguinte componente:

- Diodo: MR860/MOTOROLA
- Tensão reversa: $V_R = 600 \text{ V}$
- Corrente média: $I_{FAV} = 8 \text{ A}$

3.3) PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE (CI3854)

3.3.1) Circuito de Controle Isolado

Independente do isolamento do circuito, no caso do Conversor ZETA, a forma de utilização do controle com saída positiva dificulta a utilização direta do CI para acionar o gate do MOSFET devido a incompatibilidade do terra do controle com o terminal source, como mostra a Fig. 3.4.

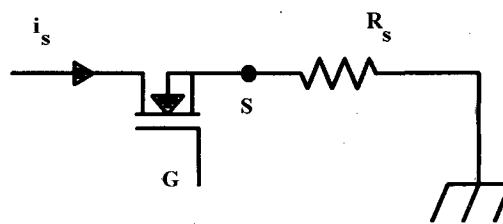


Fig. 3.4 - 0Incompatibilidade de Terra

Optou-se por isolar o circuito de controle em relação ao primário do conversor. Para obter o isolamento será utilizado um sensor de efeito Hall para monitorar a corrente e um fotoacoplador no circuito de comando de gate. A realimentação da tensão de entrada e a sua amostra (Fig. 3.1) podem ser facilmente obtidas através do secundário da fonte auxiliar de alimentação do CI.

3.3.2) Limitação da Corrente de Pico

Isolando a monitoração da corrente de entrada o resistor shunt passa a ser o resistor de medição da corrente do sensor (R_{SH}). Abaixo apresenta-se um resumo dos principais dados técnicos do sensor utilizando meia espira no primário:

- ⇒ Relação de transformação 1:1000;
- ⇒ Corrente primária nominal 50 A;
- ⇒ Tensão de alimentação ± 15 V;
- ⇒ Mínima resistência de medida 100 Ω .

A tensão no resistor do sensor de efeito hall por onde passa a corrente do secundário do sensor deve ser de baixo valor sendo indicado como valor típico 1 V. Adotando $R_{SH} = 120 \Omega$ e 1 V para a máxima tensão neste resistor, define-se a máxima corrente no secundário do sensor:

$$i_{SH_{m\acute{a}x}} = \frac{V_{SH_{m\acute{a}x}}}{R_{SH}} = \frac{1}{120}$$

$$i_{SH_{m\acute{a}x}} = 8,333 \text{ mA}$$

Onde: $i_{SH_{m\acute{a}x}} \Rightarrow$ máxima corrente no secundário do sensor

$R_{SH} \Rightarrow$ resistor de medição da corrente do sensor

$V_{SH_{m\acute{a}x}} \Rightarrow$ máxima tensão no resistor de medição do sensor

A máxima corrente no primário é a própria corrente de pico do interruptor, logo a relação de transformação (a_H) aproximada do sensor de efeito hall deve ser:

$$a_H \approx \frac{i_{S_{pk}}}{i_{SH_{m\acute{a}x}}} = \frac{3,33}{8,333 \cdot 10^{-3}}$$

$$a_H \approx 400$$

Adota-se a relação 1:333, triplicando o número de espiras no primário do sensor. Deve ser observado na escolha da relação de transformação do sensor que a corrente no secundário não deve ser muito pequena de forma a evitar que as interferências eletromagnéticas não distorçam a tensão no resistor.

A nova tensão máxima no resistor R_{SH} será:

$$V_{SH_{m\acute{a}x}} = 120 \cdot \frac{3,33}{333} = 1,2 \text{ V}$$

A limitação de corrente de pico atua quando a tensão V_{SH} ultrapassa o valor pré estabelecido bloqueando o interruptor. Este circuito (Fig. 3.5) consiste em um divisor de tensão formado pela comparação entra a tensão V_{SH} e a tensão de referência gerada (pino 9) pelo CI.

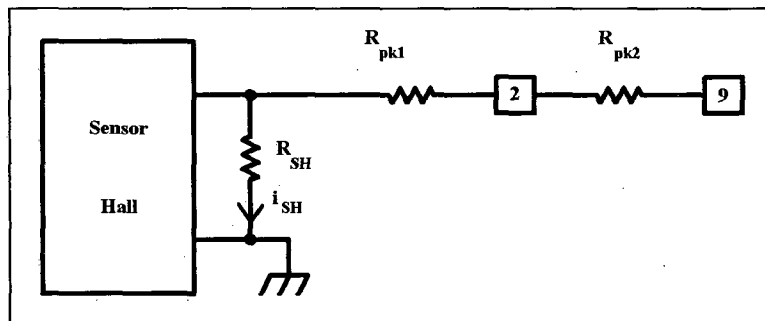


Fig. 3.5 - Circuito de limitação da corrente de pico

Admitindo uma sobrecarga de 10% e adotando $R_{pk1} = 12 \text{ k}\Omega$ determina-se o valor de R_{pk2} através da seguinte equação:

$$R_{pk2} = \frac{(V_{SH_{m\acute{a}x}} + 10\%) \cdot R_{pk1}}{V_{ref}}$$

Onde: $V_{ref} = 7,5\text{ V} \Rightarrow$ tensão de referência gerada pelo CI no pino 9

$$R_{pk2} = \frac{(1,2 + 0,12) \cdot 12 \cdot 10^3}{7,5} = 2,11\text{ k}\Omega$$

Como valores finais tem-se:

$$R_{pk1} = 12\text{ k}\Omega$$

$$R_{pk2} = 2,2\text{ k}\Omega$$

3.3.3) Realimentação da Tensão de Entrada

O circuito (Fig. 3.6) de realimentação da tensão de entrada é um filtro passa baixa de segunda ordem que deve fornecer ao CI (pino 8) um valor de tensão contínua proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada.

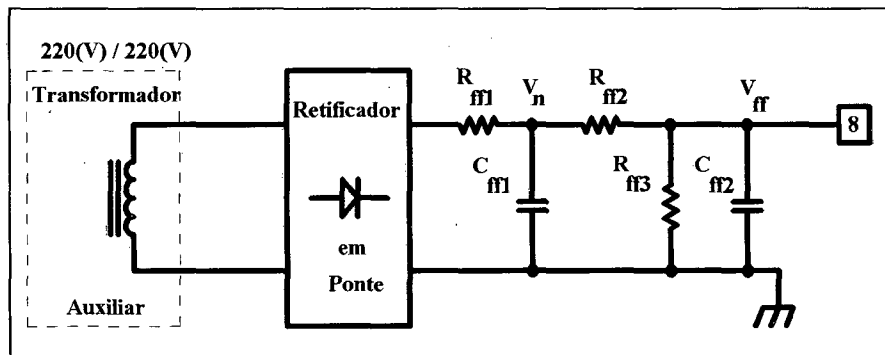


Fig. 3.6 - Circuito de realimentação da tensão de entrada

Sendo assim na entrada do filtro tem-se a tensão de entrada retificada que neste caso será isolada sendo obtida através de um enrolamento secundário do transformador auxiliar de alimentação do CI. A potência que o circuito consome é mínima sendo desprezível em relação à potência total do circuito de controle.

A tensão de saída V_{ff} e a tensão V_n devem ser de 1,414 V e 7,5 V respectivamente na condição de tensão mínima de entrada. Desta forma utiliza-se as seguintes equações fornecidas [7] para o dimensionamento dos resistores.

$$V_{ff} = 1,414 = \frac{V_{in,md} \cdot R_{ff3}}{(R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3})}$$

$$V_n = 7,5 = \frac{V_{in,md} \cdot (R_{ff2} + R_{ff3})}{(R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3})}$$

$$V_{in,md} = \frac{V_{pk,min}}{\sqrt{2}} \cdot 0,9$$

Onde: $V_{in,md} \Rightarrow$ é o valor médio da tensão de entrada retificada

O valor típico da resistência total é da ordem de 1 M Ω . Utilizando as equações anteriores obteve-se:

$$R_{ff3} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ff2} = 40 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ff1} = 1,2 \text{ M}\Omega$$

A tensão de saída do filtro (pino 8) contribui com 1% da terceira harmônica da corrente de entrada para cada 1% de ondulação de segunda harmônica (120Hz) de V_{ff} . Os capacitores do filtro devem ser calculados de forma a atenderem o nível de distorção máximo admitido. Admitindo 1% de ondulação na tensão de saída do filtro define-se na frequência da ondulação de 120 Hz o ganho (G_f) e conseqüentemente a frequência de corte do filtro como segue:

$$G_f = \frac{\%TDH}{66,2\%} = \frac{1}{66,2}$$

$$G_f = 15,1 \cdot 10^{-3}$$

Onde 66,2% corresponde a porcentagem da ondulação de tensão de segunda ordem em relação ao pico da tensão de entrada retificada do filtro.

Determina-se, então, a frequência dos pólos (f_p):

$$f_p = \sqrt{G_f} \cdot 120$$

$$f_p = 14,75\text{Hz}$$

Por último determina-se os valores dos capacitores:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{ff3}}$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{ff2}}$$

$$C_{ff1} = 270\text{ nF}$$

$$C_{ff2} = 1\text{ }\mu\text{F}$$

3.3.4) Realimentação da Tensão de Saída

O compensador da realimentação da tensão de saída é composto por um filtro de primeira ordem (Fig. 3.7). Para cada 1% da ondulação de segunda ordem na tensão (V_{va}) de erro amplificada (pino 7) contribui com aumento de 0,5% na terceira harmônica da corrente de entrada.

Para minimizar a ondulação de segunda ordem na tensão de erro amplificada a largura da faixa da resposta em frequência do filtro deve ser muito pequena. A realimentação da tensão de saída deve ser compensada tendo em vista a estabilidade do sistema mas a frequência de chaveamento é tão alta em relação a resposta em frequência do filtro que utiliza-se somente os critérios de minimização da distorção harmônica no cálculo dos parâmetros.

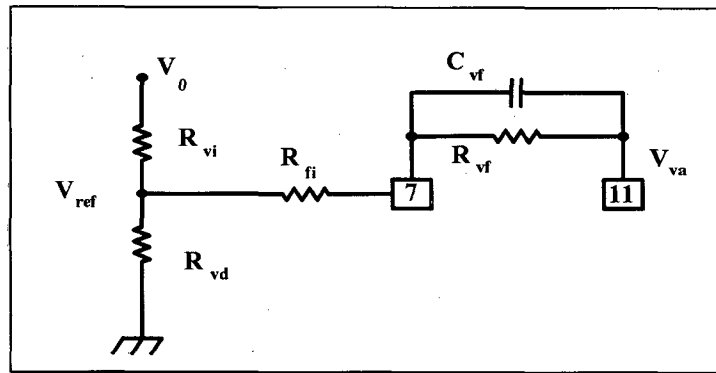


Fig. 3.7 - Circuito de realimentação da tensão de saída

A tensão de referência do amplificador de tensão é de 7,5 V e, sendo assim, utiliza-se um divisor de tensão na saída do conversor para adaptação da tensão de saída à tensão de referência (V_{ref}). Calculando o divisor resistivo tem-se:

$$V_{ref} = V_o \cdot \frac{R_{vd}}{(R_{vd} + R_{vi})}$$

Adotando $R_{vi} = 560 \text{ k}\Omega$ tem-se:

$$R_{vd} = \frac{R_{vi} \cdot V_{ref}}{(V_o - V_{ref})}$$

$$R_{vd} = \frac{560 \cdot 10^3 \cdot 7,5}{(400 - 7,5)} = 10,7 \text{ k}\Omega$$

Adota-se $R_{vd} = 10 \text{ k}\Omega$

A tensão (V_{va}) na saída do amplificador (pino 11) deve estar na faixa de 5 V à 1 V para que haja controle sobre a corrente de referência. O valor recomendado e utilizado aqui é de 4V.

Admitindo 1% de ondulação na tensão V_{va} determina-se o ganho (G_{120}) na frequência da ondulação como segue:

$$G_{120} = \frac{V_{va} \cdot 1\%}{\Delta V_{0D}}$$

$$\Delta V_{0D} = \frac{R_{vd}}{(R_{vd} + R_{vi})} \cdot \Delta V_{Co}$$

Onde: $\Delta V_{0D} \Rightarrow$ ondulação da tensão sobre o resistor R_{vd} (Fig. 3.9)

$\Delta V_{Co} \Rightarrow$ ondulação da tensão no capacitor do filtro de saída do conversor

Estipulado anteriormente em 1,5% a ondulação máxima da tensão de saída tem-se:

$$\Delta V_{0D} = \frac{10 \cdot 10^3}{(10 \cdot 10^3 + 560 \cdot 10^3)} \cdot 0,015 \cdot 400$$

$$\Delta V_{0D} = 0,105 \text{ V}$$

Portanto:

$$G_{120} = \frac{4 \cdot 0,01}{0,105} = 0,381$$

Adotando $C_{vf} = 470 \text{ nF}$ determina-se o valor do resistor R_{fi} utilizando a seguinte expressão:

$$R_{fi} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot C_{vf} \cdot G_{120}}$$

$$R_{fi} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 470 \cdot 10^{-9} \cdot 0,381} = 3,96 \text{ k}\Omega$$

Adota-se $R_{fi} = 3,9 \text{ k}\Omega$

De posse desses valores define-se a frequência de corte do filtro através da seguinte expressão:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{P_0 \cdot V_{ref}}{V_0^2 \cdot V_{va} \cdot C_0 \cdot R_{fi} \cdot C_{vf}}}$$

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{250 \cdot 7,5}{(400)^2 \cdot 4 \cdot 330 \cdot 10^{-6} \cdot 3900 \cdot 470 \cdot 10^{-9}}}$$

$$f_c = 11 \text{ Hz}$$

Determina-se então o último parâmetro do filtro:

$$R_{vf} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_{vf}}$$

$$R_{vf} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 470 \cdot 10^{-9}}$$

$$R_{vf} = 30,6 \text{ k}\Omega$$

Adota-se $R_{vf} = 33 \text{ k}\Omega$

3.3.5) Amostra da Forma de onda da Tensão de Entrada

A forma de onda da corrente de referência é determinada pela forma de onda da corrente do resistor R_{ac} como mostra a Fig. 3.8. A tensão de entrada retificada necessária para a alimentação deste circuito será obtida do mesmo enrolamento secundário utilizada em 3.2.2.

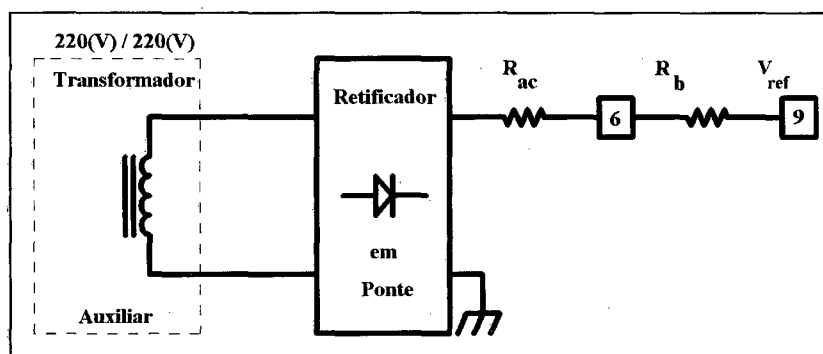


Fig. 3.8 - Circuito de amostra da forma de onda da tensão de entrada

A máxima corrente em R_{ac} deve ser de $600 \mu\text{A}$. Tem-se então:

$$R_{ac} \geq \frac{V_{pk\text{máx}}}{600 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_{ac} = \frac{(311 + 10\%)}{600 \cdot 10^{-6}} = 570 \text{ k}\Omega$$

Adota-se $R_{ac} = 680 \text{ k}\Omega$

Devido a existência de um potencial de 6 V no pino 6 (Fig. 3.8) é necessária a colocação de um resistor de balanço (R_b) entre o pino 6 e o pino 9 no qual o CI gera a tensão de referência (V_{ref}) para que não se deforme a forma de onda da corrente. Para o cálculo deve-se seguir a seguinte relação:

$$R_b = \frac{R_{ac}}{4}$$

$$R_b = \frac{680 \cdot 10^3}{4} = 155 \text{ k}\Omega$$

Adota-se $R_b = 150 \text{ k}\Omega$

3.3.6) Freqüência de Operação

A freqüência de chaveamento é determinada por uma relação entre o resistor R_{set} e o capacitor C_t que são colocados respectivamente entre o pino 12 e o terra e entre o pino 14 e o terra (Fig. 3.9).

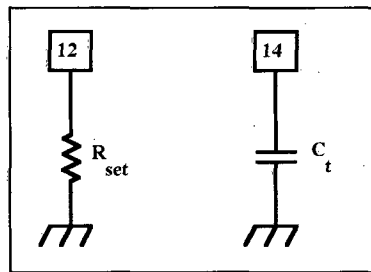


Fig. 3.9 - Circuito de definição da freqüência de chaveamento.

Determina-se o valor do resistor R_{set} segundo as equações abaixo:

$$R_{set} = \frac{3,75}{2 \cdot I_{ac\,mín}}$$

Onde: $I_{ac\,mín} \Rightarrow$ mínima corrente no resistor R_{ac} (3.3.5)

Calculando tem-se:

$$I_{ac\,mín} = \frac{V_{pk\,mín}}{R_{ac}} = \frac{(311-10\%)}{680 \cdot 10^{-3}}$$

$$I_{ac\,mín} = 411,6 \mu A$$

$$R_{set} = \frac{3,75}{2 \cdot 411,6 \cdot 10^{-6}} = 4,55 \text{ k}\Omega$$

Adota-se $R_{set} = 5,6 \text{ k}\Omega$

Define-se então o valor do capacitor C_t para a freqüência desejada:

$$C_t = \frac{1,25}{R_{set} \cdot f_s}$$

$$C_t = \frac{1,25}{5600 \cdot 40 \cdot 10^3} = 5,58 \text{ nF}$$

Adota-se $C_t = 5,6 \text{ nF}$

3.3.7) Resistência da Corrente de Referência

A corrente de referência sai do CI3854 pelo pino 5 (Fig. 3.10) sendo sua lei de geração dada pela equação seguinte:

$$I_{cp} = \frac{K_m (V_{va} - 1) \cdot I_{ac}}{(V_{ff})^2}$$

Onde: $K_m \cong -1 \Rightarrow$ constante multiplicativa

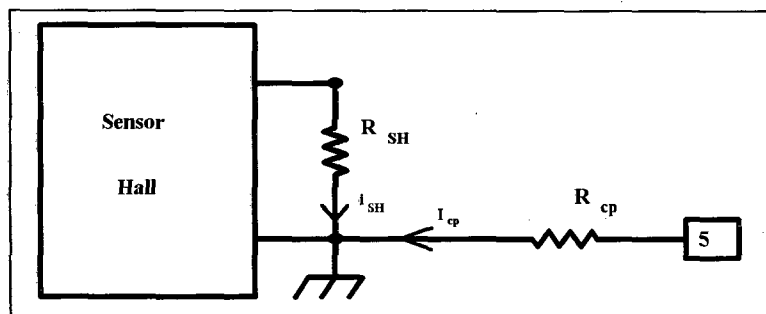


Fig. 3.10 - Resistência da corrente de referência

Para determinar a resistência de referência adota-se o valor da máxima tensão, sobre o mesmo, igual ao valor da máxima tensão no resistor do sensor de corrente.

$$V_{cp\text{máx}} = 1,2 \text{ V}$$

A máxima corrente de referência gerada é de $600 \mu\text{A}$ e não pode ser maior do que duas vezes a corrente do resistor R_{set} . Sendo assim, determina-se a resistência de referência admitindo a corrente de referência de valor igual à corrente no resistor R_{set} :

$$R_{\text{cp}} = \frac{V_{\text{cpmáx}}}{2 \cdot I_{\text{acmín}}}$$

$$R_{\text{cp}} = \frac{1,2}{2 \cdot 441 \cdot 10^{-6}} = 1,36 \text{ k}\Omega$$

Adota-se:

$$R_{\text{cp}} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

3.3.8) Realimentação da Corrente

Segundo as referências bibliográficas [7] e [8] deve ser utilizar a seguinte igualdade:

$$R_{\text{p}} = R_{\text{cp}}$$

Logo,

$$R_{\text{p}} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

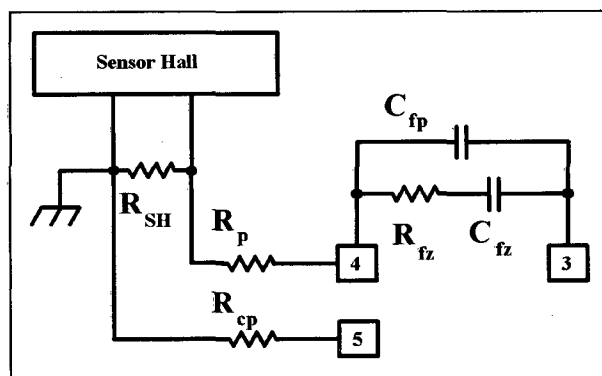


Fig. 3.11 - Circuito de realimentação da corrente

Procedendo de acordo com o roteiro (Cap. 2) do cálculo da compensação, segue:

A) Determinação do valor do capacitor C_{fp} para se obter o máximo ganho na frequência de chaveamento.

Reescrevendo a Eq. (2.21) para levar em consideração o sensor de efeito hall tem-se:

$$C_{fp} = \frac{I_{SH_{m\acute{a}x}} \cdot R_{SH}}{V_r \cdot f_s \cdot R_p}$$

Onde: $I_{SH_{m\acute{a}x}} \Rightarrow$ máximo valor médio instantâneo da corrente no secundário do sensor de efeito hall.

Calculando a máxima corrente média instantânea vem:

$$I_{SH_{m\acute{a}x}} = \frac{I_{pk_{m\acute{a}x}}}{a_{SH}} = \frac{1,76}{333}$$

$$I_{SH_{m\acute{a}x}} = 5,28 \text{ mA}$$

Sendo 5,5 V o valor típico da amplitude da tensão de comparação em forma de dente-de-serra determina-se o valor do capacitor C_{fp} .

$$C_{fp} = \frac{5,28 \cdot 10^{-3} \cdot 120}{5,5 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 2200} = 1,3 \text{ nF}$$

Adota-se:

$$C_{fp} = 1,2 \text{ nF}$$

B) O ganho na faixa plana deve ser de 20 dB.

Utilizando a Eq. (2.14) determina-se o valor do resistor R_Z para obter o ganho desejado:

$$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{R_Z}{R_p} \right) = 20$$

$$R_Z = 10 \cdot R_p$$

$$R_Z = 10 \cdot 2200 = 22000 \Omega$$

Adota-se:

$$R_Z = 20 \text{ k}\Omega$$

C) Fixa-se o pólo em torno de 1 kHz.

Adotando a frequência do pólo em 1 kHz determina-se o valor do capacitor C_{fz} utilizando a Eq. (2.12):

$$C_{fz} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_Z \cdot R_Z}$$

$$C_{fz} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} = 8 \text{ nF}$$

Adota-se:

$$C_{fz} = 8,2 \text{ nF}$$

3.3.9) Comando de Gate

A Fig. 3.12 apresenta o circuito de comando de gate isolado no qual será utilizado um foto-acoplador da marca HP modelo 2601. Os pulsos para acionamento do interruptor são gerados no pino 16 com amplitude de 15 V.

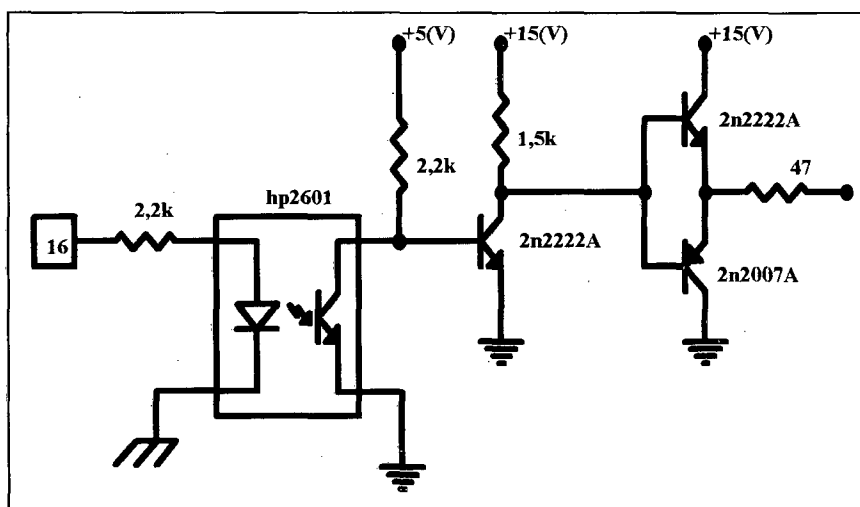


Fig 3.12 - Circuito do comando de gate isolado

Na página seguinte a Fig. 3.13 apresenta todo o circuito de controle com os respectivos valores calculados.

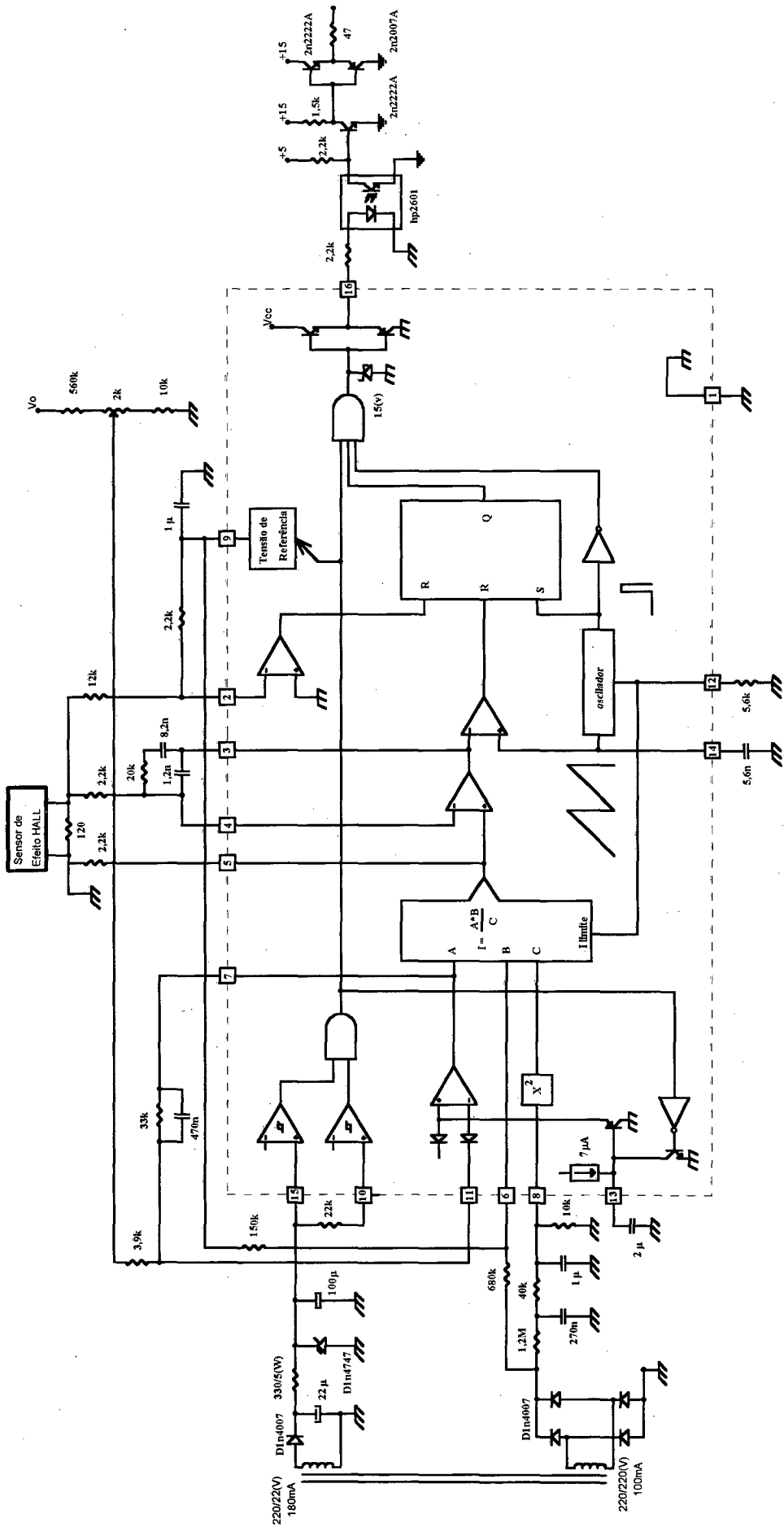


Fig 3.13 - Circuito de controle com o CI3854 com os parâmetros calculados

3.4) SIMULAÇÃO

Atualmente as topologias e os métodos de controle aplicados à correção do fator de potência apresentam um grau de complexidade que dificulta a análise através da simulação do ponto de vista da manipulação dos arquivos gerados devido a quantidade de memória que ocupam. Sendo indispensável a simulação do funcionamento do conversor para verificação qualitativa e quantitativa, optou-se pela simulação do circuito simplificado utilizado na análise teórica (Fig. 3.12).

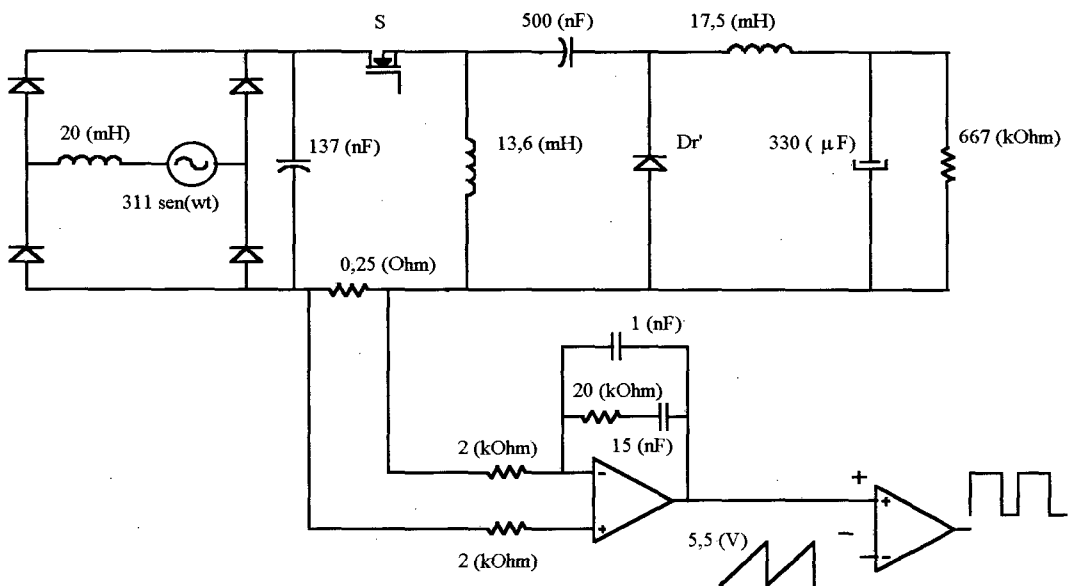


Fig. 3.12 - Circuito simulado

Sabendo que a corrente de referência máxima fornecida pelo CI3854 é de 600 μA e que a tensão máxima típica no resistor shunt é 1 V adotou-se os seguintes parâmetros para dimensionamento da compensação nas condições nominais de operação:

$$i_{cp} = 200 \cdot \text{sen}(\omega t) \mu\text{A}$$

$$v_{cp} = 0,4 \Omega$$

$$R_{cp} = \frac{v_{cp}}{i_{cp\text{pk}}} = \frac{0,4}{200 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_{cp} = 2000 \Omega$$

De acordo com a Eq. (2.17) tem-se:

$$V_{rs} = V_{cp}$$

$$R_s \cdot I_{pk\text{nom}} = 0,4$$

$$R_s = \frac{0,4}{I_{pk\text{nom}}} = \frac{0,4}{1,6}$$

$$R_s = 0,25 \Omega$$

Segundo a referência [3] define-se:

$$R_p = R_{cp} = 2000 \Omega$$

Desta forma determina-se a compensação segundo o roteiro proposto no capítulo 2:

A) Máximo ganho na frequência de chaveamento.

Sendo 5,5 V o valor de pico da tensão dente-de-serra, o máximo ganho na frequência de chaveamento é obtido determinando o valor do capacitor C_{fp} através da Eq. (2.21):

$$C_{fp} = \frac{I_{pk\text{máx}} \cdot R_s}{V_r \cdot f_s \cdot R_p} = \frac{1,79 \cdot 0,25}{5,5 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3}$$

$$C_{fp} = 1 \text{ nF}$$

B) O ganho na faixa plana da resposta em frequência deve estar em torno de 20 dB.

Define-se o ganho na faixa plana determinando o valor do resistor R_z através da Eq.

(2.14):

$$G_{PL} = 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{R_Z}{R_P} \right) = 20 \text{ dB}$$

$$R_Z = 20 \text{ k}\Omega$$

C) A frequência do zero deve estar em torno de 1 kHz para reproduzir com boa fidelidade a corrente senoidal retificada [3].

Define-se a frequência do zero determinando o valor do capacitor C_{fz} através da Eq.

(2.12). Fixando a frequência do zero em 1 kHz tem-se:

$$C_{fz} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R_Z} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot 20 \cdot 10^3}$$

$$C_{fz} = 8 \text{ nF}$$

A Fig. 3.12 apresenta os valores da compensação ajustados com o quais obteve-se o melhor resultado de distorção harmônica.

Os resultados de simulação do conversor ZETA (Fig. 3.12) mostram a existência de uma oscilação na malha interna composta pelos indutores e capacitores. Para verificar se a oscilação existente é devido à falta de amortecimento no circuito simulado adicionou-se um resistor de 1 Ω em série com o indutor L_m' e simulou-se com um tempo final de simulação de 200 ms, compreendendo dez períodos da rede.

As Figs. (3.13) (3.14) (3.15) e (3.16) mostram que a oscilação no circuito permanece constante e portanto é intrínseca ao funcionamento do conversor. Calculando a frequência da oscilação observou-se que é definida pela seguintes equações:

$$f_{osc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_e \cdot C_e}}$$

$$L_e = L_m' + L_0'$$

$$C_e = \frac{C_a' \cdot C_0'}{C_a' + C_0'}$$

Onde: $f_{osc} \Rightarrow$ frequência de oscilação

$L_e \Rightarrow$ indutância equivalente

$C_e \Rightarrow$ capacitor equivalente

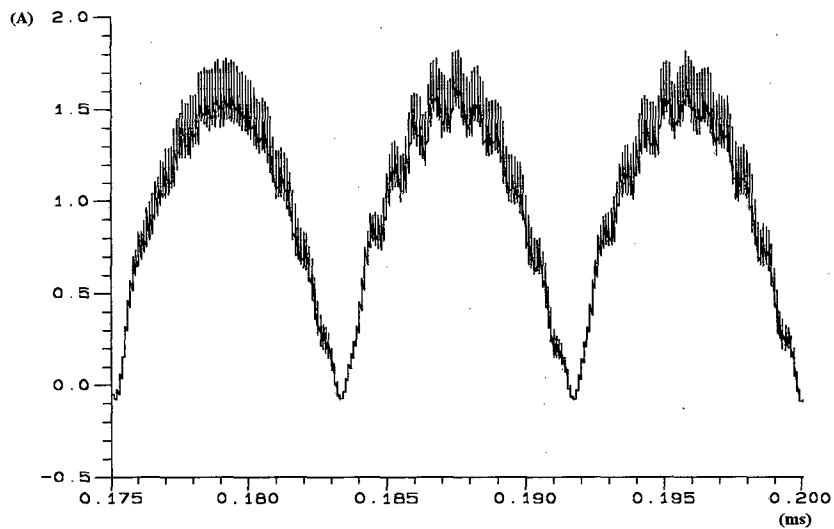


Fig. 3.13 - Corrente no indutor L_m

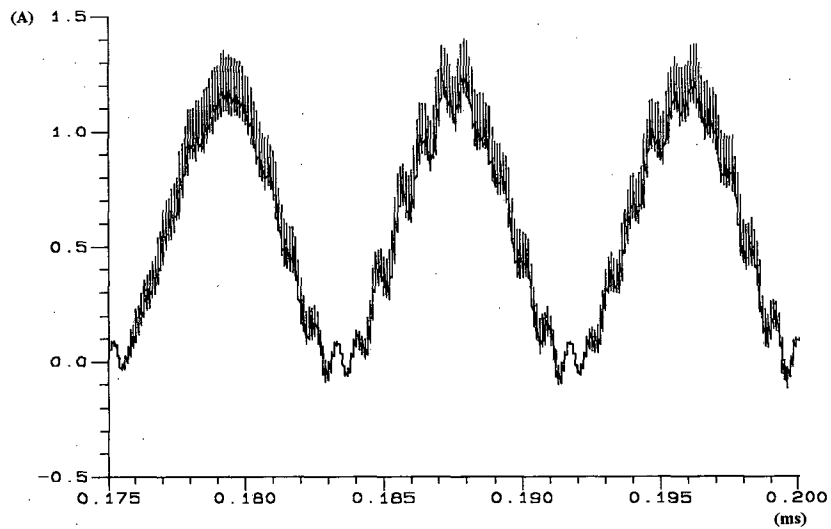


Fig. 3.14 - Corrente no indutor L_0

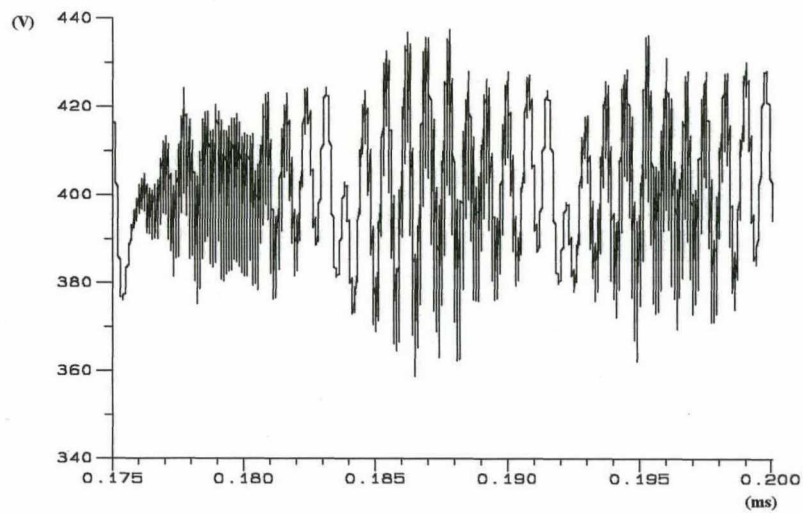


Fig. 3.15 - Tensão no capacitor C_a

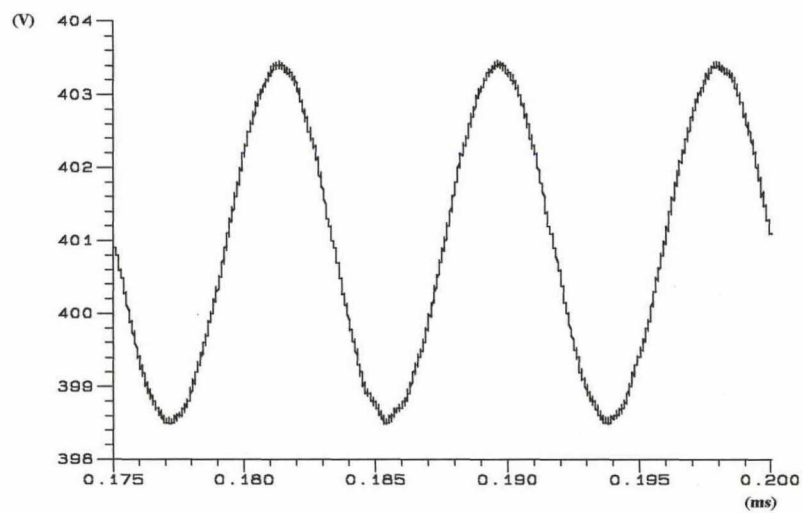


Fig. - 3.16 - Tensão no capacitor C_0

O estudo via simulação mostrou que para diminuir a amplitude da oscilação a sua frequência deve ser bem maior ou bem menor do que a frequência da rede. Logo faz-se necessário incorporar à metodologia de projeto os seguintes critérios:

⇒ frequência de oscilação bem maior do que a frequência da rede ($f_{osc} \geq 20 \cdot f_R$)

⇒ frequência de oscilação bem menor do que a frequência da rede ($f_{osc} \leq 20 \cdot f_R$)

A mudança na frequência de oscilação corresponde a um aumento, ou a uma diminuição, nos valores dos capacitores ou/e indutores alterando os valores de ondulação de corrente e de tensão pré estabelecidos. Logo, fica difícil definir qual parâmetro deve-se mudar para melhoria do projeto pois depende das especificações técnicas e do custo. A frequência de oscilação deste projeto é de 1,28 kHz sendo considerada aceitável para implementação do protótipo.

As Figs. (3.17), (3.18), (3.19) e (3.20) mostram que a oscilação afeta somente as tensões nos semicondutores sendo, portanto, um fator restritivo na escolha desses componentes. Por outro lado a corrente nos semicondutores, e portanto a corrente de entrada, não são afetadas possibilitando a aplicação na correção do fator de potência.

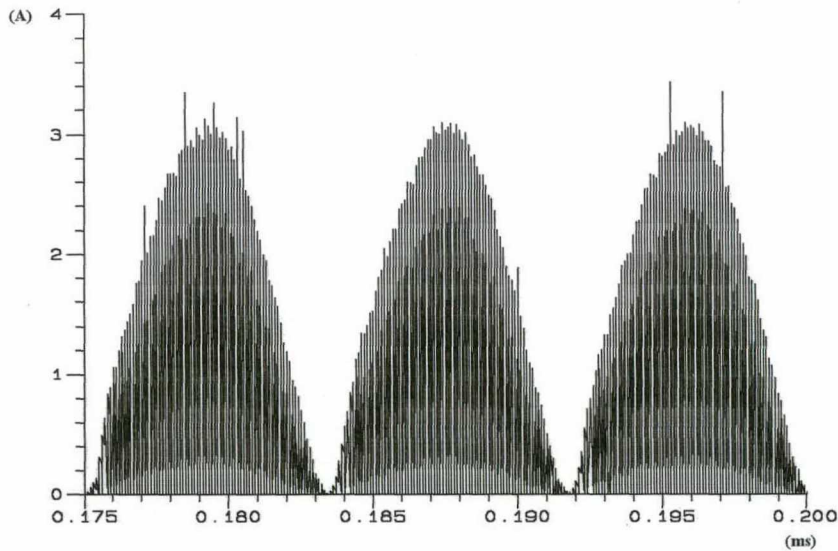


Fig. 3.17 - Corrente no interruptor S

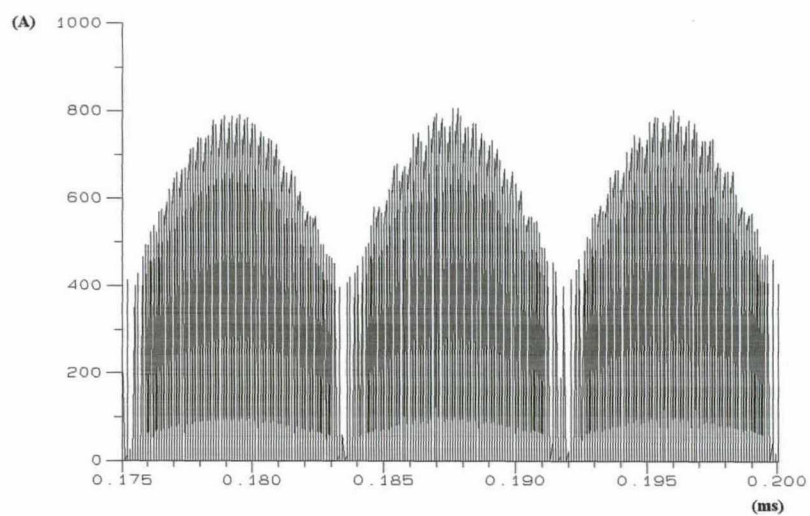


Fig. 3.18 - Tensão no interruptor S

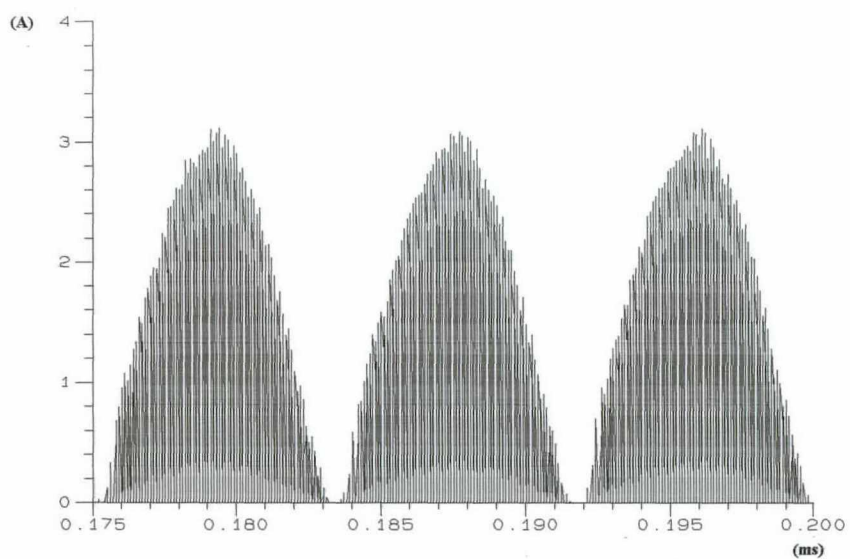


Fig. 3.19 - Corrente no diodo D_r

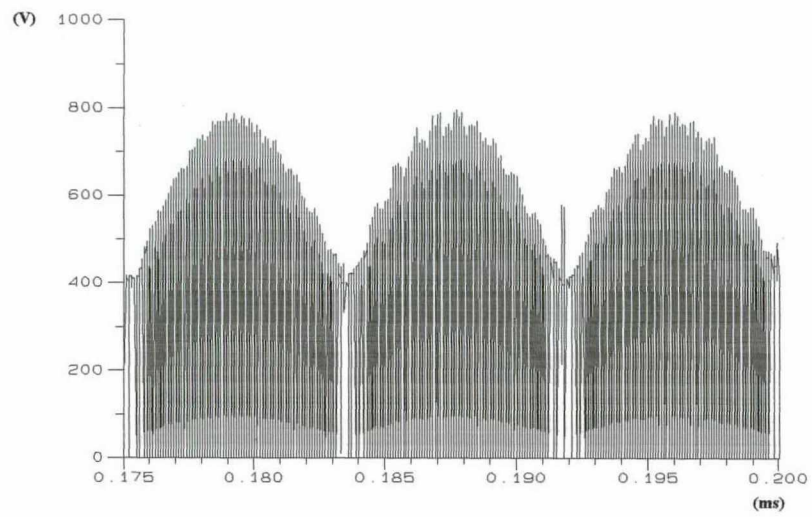
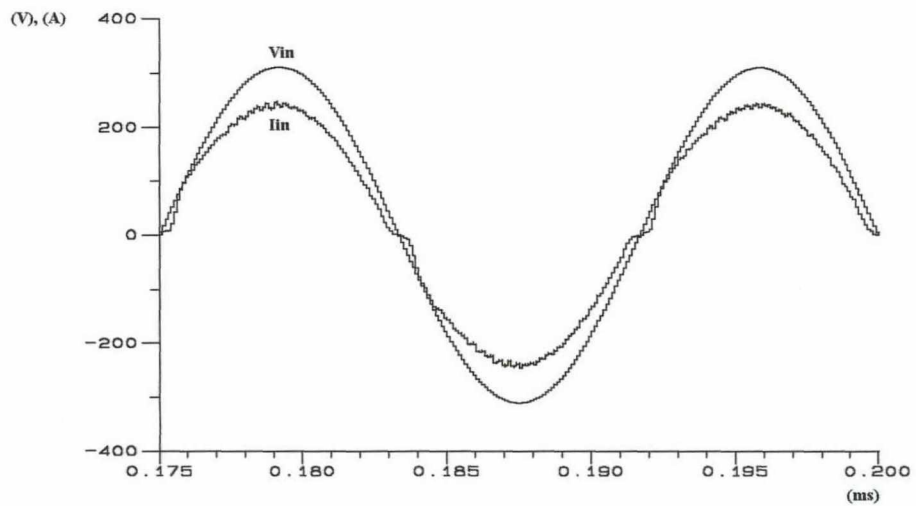


Fig. 3.20 - Tensão no diodo D_r

A Fig. 3.21 apresenta a tensão e corrente de entrada e a Fig. 3.22 apresenta a análise harmônica e a taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada.



*Fig. 3.21 - Tensão e corrente (*200) da rede*

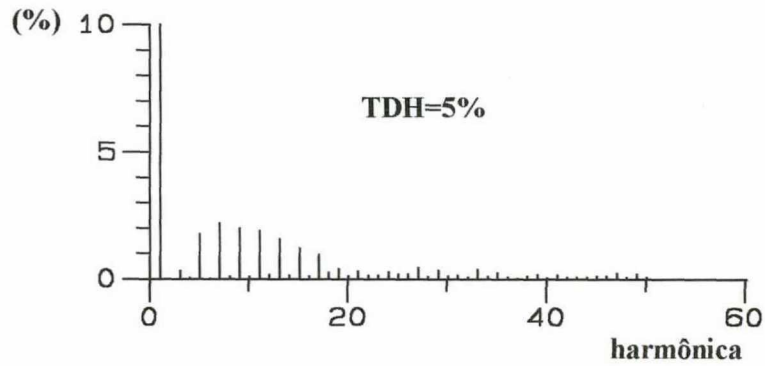


Fig. 3.22 - Análise harmônica da corrente da rede

Não foi possível apresentar as curvas geradas pelo programa PSPICE, o qual foi utilizado na simulação, devido a limitação de memória dos computadores utilizados. Então gerou-se um arquivo de pontos através deste mesmo programa, de forma que os dados pudessem ser tratados no programa DSN para apresentação dos resultados. As pequenas imperfeições apresentadas pela tensão e corrente de entrada são ocasionadas pelo tratamento do programa DSN apesar de tratar o número máximo de pontos possível.

O fator de deslocamento entre a tensão da rede e a corrente fundamental é de $2,16^\circ$ e a taxa de distorção é de 5%, sendo assim determina-se o fator de potência do conversor:

$$FP = \frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{1+(TDH)^2}} = \frac{\cos(2,16^\circ)}{\sqrt{1+(0,05)^2}}$$

$$FP = 0,998$$

A tabela 3.1 apresenta a situação das harmônicas da corrente de entrada em relação à norma IEC 555-2, através da qual conclui-se que todas as harmônicas atendem a norma.

Harmônica	Frequência (Hz)	Amplitude (mA)	Limite (mA)	Resultado
2	120	0,15	250	bom
3	180	5,08	900	bom
4	240	0,83	125	bom
5	300	28,49	500	bom
7	420	35,41	375	bom
9	630	32,03	250	bom
11	660	30,85	150	bom
13	780	25,15	126,9	bom
15	900	19,48	110	bom
17	1020	15,30	97	bom
19	1140	6,39	86,8	bom
21	1260	4,82	78,6	bom
23	1380	2,55	71,74	bom
25	1500	3,24	66	bom
27	1620	7,19	61,1	bom
29	1740	5,81	58,9	bom
31	1860	2,53	53,22	bom
33	1980	6,04	50	bom
35	2100	3,88	47,14	bom
37	2220	0,35	44,59	bom
39	2340	2,64	42,3	bom

Tabela 3.1 - Comparação das amplitudes das harmônicas com a norma IEC 555-2

Através da tabela 3.2 verifica-se que no caso das correntes, os valores calculados estão bem próximos dos valores obtidos via simulação pois estas são pouco afetadas pela oscilação. Deve ser observado que alguns valores obtidos via simulação serão tão distantes dos valores calculados quanto for a interferência da oscilação, como por exemplo a tensão de pico nos semicondutores.

Componente	Parâmetro	Cálculo	Simulação
Interruptor "S"	i_{sef}	1,4 (A)	1,46 (A)
	i_{spk}	3,14 (A)	3,1 (A)
	v_{spk}	711 (V)	824 (A)
Diodo "D _r "	i_{Dref}	1,2 (A)	1,16 (A)
	i_{Drpk}	3,14 (A)	3,15 (A)
	i_{Dmd}	625 (mA)	598 (mA)
	v_{Drpk}	711 (V)	823 (V)
Indutor "L _m "	i_{Lmef}	1,13 (A)	1,14 (A)
	i_{Lmpk}	1,76 (A)	1,9 (A)
Indutor L ₀	i_{Loef}	766 (mA)	738 (mA)
	i_{Lopk}	1,375 (A)	1,48 (A)
	i_{Lomd}	625 (mA)	598 (mA)
Capacitor C _a	i_{Caef}	924 (mA)	905 (mA)
	ΔV_{Ca}	35 (V)	106 (V)
Capacitor C ₀	i_{Coef}	442 (mA)	432 (mA)
	ΔV_{Co}	5 (V)	4,8 (V)

Tabela 3.2 - Comparação entre os valores calculados e os simulados

3.5) CONCLUSÃO

Neste capítulo desenvolveu-se uma metodologia de projeto tendo como exemplo o projeto de um protótipo. Apresentou-se, também, a simulação do circuito de potência e de controle simplificados para verificação do estudo teórico.

Os resultados obtidos na simulação comprovaram (tabelas 3.1 e 3.2) o estudo teórico a menos da existência de uma oscilação natural na malha do circuito de potência, formada pelos indutores e pelos capacitores.

A oscilação presente no circuito mostrou ser um fator restritivo na aplicação deste conversor devido às amplitudes apresentadas devendo ser considerada como mais um item na metodologia de projeto. A determinação matemática das amplitudes das oscilações de tensão e de corrente é complexa exigindo o estudo via simulação. As amplitudes das oscilações de corrente e tensões neste projeto foram aceitas como satisfatórias.

A distorção da corrente (Fig. 3.21) para baixos valores da tensão de entrada deveu-se à limitação do ganho do amplificador de corrente na frequência de chaveamento onde opera como integrador.

Apesar de outros conversores, como por exemplo o Boost, apresentarem melhores resultados o fator de potência e a taxa de distorção atenderam perfeitamente as normas.

CAPÍTULO 4:

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1) INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do protótipo implementado, bem como os ajustes realizados na implementação. As formas de onda foram obtidas à partir do osciloscópio digital TDS da Tektronics juntamente com o software Labwindows para realização da análise harmônica.

4.2) IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS

No circuito de potência o único ajuste necessário foi nos valores dos resistores e capacitores dos circuitos grampeadores (Fig. 3.2). O diodo utilizado no grampeador do diodo de roda livre (D_r) possui as mesmas características do grampeador do interruptor. Abaixo segue a relação dos valores dos resistores e capacitores dos grampeadores utilizados no protótipo implementado.

Grampeador do interruptor:

$R_{g1} \Rightarrow$ Dois resistores em paralelo de $27 \text{ k}\Omega / 10 \text{ W}$

$C_{g1} \Rightarrow$ Dois capacitores em série de $22 \text{ }\mu\text{F} / 350 \text{ V}$

Grampeador do diodo:

$R_{g2} \Rightarrow$ Dois resistores em paralelo de $470 \text{ k}\Omega / 5 \text{ W}$

$C_{g2} \Rightarrow$ Três capacitores em série de $10 \text{ }\mu\text{F} / 350 \text{ V}$

O circuito de controle foi montado em placa separada do circuito de potência apresentando problemas de ruído. A conclusão sobre a origem do ruído está baseada na existência da capacitância parasita do transformador auxiliar que fornece um caminho alternativo para sua circulação.

Como principal solução foi proposta a utilização de um transformador com isolação blindada entre os enrolamentos. Esta blindagem deve ser realizada com um material condutor aterrando-o e deve envolver todo o enrolamento com o cuidado para não fechar formando um anel. A finalidade deste procedimento é modificar a capacitância parasita do transformador de modo que o ruído que circule por ela e pela referência não causando distorções nos sinais de controle.

A solução apresentada acima não foi possível ser realizada não ficando confirmada a hipótese da origem do ruído. Como era afetada a amostra da forma de onda da tensão de entrada, adotou-se como alternativa o aumento da carga do retificador em ponte (Fig. 3.13) o qual fornece a amostra. Como carga, foi utilizado um resistor de $50 \text{ k}\Omega / 5 \text{ W}$.

O objetivo deste procedimento foi aumentar a relação sinal/ruído diminuindo assim a interferência na amostra da forma de onda da tensão de entrada que é responsável pela geração da corrente de referência. Este procedimento minimizou o problema de modo a permitir o bom funcionamento do controle.

Quanto aos parâmetros do CI3854 a única mudança ocorreu na realimentação da tensão de saída. A baixa impedância equivalente do circuito de realimentação da tensão de saída (3.3.4) em paralelo com um dos resistores do divisor resistivo modificou a relação do

divisor. Para eliminar este problema aumentou-se a impedância do circuito da realimentação da seguinte forma:

Adotando $R_{fi} = R_{vi} = 560\text{ k}\Omega$ recalculou-se os valores dos parâmetros da realimentação utilizando as mesmas equações anteriores chegando à:

$$R_{vf} = 3,3\text{ M}\Omega$$

$$C_{vf} = 6,8\text{ }\mu\text{F}$$

À seguir apresenta-se as principais formas de onda, o fator de potência e a taxa de distorção harmônica obtidos para potência nominal:

Tensão de entrada: TDH = 2,95%

Corrente de entrada: TDH = 4,6%

Ângulo de deslocamento: $\phi = 1,2^\circ$

Fator de potência: FP = 0,999

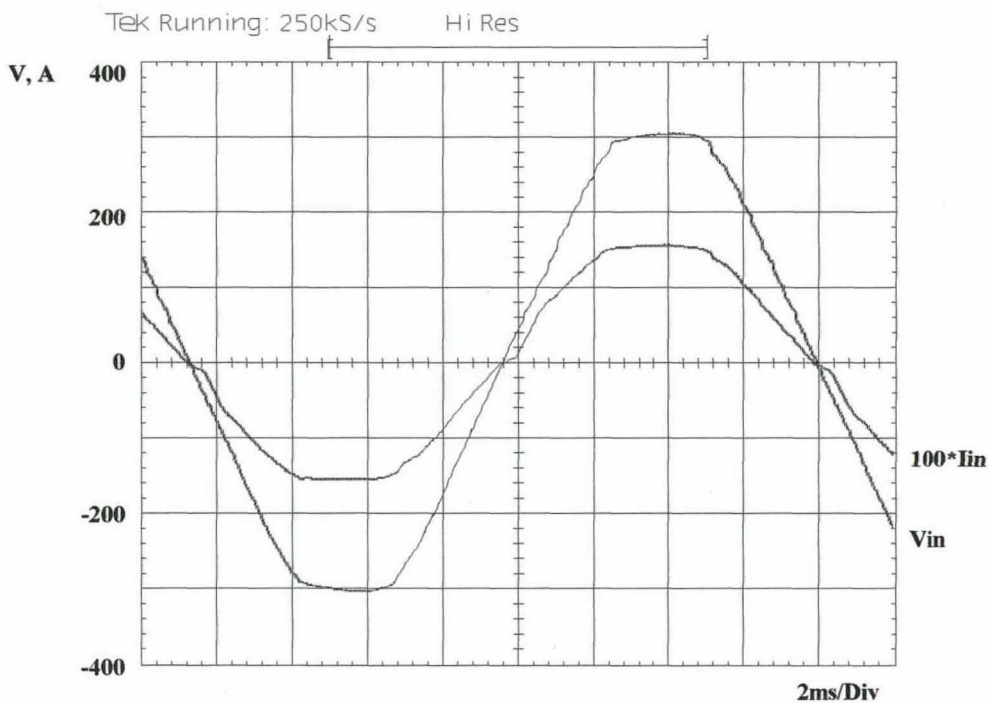


Fig. 4.2 - Tensão e Corrente da rede

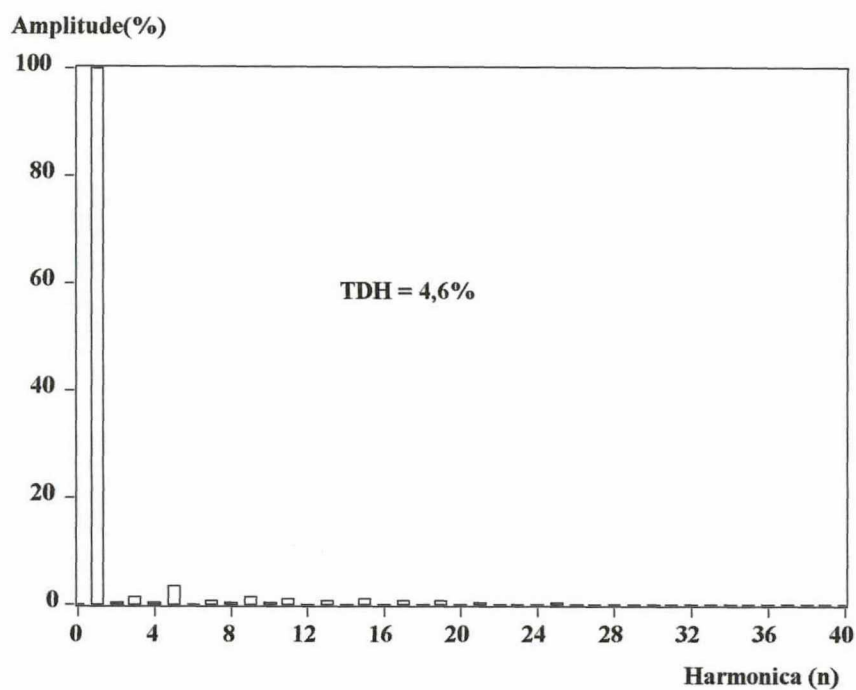


Fig. 4.3 - Análise harmônica da corrente da rede

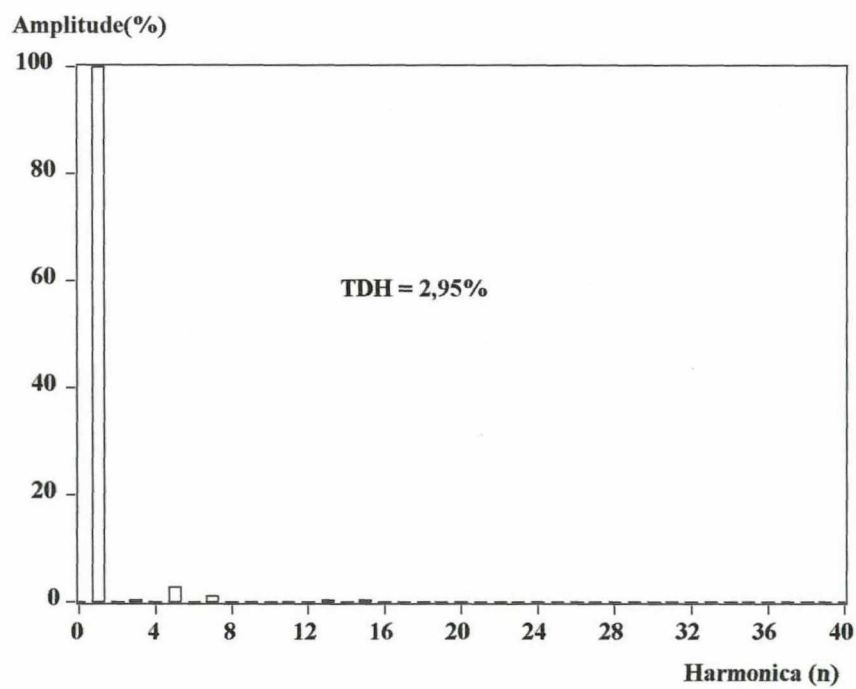


Fig. 4.4 - Análise harmônica da tensão da rede

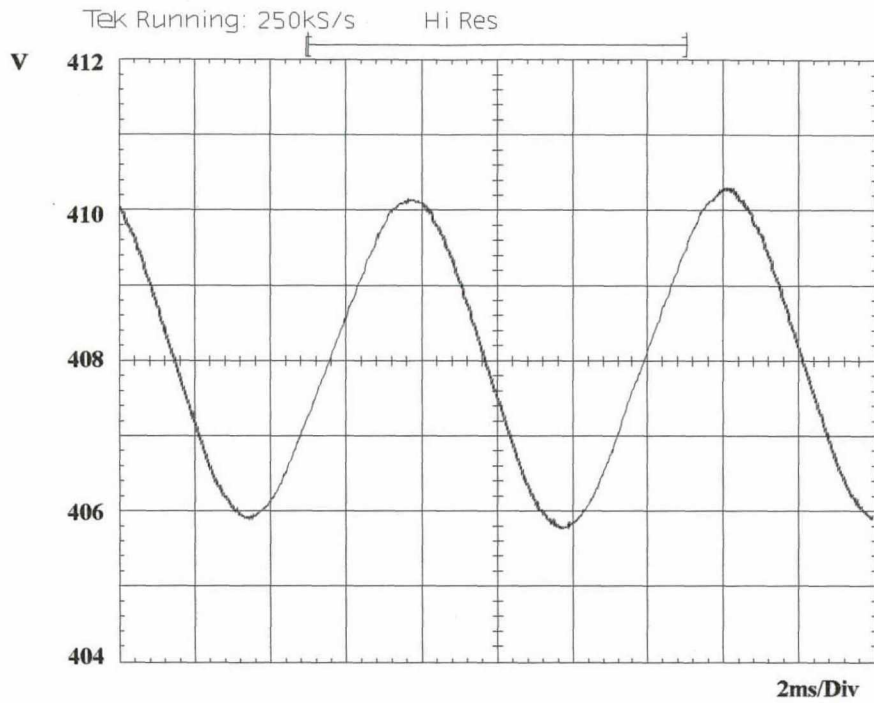


Fig. 4.5 - Tensão no capacitor C_0

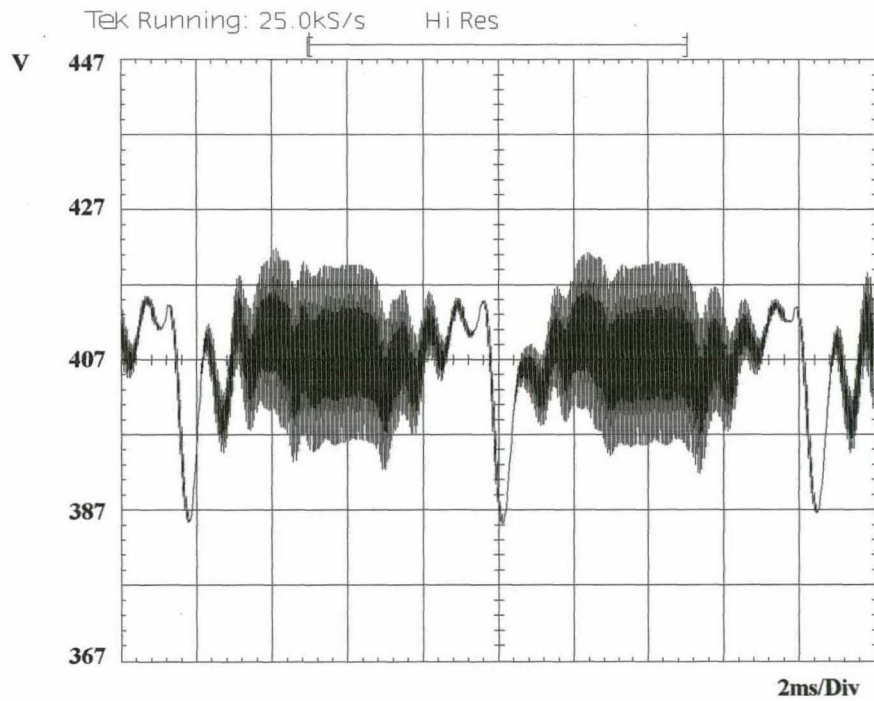


Fig. 4.6 - Tensão no capacitor C_a

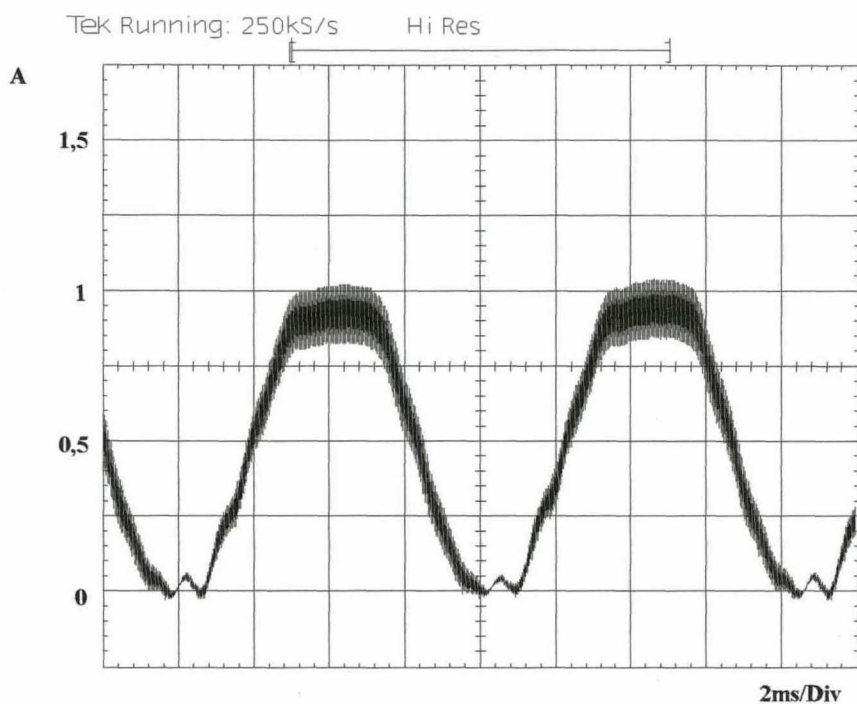


Fig. 4.7 - Corrente no indutor L_0 .

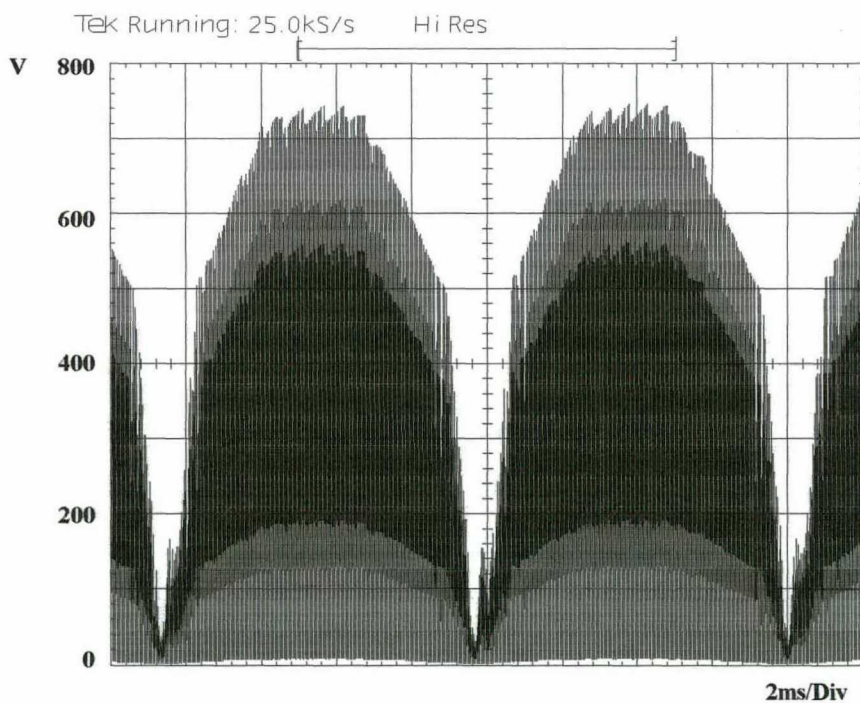


Fig. 4.8 - Tensão no interruptor S

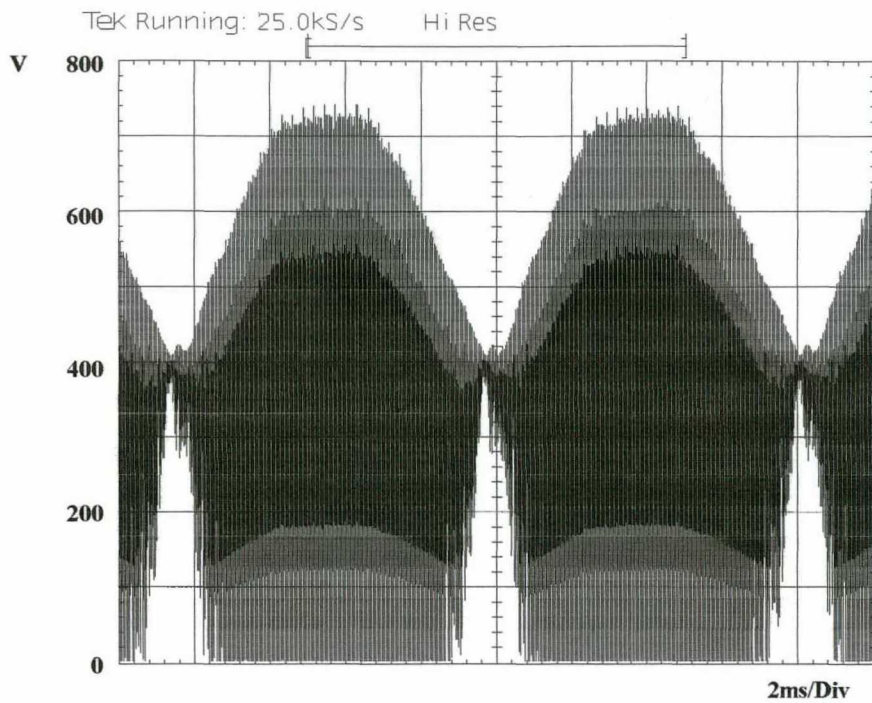


Fig. 4.9 - Tensão no diodo D_r



Fig. 4.10 - Tensão e Corrente no Interruptor S

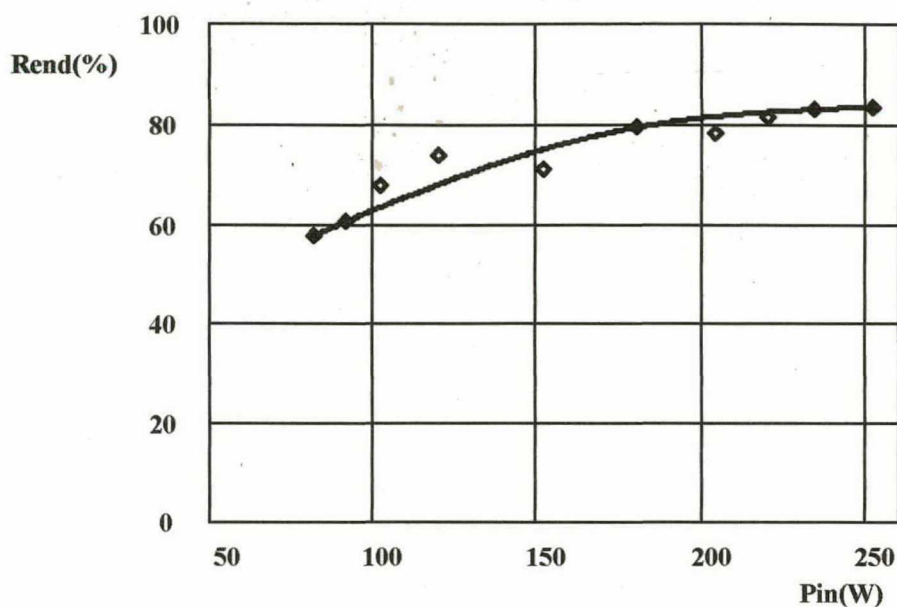


Fig. 4.11 - Rendimento

4.3) CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se os resultados experimentais do protótipo projetado. Os resultados obtidos confirmaram a análise teórica incluindo a existência da oscilação natural, apesar de mais amortecida, observada nas simulações. Deve-se ressaltar então que é de suma importância a consideração da frequência da oscilação natural como um critério de projeto.

O fator de potência e a taxa de distorção obtidas para potência nominal atendem plenamente as normas. A taxa de distorção da corrente de entrada apresenta 1,6% de distorção a mais do que a tensão da entrada. Apesar do resultado apresentado, obteve-se menores taxas de distorção aumentando o ganho da tensão na frequência de chaveamento.

O aumento do ganho acima do limite estabelecido no cap. 2 sem provocar instabilidade na comparação, só foi possível pela presença do circuito lógico interno ao CI3854.

A potência dissipada nos grameadores foi maior do que a calculada mas ainda assim o conversor apresentou um bom rendimento tendo em vista que a comutação é dissipativa. A indutância de dispersão do transformador é o principal fator de detrimento do rendimento desta estrutura.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou o estudo teórico e a implementação experimental do conversor Zeta operando em condução contínua aplicado à correção do fator de potência utilizando o método de controle de corrente por valores médios instantâneos.

Apesar de não ser um dos melhores resultados obtidos por um conversor na correção do fator de potência, os resultados obtidos atenderam perfeitamente às normas mostrando que este conversor pode ser utilizado na correção do fator de potência. A análise teórica foi comprovada pelos resultados de simulação e pelos resultados experimentais.

Portanto concluí-se que o objetivo deste trabalho foi alcançado.

Pode-se melhorar os resultados determinando a função de transferência do conversor para uma perfeita compensação e conseqüentemente obter a melhor resposta do controle possível.

A implementação do método de controle de corrente por valores médios instantâneos com o circuito integrado dedicado 3854 mostrou-se simples e fácil de implementar dispensando o uso de qualquer outro componente no controle da estrutura. Na presença de ruído o circuito de controle utilizado apresentou boa imunidade.

O principal fator degenerativo do rendimento é a potência dissipada nos grampeadores. Logo, faz-se necessária, principalmente em altas potências, a utilização de uma técnica de construção de transformadores que reduza o valor da indutância de dispersão para melhorar o rendimento.

Propõem-se, então, trabalhos futuros com este conversor com múltiplas saídas utilizando uma técnica de comutação não dissipativa.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - ABREU, G. N. - **“Estudo e Aplicação do Conversor ZETA-GEPAE Isolado com Múltiplas Saídas e Modulação PWM para Fontes Chaveadas”**, Dissertação de Mestrado, INEP/EEL, UFSC, 1992.
- [2] - PÉRES, A. - **“Fonte Chaveada com Alto Fator de potência Utilizando o Conversor ZETA em Condução Descontínua”**, Dissertação de Mestrado, INEP/EEL, UFSC, 1993.
- [3] - GAIDZINSKI, P. R. - **“Unidade Retificadora de Alta Performance, 1500W-25A, para Telecomunicações”**, Dissertação de Mestrado, INEP/EEL, UFSC, 1993.
- [4] - CANESIN, C. A. - **“Fonte Chaveada com Múltiplas Saídas Isoladas e Fator de Potência Unitário com um Único Interruptor”**, Dissertação de Mestrado, INEP/EEL, UFSC, 1990.
- [5] - BARBI, I. ; SOUZA, A. F. de - **“Correção de Fator de Potência de Fontes de Alimentação”**, Publicação Interna/INEP, UFSC, 1993.
- [6] - DIXON, L. - **“Average Current Mode Control of Switching Power Supplies”**, Application Note, Unitrode.
- [7] - TODD, P. C. - **“UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design”**, Application Note, Unitrode.
- [8] - SILVA, C. de S. - **“Power Factor Correction With The UC3854”**, Application Note, Unitrode.
- [9] - BARBI, I. - **“Projetos de Fontes Chaveadas”**, Publicação Interna/INEP, UFSC, 1990.
- [10] - SEIXAS, C. M. de - **“Análise e Projeto de Correção de Fator de Potência Utilizando o Conversor Boost Multifase Operando em Condução Descontínua e à Frequência Constante”**, Dissertação de Mestrado, INEP/EEL, UFSC, 1993.

- [11] - HSIU L., KERWIN W., WITULSKI A. F., CARLSTEN R. and GHOTBI R. - "A Coupled-Inductor, Zero-Voltage-Switched Dual-Sepic Converter with Low Output Ripple and Noise", INTELEC - International Telecommunications Energy Conference, pp. 186-193, 1992.
- [12] - SPIARZZI G., ROSSETTO L. - "High Quality Rectifier Based on Coupled-Inductor Sepic Topology", - Power Electronics Specialists Conference, pp. 336-341, 1994.
- [13] - PRASAD A. R., ZIOGAS P. D. and MANIAS S. - "A New Active Power Factor Correction Method For Single-Phase Buck-Boost AC-DC Converter", , APEC - Applied Power Electronics Conference, pp. 814-820, 1992.
- [14] - TANG W., JIANG Y., HYA G. C., LEE F. C. & COHEN I. - "Power Factor Correction with Flyback Converter Employing Charge Control", APEC - Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 293-298, 1993.
- [15] - ZHOU C. and JOVANOVIC M. M. - "Design Trade-Offs in Continuous Current-Mode Controlled Boost Power-Factor-Correction Circuits", HFPC - High Frequency Power Conversion, pp. 209-220, 1992.
- [16] - HSIU L., KERWIN W., WITULSKI F. A. - "Small Signal models of a Zero-Voltage-Switched Sepic Dual Converter with A Coupled Inductor", PESC - Power Electronics Specialists Conference, pp. 814-820, 1994.
- [17] - THORNTON - "Catálogo de Ferrites".
- [18] - ICOTRON - "Catálogo de Capacitores".
- [18] - HEWLETT PACKARD - "High CMR, High Speed Optically Coupled Gate" , Technical Data, 1978.
- [19] - MOTOROLA - "Rectifiers and Zener Diodes Data" , Arizona, EUA, 1987.
- [20] - ADVANCED POWER TECHNOLOGY - "Power Mosfet Product Line Catalog" , EUA, 1989.