

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



CONTROLE POR HISTERESE COM FREQUÊNCIA QUASE
CONSTANTE DE UM PRÉ-REGULADOR BOOST

MARCOS TADEU GALELLI

ABRIL
2005

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE POR HISTERESE COM FREQUÊNCIA QUASE
CONSTANTE DE UM PRÉ-REGULADOR BOOST

Dissertação apresentada por Marcos Tadeu Galelli
à Universidade Federal de Uberlândia para obtenção do título
de Mestre em Ciências aprovada em 01/04/2005 pela
banca examinadora:

Prof. Valdeir José Farias, Dr. Eng. (Orientador – UFU)

Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr. Eng. (UFU)

Prof. João Batista Vieira Jr., Dr. Eng. (UFU)

Prof. João Carlos de Oliveira, Dr. Eng. (UFU)

Prof. Luiz Carlos de Freitas, Dr. Eng. (UFU)

Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng. (UFJF)

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pelo Sistema de Bibliotecas da UFU / Setor de Catalogação e Classificação

G152c Galelli, Marcos Tadeu.

Controle por histerese com frequência quase constante de um pré-regulador Boost / Marcos Tadeu Galelli. – Uberlândia, 2005.

100f. : il.

Orientador: Valdeir José Farias.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui bibliografia.

1. Conversores de energia elétrica – Teses. 2. Fator de potência – Teses. 3. Distorção harmônica – Teses. 4. Histerese – Teses. I. Farias, Valdeir José. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.314(043.3)

CONTROLE POR HISTERESE COM FREQUÊNCIA QUASE CONSTANTE DE UM PRÉ-REGULADOR BOOST

MARCOS TADEU GALELLI

Dissertação apresentada por Marcos Tadeu Galelli à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Prof. Valdeir José Farias, Dr. Eng.
Orientador Acadêmico

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD Eng.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação

Aos meus pais, Wilson e Maria de Fátima.

Por todos os exemplos, fé, dedicação e amor.

Obrigado por me mostrar os caminhos da vida.

“A mente de um homem estendida para observar uma nova idéia jamais volta às suas dimensões originais” – Oliver Wendell Holmes.

“Um homem precisa viajar. Por sua conta, não por meio de histórias, imagens, livros ou TV. Precisa viajar por si, com seus olhos e pés, para entender o que é seu. Para um dia plantar as suas próprias árvores e dar-lhes valor. Conhecer o frio para desfrutar o calor. E o oposto. Sentir a distância e o desabrigo para estar bem sob o próprio teto. Um homem precisa viajar para lugares que não conhece para quebrar essa arrogância que nos faz ver o mundo como o imaginamos, e não simplesmente como é ou pode ser. Que nos faz professores e doutores do que não vimos, quando deveríamos ser alunos, e simplesmente ir ver.”

Trecho extraído do Romance *Mar sem fim*, de Almir Klink.

AGRADECIMENTOS

Ao Senhor Deus, por permitir a este Seu filho acumular os conhecimentos, força e vontade necessários para concretizar este trabalho.

A meus pais, Wilson e Maria de Fátima, meus tios Léa e João e a meus familiares pelo total apoio, amor e compreensão em todas as horas.

À minha namorada, Nábia, pela paciência, carinho, e incentivo, sem os quais eu não conseguiria alcançar meus objetivos.

Meus agradecimentos fraternais aos grandes amigos e parceiros, Carlos Alberto Gallo e Fernando Lessa Tofoli, que tornaram os momentos convividos inesquecíveis. Sempre empenhados no auxílio mútuo. Nossa amizade se estendeu muito além das dependências do laboratório.

Aos demais colegas do Núcleo de Eletrônica de Potência, Alexandre Borges Cristóvão, Frederico Augusto Coelho, Kleber Lopes Fontoura e Vladimir Vasconcelos Ribeiro Scarpa, pelo auxílio e suporte em diversas circunstâncias.

Ao Prof. Valdeir José Farias, pela orientação acadêmica, que permitiu o acúmulo de valiosos conhecimentos em eletrônica de potência.

À Universidade Federal de Uberlândia e à agência CAPES, pelo suporte financeiro a este trabalho.

A *Texas Instruments, Inc.* e *ON Semiconductor*, pelo envio de amostras grátis de componentes eletrônicos.

Aos “ilustres desconhecidos”, que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

Galelli, M. T. Controle por Histerese com Frequência Quase Constante de Um Pré-Regulador Boost – Uberlândia, FEELT-UFU, 2005, 84p.

Correção de fator de potência e taxas de distorção harmônica reduzidas são aspectos desejáveis em conversores CA/CC, uma vez que a utilização de conversores estáticos em larga escala afeta a qualidade da energia elétrica. Assim, este trabalho propõe o estudo de uma estratégia de controle por histerese com frequência de chaveamento aproximadamente constante, aplicada a conversores CA/CC monofásicos. Desta forma, procuram-se reunir as vantagens do controle por histerese com as características desejáveis da modulação por largura de pulso. De forma a validar o procedimento teórico desenvolvido, serão apresentados resultados analíticos e experimentais acerca dos conversores em ponte completa e Boost monofásicos.

CONTROLE POR HISTERESE, CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA, DISTORÇÃO HARMÔNICA.

Galelli, M. T. The Hysteresis Control Technique with Quasi Constant Switching Frequency Applied to The Boost Converter, Uberlandia, 2005, 84pp.

Power factor correction and reduced harmonic distortion are desirable features in AC/DC converters because the great amount of static converters connected to power systems affects power quality. Within this context, this work proposes the hysteresis control technique with almost constant switching frequency applied to single-phase AC/DC converters, which intends to combine the advantages of the conventional strategy and PWM control. In order to validate the theoretical assumptions, analytical and experimental results will be presented regarding the single-phase full-bridge converter and single-phase Boost converter.

HARMONIC DISTORTION, HYSTERESIS CONTROL TECHNIQUE, POWER FACTOR CORRECTION.

SUMÁRIO

<u>LISTA DE FIGURAS</u>	<u>IX</u>
<u>LISTA DE TABELAS</u>	<u>XI</u>
<u>LISTA DE TABELAS</u>	<u>XI</u>
<u>LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS</u>	<u>XII</u>
<u>CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO GERAL</u>	<u>1</u>
1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	1
1.2 - JUSTIFICATIVAS E OBJETIVOS DESTE TRABALHO	4
<u>CAPÍTULO 2 ESTUDO DAS PRINCIPAIS TÉCNICAS DE CONTROLE DA CORRENTE UTILIZADAS NA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA</u>	<u>6</u>
2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	6
2.2 - CARGAS NÃO LINEARES CONECTADAS AO SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO E O IMPACTO RESULTANTE NA QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA	6
2.3 - TÉCNICAS ATIVAS EMPREGADAS NA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	10
2.3.1 - CONTROLE PELO PICO DA CORRENTE	13
2.3.2 - MODULAÇÃO POR HISTERESE	16
2.3.3 - CONTROLE PELA CORRENTE MÉDIA	17

2.3.4 - CONTROLE “BANG-BANG” COM FREQUÊNCIA FIXA	19
2.3.5 - MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO SEM REALIMENTAÇÃO DA CORRENTE	21
2.4 - CONTROLE DA CORRENTE ATRAVÉS DO MÉTODO PROPOSTO NESTE TRABALHO	23
2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	24

CAPÍTULO 3 ESTUDO DA TÉCNICA DE CONTROLE POR HISTERESE COM FREQUÊNCIA FIXA APLICADA A CONVERSORES CA/CC MONOFÁSICOS

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	25
3.2 - ANÁLISE DO CONTROLE PROPOSTO APLICADO A CONVERSORES MONOFÁSICOS	25
3.2.1 - CONVERSOR EM PONTE COMPLETA MONOFÁSICO	32
3.2.1.1 - ANÁLISE MATEMÁTICA DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO	32
3.2.1.2 - IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE CONTROLE	34
3.2.2 - CONVERSOR BOOST MONOFÁSICO	38
3.2.2.1 - ANÁLISE MATEMÁTICA DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO	38
3.2.2.2 - IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE CONTROLE	40
3.3 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	44

CAPÍTULO 4 PROJETO E RESULTADOS OBTIDOS POR SIMULAÇÃO DIGITAL E TESTES EXPERIMENTAIS DE CONVERSORES MONOFÁSICOS UTILIZANDO A TÉCNICA DE CONTROLE POR HISTERESE COM FREQUÊNCIA FIXA

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	45
4.2 - CONVERSOR EM PONTE COMPLETA MONOFÁSICO	45
4.2.1 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM PONTE COMPLETA UTILIZANDO O CONTROLE POR HISTERESE PROPOSTO	46

4.2.2 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM PONTE COMPLETA UTILIZANDO O CONTROLE POR	
HISTERESE CONVENCIONAL	50
4.3 - CONVERSOR BOOST MONOFÁSICO	54
4.3.1 - PROCEDIMENTO DE PROJETO	55
4.3.1.1 - ESTÁGIO DE POTÊNCIA	55
4.3.1.2 - ESTÁGIO DE CONTROLE	63
4.3.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DIGITAL	71
4.3.3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	73
4.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	76
 CAPÍTULO 5 CONCLUSÃO GERAL	 78
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	 81

LISTA DE FIGURAS

<i>Fig. 2.1 – Retificador monofásico não controlado de onda completa.</i>	7
<i>Fig. 2.2 – Formas de onda de uma carga não linear típica.</i>	7
<i>Fig. 2.3 – Representação de um estágio pré-regulador.</i>	11
<i>Fig. 2.4 – Classificação dos controles dos conversores CA/CC monofásicos.</i>	12
<i>Fig. 2.5 – Estágio pré-regulador Boost.</i>	14
<i>Fig. 2.6 – Etapas de operação do conversor Boost monofásico.</i>	14
<i>Fig. 2.7 – Forma de onda da corrente de entrada.</i>	14
<i>Fig. 2.8 – Diagrama de blocos representando o controle pelo pico da corrente.</i>	15
<i>Fig. 2.9 – Modelo de monitoração da corrente através da faixa de histerese.</i>	17
<i>Fig. 2.10 – Comportamento da corrente no indutor de filtro.</i>	18
<i>Fig. 2.11 – Diagrama de blocos representando o controle pela corrente média.</i>	18
<i>Fig. 2.12 – Controle da corrente pelo método “bang-bang”.</i>	20
<i>Fig. 2.13 – Diagrama de blocos representando o controle pela corrente “bang-bang”.</i>	20
<i>Fig. 2.14 – Modulação por largura de pulso.</i>	22
<i>Fig. 2.15 – Comportamento da corrente ao longo de um período de chaveamento.</i>	23
<i>Fig. 3.1 – Representação de um conversor CA/CC monofásico genérico.</i>	25
<i>Fig. 3.2 – Comportamento da corrente de entrada ao longo de um período de chaveamento.</i>	26
<i>Fig. 3.3 – Comportamento da tensão V_a.</i>	29
<i>Fig. 3.4 – Conversor em ponte completa.</i>	32
<i>Fig. 3.5 – Detalhe da forma de onda da corrente de entrada no controle por histerese proposto.</i>	35
<i>Fig. 3.6 – Diagrama simplificado do controle por histerese aplicado ao conversor em ponte completa.</i>	36
<i>Fig. 3.7 – Circuito correspondente ao bloco de controle por histerese.</i>	37
<i>Fig. 3.8 – Conversor Boost monofásico utilizado na aplicação do controle proposto.</i>	38
<i>Fig. 3.9 – Detalhe da forma de onda da corrente de entrada no controle por histerese.</i>	41
<i>Fig. 3.10 – Diagrama simplificado do controle por histerese aplicado ao conversor Boost monofásico.</i>	42
<i>Fig. 3.11 – Circuito correspondente ao bloco de controle principal.</i>	43
<i>Fig. 4.1 – Forma de onda da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 4kHz.</i>	47

<i>Fig. 4.2 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 4kHz.</i>	47
<i>Fig. 4.3 – Forma de onda da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 10kHz.</i>	48
<i>Fig. 4.4 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 10kHz.</i>	48
<i>Fig. 4.5 – Forma de onda da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 20kHz.</i>	49
<i>Fig. 4.6 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 20kHz.</i>	49
<i>Fig. 4.7 – Forma de onda da corrente de entrada com frequência de chaveamento média de 4kHz.</i>	51
<i>Fig. 4.8 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento média de 4kHz.</i>	51
<i>Fig. 4.9 – Forma de onda da corrente de entrada com frequência de chaveamento média de 10kHz.</i>	52
<i>Fig. 4.10 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento média de 10kHz.</i>	52
<i>Fig. 4.11 – Forma de onda da corrente de entrada com frequência de chaveamento média de 20kHz.</i>	53
<i>Fig. 4.12 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento média de 20kHz.</i>	53
<i>Fig. 4.13 – Diagrama representativo do filtro passa-baixa.</i>	64
<i>Fig. 4.14 – Implementação do filtro passa-baixa utilizado como regulador da tensão de saída.</i>	66
<i>Fig. 4.15 – Sensor de efeito Hall.</i>	67
<i>Fig. 4.16 – Circuito utilizado para a obtenção do ganho da tensão do sensor de efeito Hall.</i>	68
<i>Fig. 4.17 – Circuito utilizado na obtenção das tensões V_{At1} e V_{At3}.</i>	69
<i>Fig. 4.18 – Circuito de acionamento da chave S.</i>	71
<i>Fig. 4.19 – Corrente no indutor de filtro.</i>	72
<i>Fig. 4.20 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 20kHz.</i>	73
<i>Fig. 4.21 – Sinal obtido no sensor de corrente. Escalas: $I_{sensor} - 200\text{mA/div.}$; Tempo – 2ms/div.</i>	74
<i>Fig. 4.22 – Tensão e corrente de entrada. Escalas: $V_a - 100\text{V/div.}$; $I_{Lf} - 5\text{A/div.}$; Tempo – 5ms/div.</i>	74
<i>Fig. 4.23 – Espectro harmônico das grandezas de entrada.</i>	75
<i>Fig. 4.24 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 20kHz.</i>	76

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados na simulação digital do conversor em ponte completa monofásico.</i>	<i>_____</i>	<i>46</i>
<i>Tabela 4.2 – Resultados obtidos por simulação para o conversor em meia ponte operando com os controles por histerese convencional e proposto.</i>	<i>_____</i>	<i>54</i>
<i>Tabela 4.3 – Especificações de projeto do estágio de potência do conversor Boost monofásico.</i>	<i>_____</i>	<i>55</i>
<i>Tabela 4.4 – Tipos de núcleo.</i>	<i>_____</i>	<i>58</i>
<i>Tabela 4.5 – Dimensões dos núcleos do tipo EE.</i>	<i>_____</i>	<i>59</i>
<i>Tabela 4.6 – Parâmetros utilizados na simulação digital do conversor Boost monofásico.</i>	<i>_____</i>	<i>72</i>

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

A_{Cu} – área do fio de cobre [cm^2];

A_e – área efetiva do núcleo [cm^2];

A_p – produto entre as áreas efetiva e da janela [cm^4];

A_v – ganho do filtro passa-baixa do regulador de tensão;

A_w – área da janela do núcleo [cm^2];

B_{max} – densidade do fluxo magnético [T];

C_f – capacitor de filtro [F];

D – razão cíclica;

D_i – diodo, $i=1,2,3\dots$;

E_{est} – erro porcentual máximo da regulação da tensão de saída do conversor [%];

f_c – frequência de corte do filtro passa-baixa do regulador de tensão [Hz];

f_c – frequência de chaveamento [Hz];

$I_{o(med)}$ – corrente média de saída do conversor [A];

I_{carga} – corrente de carga [A];

I_d – corrente fornecida à carga e ao capacitor de filtro [A];

$I_{Di(ef)}$ – corrente eficaz do diodo i [A];

$I_{Di(med)}$ – corrente média do diodo i [A];

I_{Lf} – corrente do indutor de filtro [A];

$I_{Lf(max)}$ – valor máximo da corrente do indutor de filtro [A];

I_{pico} – valor de pico da corrente de entrada [A];

I_{ref} – corrente de referência [A];

$I_{S(ef)}$ – corrente eficaz na chave S [A];

$I_{S(med)}$ – corrente média na chave S [A];

J_{max} – máxima densidade de corrente [A/cm];

K_l – relação de transformação do transformador ou constante de proporcionalidade;

K_i – constante do integrador do controlador proporcional integral;

K_p – constante do controlador proporcional da malha de realimentação da tensão de saída;

KT – constante de proporcionalidade entre a tensão de entrada e de saída do conversor;

K_w – fator de utilização da área da janela;

L_f – indutor de filtro [H];

l_g – Entreferro do núcleo [m];

P_o – potência de saída [W];

P_{ent} – potência de entrada [W];

PWM – “pulse width modulation” (modulação por largura de pulso);

R_o – resistência de carga [ohm];

S_i – chave do conversor, $i=1,2,3\dots$;

T – período de chaveamento [s];

THD – “total harmonic distortion” (distorção harmônica total) [%];

V_{Dn} – tensão no diodo D_i , $i=1,2,3\dots$ [V];

$V_{erro(CA)}$ – componente alternada do erro entre as tensões de saída e de referência [V];

$V_{erro(CC)}$ – componente contínua do erro entre as tensões de saída e de referência [V];

V_o – tensão de saída [V];

V_x – tensão existente após o indutor de filtro em um pre-regulador Boost monofásico [V];

$V_{\Delta ti}$ – tensão proporcional à duração da etapa de operação i , $i=1,2,3\dots$ [V];

ω – frequência angular da rede [rad/s];

μ_0 – permeabilidade magnética do ar [H/m];

Δt_i – duração da etapa i , $i=1,2,3,\dots$;

ΔI_{ref} – variação da corrente de referência [A];

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A atual sociedade de consumo apresenta uma crescente demanda por equipamentos que processam eletronicamente a energia elétrica. Neste contexto, a presença da eletrônica de potência é constante e atuante, seja em plantas industriais, equipamentos de uso doméstico e comercial, sistemas de transporte de massa ou equipamentos para telecomunicações.

Motivadas pela crescente demanda por equipamentos eletronicamente processados, pesquisas buscam a concepção de conversores estáticos considerando aspectos de ordem prática como peso, volume e custo reduzidos, aliados a alta eficiência e elevada robustez, e que interfiram de forma mínima em fontes de energia e em outros equipamentos.

A redução do peso e do volume é obtida através da elevação da frequência de comutação dos semicondutores, o que é possível em termos da disponibilidade atual de dispositivos capazes de operar em frequências elevadas, bem como tecnologias emergentes de materiais magnéticos e capacitores especiais para operação sob tais condições. Neste contexto, surge outro aspecto incentivador ao desenvolvimento da eletrônica de potência, em virtude da existência de circuitos eletrônicos dedicados ao controle e comando dos conversores estáticos, uma vez que respostas mais rápidas e melhorias na regulação são aspectos desejáveis.

Entretanto, diante da crescente opção pelos conversores estáticos, surgem diversos problemas relacionados a baixos valores do fator de potência e à circulação de correntes com

elevado conteúdo harmônico, infringindo as normas de qualidade do suprimento da energia elétrica. Desta forma, observa-se também aquecimento excessivo e perdas de energia nos cabos de alimentação, aquecimento dos componentes passivos como transformadores, capacitores e outros dispositivos, bem como emissão de ruídos eletromagnéticos (EMI), gerando problemas de compatibilidade eletromagnética (EMC) e radiointerferência (RFI). Contrapondo-se a esta tendência, concessionárias de energia elétrica e órgãos regulamentadores atuam no sentido de exigir a elevação do fator de potência e minimização das taxas de distorção harmônica, através da proposta de normas cada vez mais rigorosas.

O retificador não controlado clássico, constituído por uma ponte de diodos, é um conversor CA/CC amplamente utilizado devido à sua simplicidade e robustez. Como a tensão de saída não se apresenta perfeitamente constante, é necessária a utilização de um capacitor para filtrar as ondulações de tensão na carga, o que gera distúrbios indesejáveis na entrada CA do retificador. A corrente de entrada torna-se não senoidal e descontínua, assumindo valores eficazes elevados, reduzindo a eficiência do retificador e criando uma série de problemas na malha de distribuição de potência e em sistemas elétricos adjacentes. Devido ao elevado conteúdo harmônico e ao fator de potência significativamente reduzido (da ordem de 0,6), o retificador acarreta prejuízos às concessionárias. Além disso, correntes harmônicas podem criar harmônicas de tensão que interferem em outros equipamentos conectados ao mesmo sistema elétrico de distribuição [6] [14] [36]. Mesmo os conversores de baixa potência não podem ter seus efeitos desprezados, pois por serem mais comuns acabam constituindo, em seu conjunto, uma significativa fonte de harmônicas e reativos no sistema.

Os conversores CA/CC são amplamente utilizados na alimentação de circuitos eletrônicos de diversos equipamentos, como estágio de entrada de sistemas UPS e inversores

em geral. Em conversores de baixa e média potência, normalmente são utilizados circuitos chaveados em alta frequência. O processo de chaveamento e a operação dos transistores nas regiões de corte ou saturação permitem a redução das perdas por condução [4] [17] [18]. A operação em alta frequência implica a redução do tamanho e do peso de elementos magnéticos e capacitivos e, conseqüentemente, as próprias dimensões do conversor [15].

A operação em alta frequência também contribui para reduzir o conteúdo harmônico em baixas frequências, desde que a corrente de entrada esteja oscilando simetricamente em torno de uma referência senoidal, como idealmente deve ser a corrente de referência utilizada para o controle destes conversores. Por outro lado, um alto fator de potência depende de uma taxa reduzida de distorção harmônica e da defasagem nula entre a corrente fundamental e a tensão na entrada do sistema.

As distorções harmônicas também são causadas pelas oscilações da corrente de entrada, produzidas pelo processo de chaveamento, embora estas só produzam componentes múltiplas da frequência de chaveamento. Portanto, para evitar a presença de harmônicas de baixa frequência, em função das variações da corrente, deve-se manter a frequência de chaveamento acima das ordens harmônicas que se deseja eliminar. Para isto, podem ser empregados filtros passa-baixa na entrada dos conversores. O conteúdo harmônico também pode ser minimizado reduzindo-se o valor das oscilações da corrente de entrada melhorando o projeto do filtro ou aumentando a frequência de chaveamento.

Duas técnicas básicas de chaveamento consagraram-se na operação dos conversores: o controle PWM e o controle por histerese. Vários trabalhos exploraram diversas técnicas de correção de fator de potência com frequência de chaveamento constante [9] [19] [27], onde o controle PWM era obtido a partir de um sinal de erro entre o valor da corrente desejada e a

corrente real. Outros artigos ainda exploraram o controle por histerese [8] como forma de controlar a corrente de entrada do conversor. Embora o controle por histerese, de modo geral, seja eficiente, não existe a imposição de uma frequência de chaveamento constante. Assim, existem alguns inconvenientes em sua utilização, pois a dimensão dos elementos de filtro e os componentes harmônicos estão diretamente relacionados à menor frequência de chaveamento do circuito, onde esta é limitada pela capacidade de comutação dos interruptores.

O controle por histerese possui as vantagens do menor erro no valor da corrente média de entrada e uma resposta dinâmica mais satisfatória que o controle PWM, o qual atua sobre o valor do erro da corrente de entrada em relação à corrente de referência. Por outro lado, o controle por histerese possui o inconveniente de não operar com frequência fixa. Quando este aspecto persiste, abre-se mão, em parte, dos benefícios da alta frequência em detrimento das baixas frequências usadas no chaveamento.

1.2 - JUSTIFICATIVAS E OBJETIVOS DESTE TRABALHO

Visando conciliar as vantagens do controle com frequência fixa e os benefícios do controle por histerese, foi desenvolvida neste trabalho uma estratégia de controle da corrente que promove o chaveamento dos conversores CA/CC com frequência fixa, mantendo as características do controle por histerese. A técnica proposta é denominada controle por histerese com frequência constante, a qual pode ser aplicada à maioria dos conversores monofásicos. Para implementar o controle por histerese com frequência fixa, é necessário variar a faixa de histerese com base nos valores dos intervalos de tempo de duração de cada etapa de operação, como será mostrado no decorrer do estudo.

Diante dos propósitos estabelecidos neste trabalho, apresenta-se no Capítulo 2 a revisão bibliográfica acerca de algumas das diversas formas de controle da corrente para obter correção do fator de potência.

O Capítulo 3 destina-se ao estudo da estratégia de controle proposta aplicada aos conversores Boost e em ponte completa monofásicos.

No Capítulo 4, tem-se os resultados obtidos através de simulação digital e testes experimentais, estabelecendo-se eventuais comparações e demonstrando-se a aplicabilidade da estratégia proposta.

Por fim, pode-se tecer algumas considerações sobre os principais frutos resultantes deste trabalho e, em segunda instância, propor alternativas e sugestões para a continuidade e otimização do mesmo.

CAPÍTULO 2

ESTUDO DAS PRINCIPAIS TÉCNICAS DE CONTROLE DA CORRENTE UTILIZADAS NA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Diante dos elevados níveis de distorção harmônica e baixo fator de potência decorrentes da conexão de conversores estáticos ao sistema de suprimento de energia elétrica, surge a necessidade da busca de soluções práticas, diretas e alternativas para a questão. Neste contexto, este capítulo apresenta um resumo das principais técnicas de correção ativa do fator de potência, as quais impõem uma corrente de entrada com conteúdo harmônico significativamente reduzido, sendo investigadas as vantagens e desvantagens de cada uma.

2.2 - CARGAS NÃO LINEARES CONECTADAS AO SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO E O IMPACTO RESULTANTE NA QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

Uma carga é dita não linear quando, conectada a uma fonte de tensão senoidal, drena uma corrente não senoidal, a qual é composta de uma componente fundamental e uma série de harmônicas. Como exemplo clássico deste tipo de carga, pode-se citar um retificador monofásico, constituído por uma ponte de diodos alimentando uma carga com filtro capacitivo, conforme a Fig. 2.1.

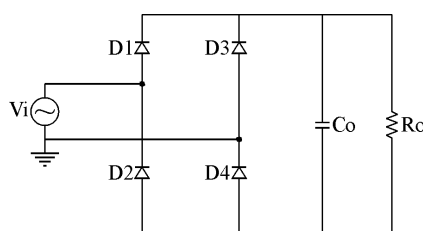


Fig. 2.1 – Retificador monofásico não controlado de onda completa.

Devido à presença da capacitância de valor elevado, necessária para atenuar a ondulação da tensão contínua de saída, a corrente de entrada possui um valor de pico elevado e circula durante um pequeno intervalo do período da tensão da fonte de alimentação senoidal. Assim, este conversor desenvolve baixo fator de potência e elevado nível de distorção harmônica da corrente drenada da fonte de alimentação.

As formas de ondas e grandezas pertinentes à questão do fator de potência são apresentadas na Fig. 2.2.

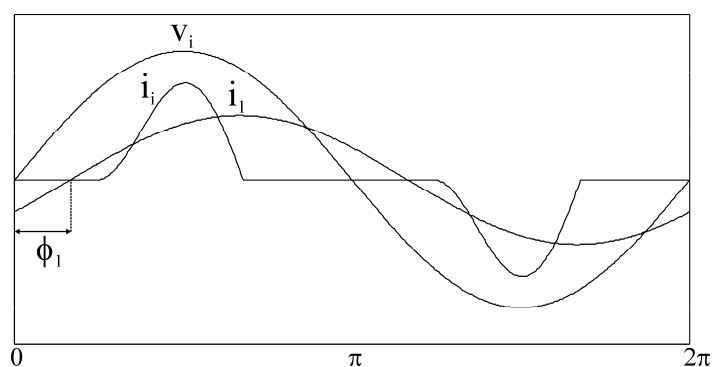


Fig. 2.2 – Formas de onda de uma carga não linear típica.

Por definição, fator de potência é a relação entre as potências ativa e aparente consumidas por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas de onda de tensão e corrente, desde que sejam periódicas.

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v(t) \cdot i(t) \cdot dt}{V \cdot I} \quad (1.1)$$

sendo:

fp – fator de potência real;

P – potência ativa;

S – potência aparente;

$v(t)$ – valor instantâneo da tensão;

$i(t)$ – valor instantâneo da corrente;

V – valor eficaz da tensão;

I – valor eficaz da corrente.

Em termos da distorção harmônica total de corrente, e considerando a tensão de alimentação puramente senoidal, é possível demonstrar que o fator de potência é dado por (1.2) [19].

$$fp = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + THD_I^2}} \quad (1.2)$$

onde:

THD_I – taxa de distorção harmônica total de corrente;

ϕ_1 – fator de deslocamento, que representa a defasagem entre a tensão e a componente fundamental da corrente.

Observando-se (1.2), torna-se evidente a relação inversa entre o fator de potência e a distorção da corrente absorvida da linha.

A presença de componentes harmônicas na corrente drenada por uma carga não linear pode causar problemas ao sistema de alimentação, dentre os quais é possível citar:

- Distorção da tensão no ponto de conexão da carga não linear, ocasionando:
- Excesso de ruído audível e sobreaquecimento em transformadores, motores e geradores;

- Oscilações mecânicas em motores;
- Funcionamento inadequado ou indesejável de equipamentos conectados à rede;
- Redução do fator de potência, implicando na redução da capacidade de fornecimento de potência útil;
- Interferência em sistemas de comunicação;
- Aumento das perdas RI^2 nos condutores das linhas de distribuição e transmissão e em transformadores.

Neste sentido, existem padrões internacionais que regulamentam os valores máximos das harmônicas de corrente que um dispositivo ou equipamento pode injetar na linha de alimentação, como as normas IEEE Std 519-1992 [12] e IEC 61000-3-2 [13].

A redução do conteúdo harmônico e a conseqüente elevação do fator de potência em conversores estáticos podem ser obtidas através de técnicas de correção passiva ou ativa do fator de potência.

As técnicas de correção passiva utilizam apenas elementos passivos, isto é, indutores e capacitores, que são associados como filtros que eliminam ou atenuam componentes harmônicas específicas, geralmente de baixa ordem. Entretanto, tais elementos devem ser aplicados ao sistema observando-se o risco da ocorrência da ressonância. Pode-se também recorrer a transformadores com conexões especiais para a eliminação de componentes harmônicas [21]. Geralmente, as técnicas passivas são simples e possuem alta robustez, embora sua utilização resulte em conversores com peso e volume elevados. Além disso a corrente drenada da fonte de alimentação contém componentes harmônicas de baixa ordem e/ou a componente fundamental defasada em relação à tensão de alimentação.

Por outro lado as técnicas de correção ativa impõem à corrente drenada, através de um circuito de controle apropriado, um formato senoidal e defasagem nula (ou aproximadamente nula) em relação à tensão da fonte de alimentação. Isto resulta na melhor qualidade na forma de onda da corrente, melhor resposta dinâmica, assim como peso e volume reduzidos em comparação às técnicas passivas, embora implique elevados índices de interferência eletromagnética e maior complexidade dos circuitos [21].

2.3 - TÉCNICAS ATIVAS EMPREGADAS NA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Os requisitos para o controle ideal de um conversor utilizado para a correção do fator de potência são:

- Manter a tensão de saída CC aproximadamente constante, com ondulação reduzida;
- Manter o formato da corrente de entrada CA aproximadamente senoidal, ou seja, emular essencialmente um circuito resistivo.

Em regime permanente, a carga no lado CC retira energia do capacitor de saída sob uma taxa média constante. A tensão do capacitor pode ser mantida constante apenas se a potência proveniente do sistema de retificação for igual à potência média de saída. A carga no lado CC deve ser sempre constante, embora isto necessariamente não aconteça necessariamente com a potência de entrada. Deste modo, sempre que as potências médias forem iguais, embora os valores instantâneos não sejam, esta combinação fluirá dentro do capacitor e produzirá uma ondulação CA através do mesmo. Por outro lado, a utilização de capacitores com valores elevados implicará a minimização da ondulação a valores aceitáveis.

Esta descrição corresponde à malha de controle de tensão, a qual assegura a potência de entrada no lado CA seja igual à potência de saída somada às perdas. Esta malha analisa a saída de tensão, aumentando a drenagem de corrente, caso a tensão de saída tenda a decrescer de um valor de referência, ou reduzindo o mesmo se o oposto ocorrer. Entretanto, a malha de controle de tensão não se manifesta em relação à forma de onda da corrente de entrada. A forma de onda da corrente de linha poderia ser tanto uma senóide perfeita quanto uma onda retificada, desde que sua amplitude pudesse ser manipulável pela malha de controle de tensão. Para garantir a forma de onda de corrente desejada, é necessária uma malha de controle de corrente.

Portanto, existem duas malhas de controle, conforme a Fig. 2.3. Uma malha controlará a tensão de saída, regulando-a e decidindo a amplitude da forma de onda retificada da corrente que flui pelo lado CA, enquanto a outra controlará esta corrente de forma a manter uma forma de onda desejável para a correção do fator de potência.

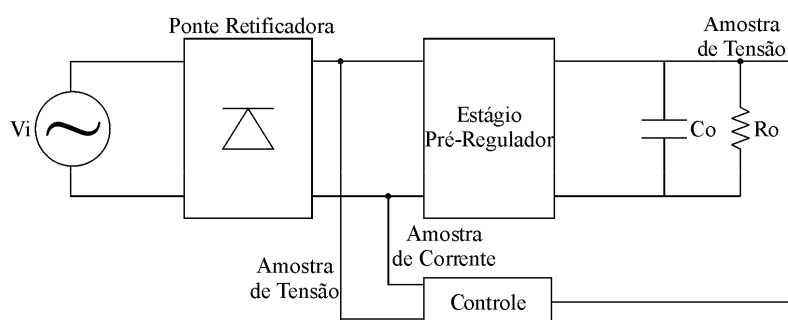


Fig. 2.3 – Representação de um estágio pré-regulador.

Existem várias estratégias de controle de corrente utilizadas para correção do fator de potência de entrada dos conversores CA/CC [2] [18] [24] [27], as quais podem ser classificadas de acordo com o seu princípio de funcionamento. O diagrama mostrado na Fig. 2.4 apresenta diversas alternativas, de acordo com a escolha do modo de operação, controle de corrente em malha aberta ou malha fechada e frequência de chaveamento fixa ou variável. A

escolha da melhor alternativa deve ser pautada a partir de várias considerações, tais como o valor máximo da corrente de entrada, relação custo-benefício, níveis de distorção harmônica desejados, dimensionamento dos elementos de filtros, entre outros fatores.

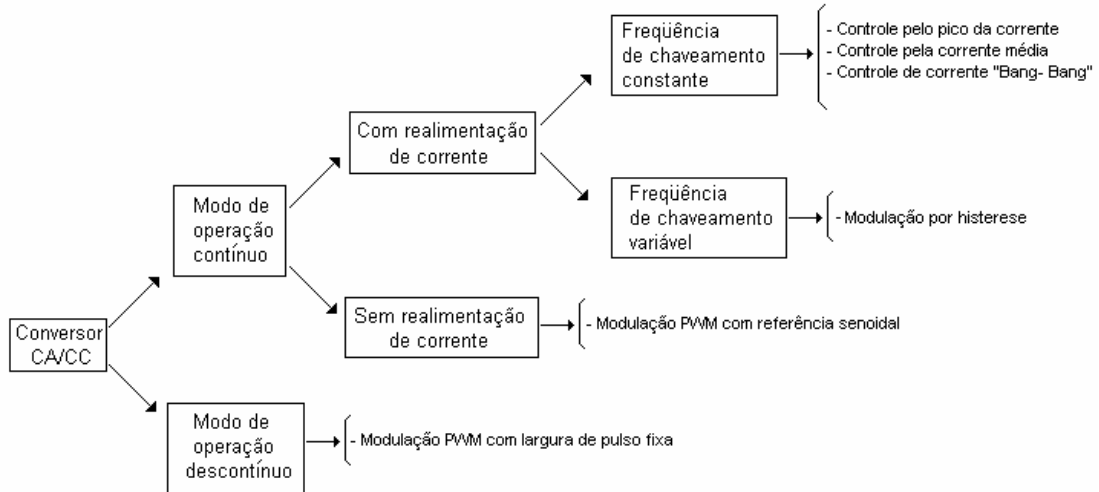


Fig. 2.4 – Classificação dos controles dos conversores CA/CC monofásicos.

Recentemente surgiram algumas propostas baseadas na lógica “fuzzy” utilizadas na operação dos conversores CA/CC [7] [9]. O controlador “fuzzy” possui como sinais de entradas o erro da corrente do indutor de filtro em relação à corrente de referência e a taxa de variação no tempo. Estes sinais são avaliados pelo controle a partir de uma base de dados e regras, cujo objetivo é controlar a razão cíclica de modo a apresentar a melhor resposta diante de uma condição de operação em regime permanente ou transitório. Problemas inerentes a estas estratégias residem na base de dados, que é normalmente ajustada para uma dada condição de carga. Quando a carga é alterada, o controle pode não responder com a mesma eficiência. Adicionalmente, necessita-se de uma alta taxa de amostragem e grande velocidade de processamento para atender às necessidades de operação em tempo real.

As principais técnicas de controle da corrente conhecidas serão descritas a seguir, as quais são utilizadas com o propósito de se obter alto fator de potência e baixa distorção harmônica. Ao final do capítulo, será discutida, de forma simplificada, a estratégia de controle utilizada neste trabalho.

2.3.1 - CONTROLE PELO PICO DA CORRENTE

Para a melhor compreensão desta estratégia, pode-se considerar o conversor Boost mostrado na Fig. 2.5, o qual possui duas etapas de operação, de acordo com a Fig. 2.6 (a) e (b). Quando a chave “*ch*” está aberta, a corrente do indutor de filtro decresce porque a tensão V_o é maior que a tensão V_i . Na etapa 2, com a chave “*ch*” fechada, a corrente do indutor cresce pela ação da tensão V_i . A Fig. 2.7 mostra o comportamento da corrente quando o controle pelo pico da corrente é utilizado. Os trechos em que a corrente de entrada decresce e cresce correspondem às etapas de operação 1 e 2, respectivamente [22].

Neste método, conforme mostra a Fig. 2.8, quando a corrente de entrada atinge o valor da corrente de referência, a saída principal do “flip-flop” JK é comutada para o nível baixo, causando o bloqueio da chave “*ch*”. Nesta nova etapa de operação, a corrente de entrada decresce. O retorno para a etapa anterior ocorre através de um circuito temporizador, que determina um tempo de atraso constante entre os intervalos de fechamento de “*ch*”. Sempre que o sinal proveniente do circuito oscilador sofrer uma transição positiva, a saída do “flip-flop” JK será comutada para o nível alto, causando a entrada em condução de “*ch*”. Assim, assegura-se a comutação com frequência constante.

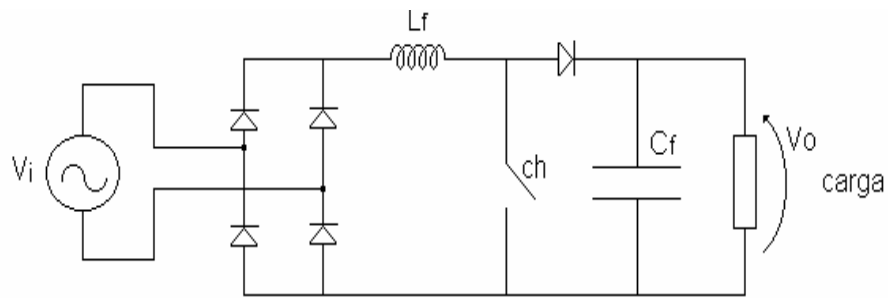


Fig. 2.5 – Estágio pré-regulador Boost.

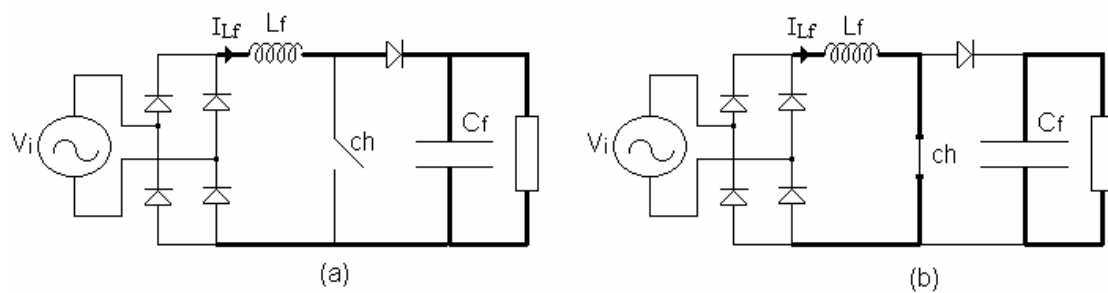


Fig. 2.6 – Etapas de operação do conversor Boost monofásico.

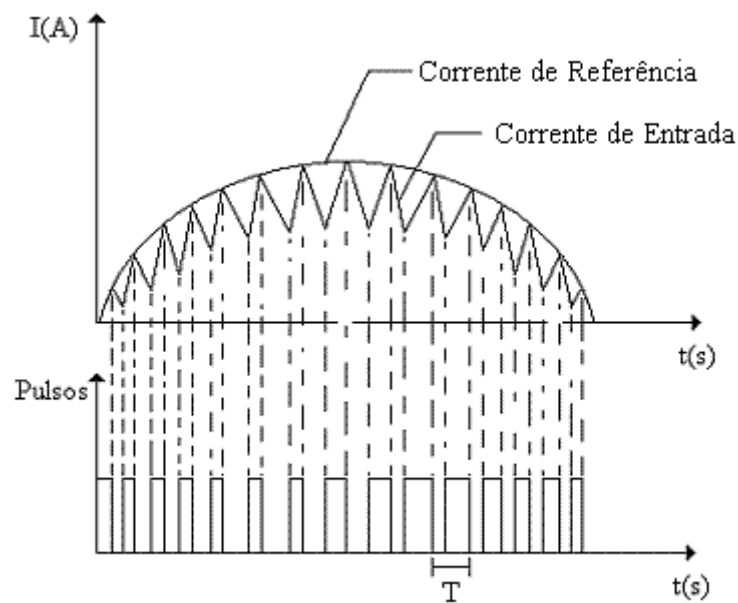


Fig. 2.7 – Forma de onda da corrente de entrada.

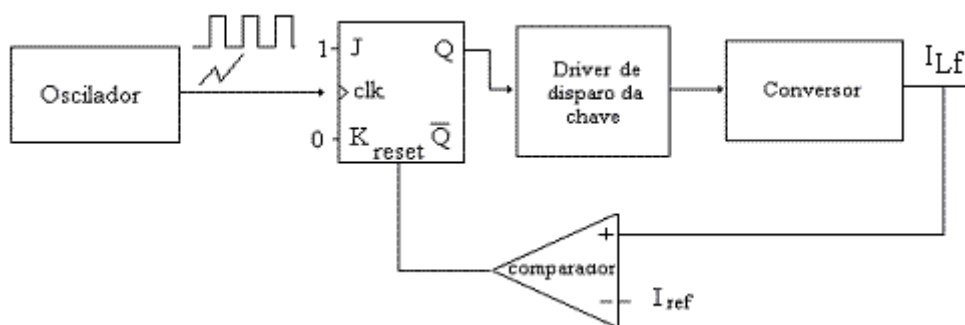


Fig. 2.8 – Diagrama de blocos representando o controle pelo pico da corrente.

Esta estratégia de controle mantém a corrente I_{Lf} abaixo da borda determinada pela corrente de referência. Porém, a margem inferior da faixa de variação da corrente não se comporta de forma senoidal como a margem superior, representada pela corrente de referência. Como consequência, a corrente I_{Lf} não possuirá valor médio senoidal. O nível da distorção depende de vários fatores, tais como o valor da corrente média, a amplitude da oscilação da corrente I_{Lf} e a frequência de chaveamento. Resultados acerca desta distorção são apresentados em alguns trabalhos que discutem esta forma de controle [5] [10] [22] [26].

O método de controle pelo pico de corrente apresenta as seguintes características:

- Alto fator de potência;
- Operação em modo contínuo;
- Frequência de operação constante;
- Distorção da corrente aproximadamente nula;
- Esquema de controle complexo, sendo necessário para a regulação de tensão de saída um sensor de corrente e multiplicador.

2.3.2 - MODULAÇÃO POR HISTERESE

Esta técnica de modulação baseia-se no monitoramento da corrente de entrada ao longo de uma determinada faixa, denominada faixa de histerese [22]. A corrente de entrada, obtida a partir de um sensor de corrente, é comparada com as referências senoidais que compõem os extremos desta faixa. Quando a corrente de entrada atinge o limite exterior da mesma, o conversor é comutado para a próxima etapa de operação, e a corrente passa então a oscilar dentro do limite estabelecido pela faixa de histerese, conforme mostra a Fig. 2.9.

A frequência de chaveamento resultante é variável, o que implicará componentes harmônicas da corrente de entrada múltiplas da menor frequência obtida, o que pode ser comprovado através da análise de Fourier. Outro fato também importante a ser considerado reside nos elementos de filtragem do conversor, que assumirão dimensões ampliadas, pois devem ser dimensionados para a menor frequência.

Assim, qualquer tentativa de elevar a menor frequência de chaveamento a um nível equivalente utilizado no controle com frequência fixa resultaria em um aumento das perdas por comutação, uma vez que a frequência média de chaveamento do conversor também aumentaria. Alguns trabalhos relatam a utilização do controle por histerese com mais de uma largura de banda, com o intuito de reduzir a variação da frequência de chaveamento e consequentemente, minimizar os efeitos indesejáveis da mesma [3].

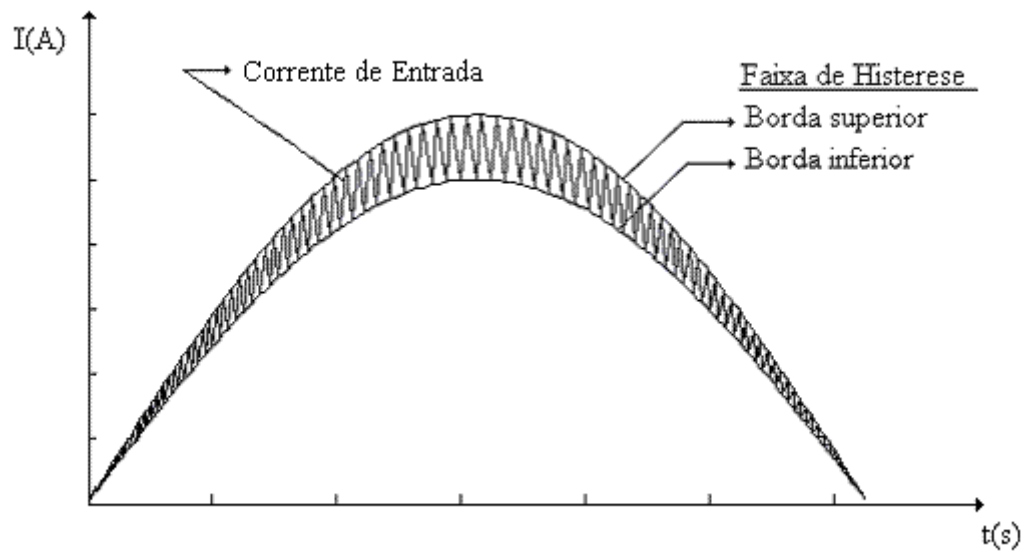


Fig. 2.9 – Modelo de monitoração da corrente através da faixa de histerese.

O método de controle por histerese apresenta as seguintes características

- Frequência variável;
- Elevado fator de potência;
- Operação em modo contínuo;
- Necessidade de um sensor de corrente e de um multiplicador para a regulação da tensão de saída, tornando o esquema do circuito de controle complexo.

2.3.3 - CONTROLE PELA CORRENTE MÉDIA

O projeto e a análise do controle pela corrente média para a correção do fator de potência de entrada dos conversores CA/CC têm sido assunto de vários artigos técnicos [11] [23] [29] [30]. Nesta técnica de controle, o sinal da corrente de entrada é subtraído da corrente de referência, e posteriormente aplicado a um circuito compensador com pólos e zeros dimensionados em função dos parâmetros do conversor. A saída deste circuito compensador é

comparada com um sinal triangular periódico para gerar os pulsos com frequência constante, os quais serão utilizados na chave de acionamento do conversor. A Fig. 2.10 ilustra o comportamento da corrente de entrada quando esta estratégia de controle é empregada [33].

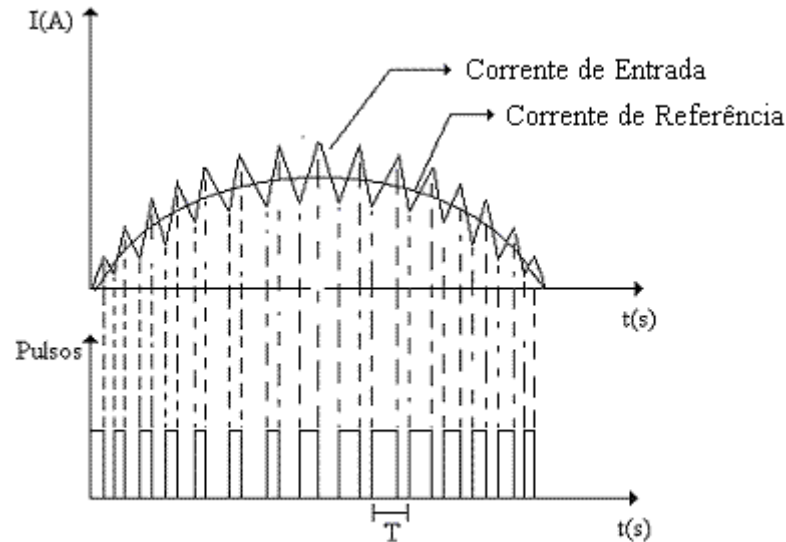


Fig. 2.10 – Comportamento da corrente no indutor de filtro.

O circuito compensador, presente neste esquema de controle, deve ser projetado para obter uma resposta dinâmica rápida sem sofrer os efeitos das oscilações da corrente de entrada. Para isso, é necessário que este circuito filtre as componentes de maior frequência presentes no sinal de erro e, ao mesmo tempo, possa atuar como integrador para frequências mais baixas, proporcionando, assim, um erro menor em regime permanente. Assim, a Fig. 2.11 ilustra esta forma de controle.

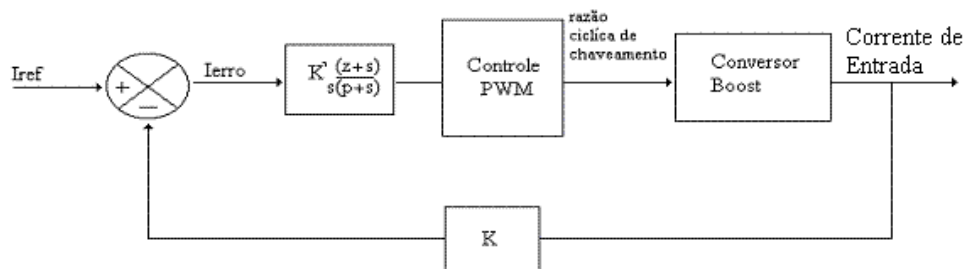


Fig. 2.11 – Diagrama de blocos representando o controle pela corrente média.

Como a corrente de referência varia constantemente em função de sua característica senoidal, sempre haverá um pequeno erro intrínseco, que em determinados trechos será positivo ou negativo, uma vez que, através da ação do circuito integrador presente no circuito de compensação, o erro médio tende a oscilar em torno de zero.

Um dos motivos da popularidade do controle pela corrente média deve-se à UNITRODE, que desenvolveu o circuito integrado pré-regulador UC3854, especialmente dedicado à aplicação desta estratégia de controle [31] [34]. Este circuito integrado contém a maioria dos componentes eletrônicos necessários ao funcionamento correto da técnica, sendo necessária apenas a agregação de alguns componentes passivos para a realização da correção do fator de potência.

O controle da corrente pelo método da corrente média apresenta as seguintes características:

- Fator de potência elevado;
- Frequência de operação constante;
- Operação no modo contínuo;
- Necessidade de um sensor de corrente, multiplicador e integrador, tornando complexo o esquema do circuito de controle.

2.3.4 - CONTROLE “BANG-BANG” COM FREQUÊNCIA FIXA

A estratégia de controle com frequência fixa, denominada “bang-bang” [32], possui como princípio de operação manter a corrente de entrada oscilando dentro da faixa delimitada pela soma de uma senoide com uma onda triangular, como mostra a Fig. 2.12.

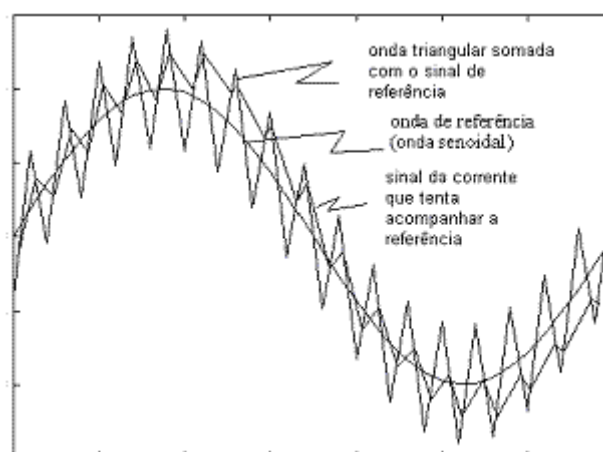


Fig. 2.12 – Controle da corrente pelo método “bang-bang”.

Como resultado de tal ação, a corrente de entrada do conversor tende a acompanhar a referência senoidal, atingindo-se a correção do fator de potência. Assim, quando a corrente do indutor de filtro cruza a onda triangular, o conversor é comutado para a próxima etapa de operação, sendo que a corrente de entrada inverte seu sentido de variação. Então, a corrente do indutor de filtro é forçada a acompanhar o deslocamento da onda triangular. A frequência de operação é praticamente fixa pelo fato de a frequência da onda triangular ser constante.

O diagrama de blocos simplificado deste controle é mostrado na Fig. 2.13.

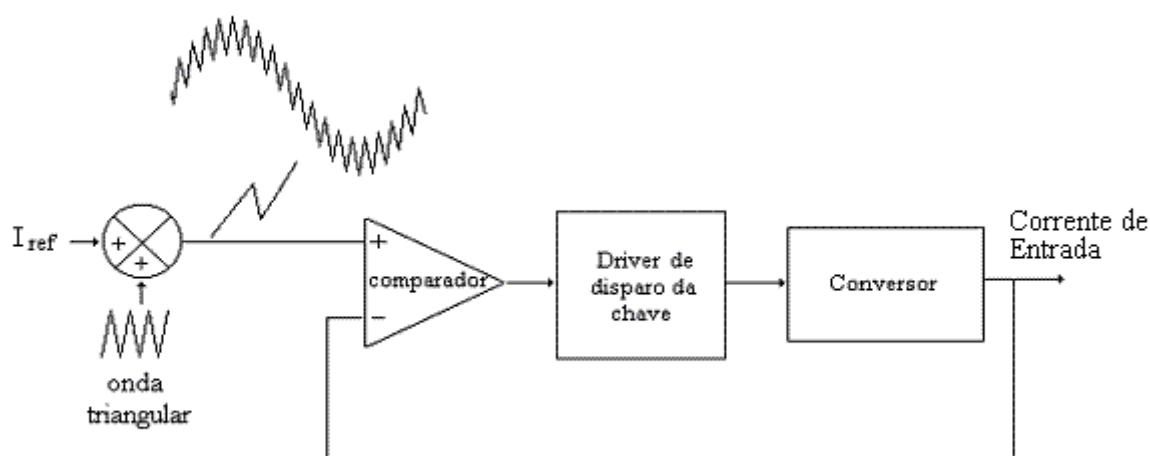


Fig. 2.13 – Diagrama de blocos representando o controle pela corrente “bang-bang”.

Esta forma de controle é semelhante ao controle pela corrente média, onde a corrente de referência é subtraída da corrente do indutor de filtro e depois comparada com uma onda triangular. A vantagem do controle pela corrente média reside no sinal de erro que, gerado pela diferença entre as correntes de referência e do indutor de filtro, pode ser aplicado a um circuito compensador antes de ser comparado com uma onda triangular para gerar a modulação PWM. Assim, é possível minimizar o erro entre as correntes de entrada do conversor e de referência através da ação do ganho do controle proporcional, presente no circuito compensador.

2.3.5 - MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO SEM REALIMENTAÇÃO DA CORRENTE

A modulação por largura de pulso com controle em malha aberta pode ser obtida comparando-se o sinal de uma onda triangular com uma referência senoidal retificada, tal como mostra a Fig. 2.14 [1]. Entretanto, esta forma de controle é menos eficiente que as técnicas supracitadas pois, como opera em malha aberta, não é capaz de manter a corrente do conversor oscilando dentro dos limites desejados. Por outro lado, os resultados obtidos são mais satisfatórios se comparados àqueles desenvolvidos onde uma razão cíclica constante é utilizada [37].

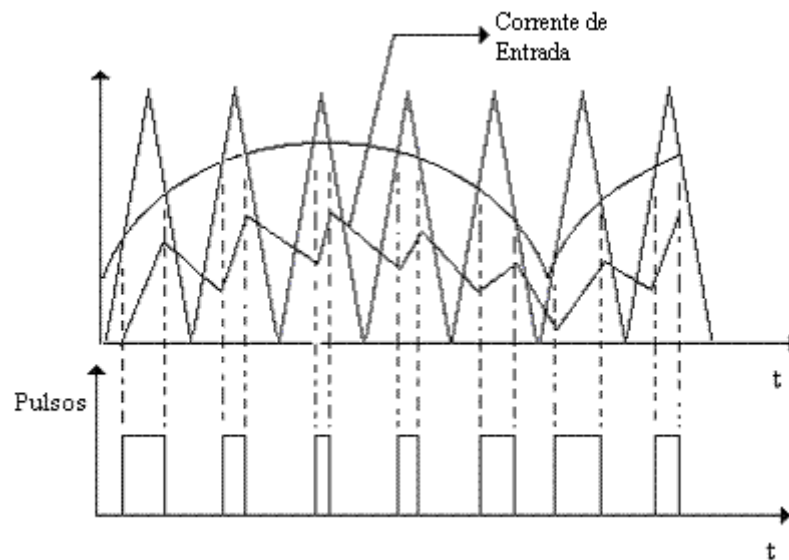


Fig. 2.14 – Modulação por largura de pulso.

A grande vantagem desta técnica reside na simples implementação, dispensando-se o uso de sensores de corrente, pois não há realimentação. Sua aplicação pode ser recomendada para conversores operando em baixas potências, pois nestas condições o sistema de controle pode influenciar decisivamente o preço do produto final.

A modulação por largura de pulso apresenta as seguintes características:

- Modos de operação contínuo e descontínuo;
- Frequência fixa;
- Fator de potência razoável devido à distorção harmônica de corrente;
- Fácil implementação;
- Operação em malha aberta.

2.4 - CONTROLE DA CORRENTE ATRAVÉS DO MÉTODO PROPOSTO NESTE TRABALHO

Neste trabalho, propõe-se um método de controle da corrente que permite a operação do conversor com frequência de chaveamento fixa, com as características desejáveis desenvolvidas pelo controle por histerese. O princípio fundamental consiste em determinar o intervalo de tempo ideal que deve existir entre o cruzamento das correntes de entrada e de referência até a comutação do conversor, para que a corrente de entrada oscile simetricamente em torno da corrente de referência com uma frequência de operação constante. A Fig. 2.15 ilustra o comportamento da corrente do conversor ao longo de um pequeno trecho, onde se pode considerar que a taxa de variação da corrente de referência é praticamente constante. Para que isto seja possível, deve-se considerar que a frequência de chaveamento é muito superior à frequência de oscilação da rede.

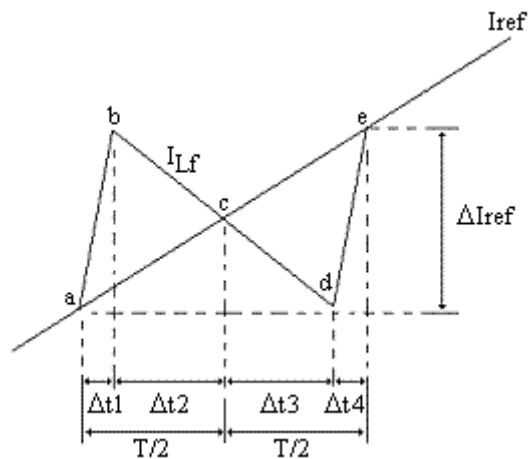


Fig. 2.15 – Comportamento da corrente ao longo de um período de chaveamento.

Através da determinação dos intervalos de tempo Δt_1 e Δt_3 , é possível implementar uma faixa de histerese para que o acionamento do conversor ocorra com frequência praticamente constante, de forma que a corrente de entrada do conversor oscile perfeitamente em torno da

corrente de referência. Entretanto, deve-se mencionar que, ao ser gerada uma faixa de histerese para realizar o controle, as bordas desta faixa não serão senoidais. Todas as questões pertinentes à técnica proposta serão discutidas detalhadamente no Capítulo 3.

2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram apresentadas as principais técnicas ativas de controle da corrente para a correção do fator de potência, as quais foram classificadas de acordo com o modo de operação, controle em malha aberta ou malha fechada e frequência de chaveamento fixa ou variável. Foi possível verificar que cada método de controle possui vantagens e desvantagens inerentes.

No método de controle por histerese, a maior desvantagem reside na frequência de chaveamento variável. Outras estratégias que empregam frequência fixa apresentam distorções inerentes à própria forma de controle, a exemplo do controle pelo pico da corrente e do controle pela corrente “bang-bang”. O controle pela corrente média, embora apresente distorção harmônica reduzida e frequência de chaveamento fixa, está sujeito a um determinado nível de erro intrínseco, pois como o controle atua diretamente no sinal de erro, sua redução está diretamente comprometida com a estabilidade do sistema. Quanto maior for a ação do controle proporcional e integral, maior será o grau de instabilidade.

Por fim, pode-se verificar que a apresentação das formas de controle supracitadas consiste na base para a elaboração da proposta principal deste trabalho, ou seja, o controle por histerese com frequência fixa.

CAPÍTULO 3

ESTUDO DA TÉCNICA DE CONTROLE POR HISTERESE COM FREQUÊNCIA FIXA APLICADA A CONVERSORES CA/CC MONOFÁSICOS

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo, serão apresentados os fundamentos da estratégia de controle por histerese com frequência constante, aplicada aos conversores monofásicos para a obtenção da correção do fator de potência e taxas de distorção harmônica reduzidas da corrente de entrada. Esta técnica de controle visa integrar as vantagens do controle por histerese e as características desejáveis do controle PWM.

Entre as possibilidades existentes, serão estudados o conversor em ponte completa e o pré-regulador Boost monofásicos, sendo que as considerações aqui desenvolvidas podem ser estendidas a outras estruturas, como as topologias em meia ponte ou quaisquer outras que possuam somente duas etapas de operação.

3.2 - ANÁLISE DO CONTROLE PROPOSTO APLICADO A CONVERSORES MONOFÁSICOS

Para a análise da estratégia proposta, deve-se considerar inicialmente o circuito mostrado na Fig. 3.1, o qual possui apenas duas etapas de operação.

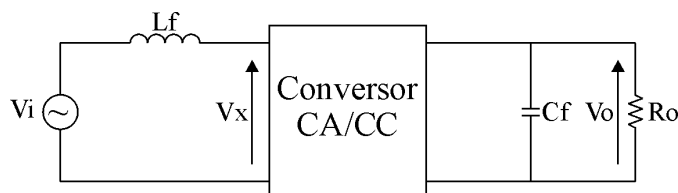


Fig. 3.1 – Representação de um conversor CA/CC monofásico genérico.

Na primeira e segunda etapas, os valores assumidos pela tensão V_x serão denominados V_{x1} e V_{x2} , respectivamente, os quais dependerão do tipo de conversor utilizado na análise. Se o conversor em questão for do tipo ponte completa, as tensões V_{x1} e V_{x2} são $+V_o$ e $-V_o$, respectivamente. Para o conversor Boost convencional, V_{x1} e V_{x2} são V_o e zero, respectivamente. Independentemente da topologia considerada, a tensão V_{x1} sempre deverá ser maior que a tensão de entrada, e V_{x2} deverá ser menor ou igual a zero.

Neste contexto, considerando a frequência de comutação muito maior que a frequência da rede, o perfil da corrente no indutor ao longo de um período de chaveamento é semelhante àquele mostrado na Fig. 3.2. Pode-se observar o comportamento da corrente de entrada para uma condição ideal, onde as áreas dos triângulos abc e cde são iguais. Para que isto seja possível, deve-se determinar Δt_1 e Δt_3 , que representam os intervalos de tempo necessários à comutação das chaves do conversor, adotando-se como referência o cruzamento das correntes de entrada e de referência. Os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_3 , como será mostrado posteriormente, são determinados em função de alguns parâmetros do circuito, com o intuito de manter a frequência de comutação constante ao longo de todo o ciclo de operação do conversor.

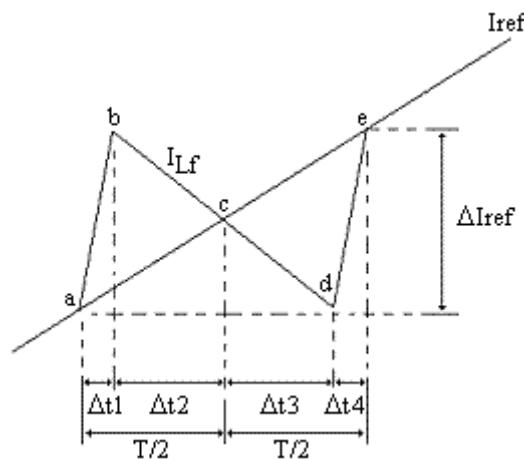


Fig. 3.2 – Comportamento da corrente de entrada ao longo de um período de chaveamento.

A estratégia proposta é baseada na determinação dos intervalos de tempo Δt_1 e Δt_3 , os quais podem ser diretamente utilizados por um circuito de controle para estabelecer uma faixa de histerese onde o processo de chaveamento do conversor pode ser realizado com frequência praticamente constante, como será mostrado neste capítulo.

As expressões (3.1) e (3.2) representam o comportamento da corrente nos trechos onde a mesma é crescente e decrescente, respectivamente.

$$I_{L_f} = \frac{1}{L_f} \int (-V_{x2} + V_a) dt \quad (3.1)$$

$$I_{L_f} = \frac{1}{L_f} \int (-V_{x1} + V_a) dt \quad (3.2)$$

onde V_a representa o módulo da tensão de entrada.

O intervalo Δt_1 representa a duração do trecho onde o crescimento da corrente é positivo, desde o instante de cruzamento entre a corrente real e de referência até o instante de comutação dos interruptores do conversor.

O intervalo Δt_2 representa a duração do trecho onde a derivada da corrente é negativa, desde o instante no qual ocorre a comutação das chaves até o cruzamento entre as correntes real e de referência.

O intervalo Δt_3 representa a duração do trecho onde a derivada da corrente é negativa, desde o instante do cruzamento entre a corrente real e de referência até a comutação dos interruptores do conversor.

O intervalo Δt_4 representa a duração do trecho onde o crescimento da corrente é positivo, desde o chaveamento até o instante de cruzamento entre a corrente real e de referência.

Para uma frequência de chaveamento muito maior que a frequência da corrente de referência, a variação da tensão de saída do conversor é pequena, e a variação da corrente de referência pode ser tratada de forma linear dentro do período de chaveamento. Pode-se ainda considerar que as variações da corrente do indutor de filtro possuem taxas de crescimento e decrescimento aproximadamente constantes. Assim, é aceitável adotar as seguintes aproximações:

$$\Delta t_2 \cong \Delta t_3 \quad (3.3)$$

$$\Delta t_1 \cong \Delta t_4 \quad (3.4)$$

Considerando que as taxas de crescimento e decrescimento da corrente de entrada são praticamente constantes ao longo do período de chaveamento, pode-se concluir que o triângulo abc possui área aproximadamente igual à do triângulo cde , o que se torna uma condição necessária para considerar que a corrente de entrada possui erro médio nulo em relação à corrente de referência.

O controle proposto fundamenta-se em realizar o chaveamento após um certo intervalo de tempo determinado a partir do cruzamento entre as correntes de entrada e de referência, nos pontos onde a corrente do indutor é crescente e decrescente.

O cálculo do intervalo de tempo Δt_1 é baseado nas equações (3.5) e (3.6), que podem ser obtidas a partir da análise da Fig. 3.2, sendo que o mesmo procedimento de cálculo deverá ser adotado para o cálculo de Δt_3 .

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{T}{2} \quad (3.5)$$

$$\int_t^{t+\Delta t_1} \frac{(-V_{x2} + V_a)}{L_f} dt + \int_{t+\Delta t_1}^{t+T/2} \frac{(-V_{x1} + V_a)}{L_f} dt = \frac{\Delta I_{ref}}{2} \quad (3.6)$$

onde ΔI_{ref} é a variação da corrente de referência ao longo de um período de chaveamento e T é o período de chaveamento.

A partir de (3.5) e (3.6), pode-se obter Δt_1 como:

$$\Delta t_1 = \frac{T}{2(V_{x1} - V_{x2})} \left(V_{x1} - \frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} V_a dt + \frac{L_f \Delta I_{ref}}{T} \right) \quad (3.7)$$

No trecho onde a derivada da tensão V_a é positiva, pode-se escrever:

$$\frac{T}{2} V_{a(t)} \leq \int_t^{t+T/2} V_a dt \leq \frac{T}{2} V_{a(t+T/2)} \quad (3.8)$$

Esta afirmação pode ser melhor compreendida através da Fig. 3.3, que mostra como a integral da tensão V_a se comporta dentro do intervalo apresentado na expressão (3.8).

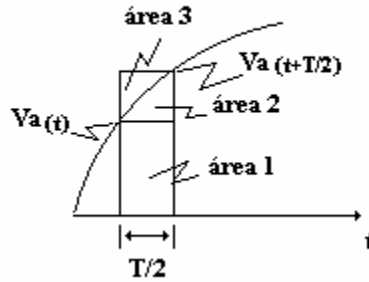


Fig. 3.3 – Comportamento da tensão V_a .

A partir da análise da Fig. 3.3, pode-se escrever as equações (3.9) a (3.10).

$$\text{Área 1} = \frac{T}{2} V_{a(t)} \quad (3.9)$$

$$\text{Área 1} + \text{Área 2} = \int_t^{t+T/2} V_a dt \quad (3.10)$$

$$\text{Área 1} + \text{Área 2} + \text{Área 3} = V_{a(t+T/2)} \quad (3.11)$$

Nos instantes onde a derivada da tensão V_a é negativa, pode-se escrever:

$$\frac{T}{2}V_{a(t)} \geq \int_t^{t+T/2} V_a dt \geq \frac{T}{2}V_{a(t+T/2)} \quad (3.12)$$

Substituindo a integral da tensão V_a pelos limites apresentados em (3.8) e (3.12), tem-se:

$$\Delta t_1' = \frac{T}{2(V_{x1} - V_{x2})} \left[V_{x1} - V_{a(t)} + \frac{L_f \Delta I_{ref}}{T} \right] \quad (3.13)$$

$$\Delta t_1'' = \frac{T}{2(V_{x1} - V_{x2})} \left[V_{x1} - V_{a(t+T/2)} + \frac{L_f \Delta I_{ref}}{T} \right] \quad (3.14)$$

onde $\Delta t_1'$ e $\Delta t_1''$ delimitam o intervalo no qual Δt_1 se encontra definido.

A partir de (3.8) e (3.12), pode-se definir:

$$\Delta t_1' > \Delta t_1 > \Delta t_1'' \quad (3.15)$$

$$\Delta t_1' < \Delta t_1 < \Delta t_1'' \quad (3.16)$$

Supondo que a corrente I_{ref} é linear durante o período de chaveamento, o cálculo de ΔI_{ref} pode ser obtido por:

$$\Delta I_{ref} = T \frac{dI_{ref}}{dt} \quad (3.17)$$

Substituindo (3.17) em (3.13) e (3.14), obtém-se:

$$\Delta t_1' = \frac{T}{2(V_{x1} - V_{x2})} \left[V_{x1} - V_{a(t)} + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right] \quad (3.18)$$

$$\Delta t_1'' = \frac{T}{2(V_{x1} - V_{x2})} \left[V_{x1} - V_{a(t+T/2)} + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right] \quad (3.19)$$

Para demonstrar que $\Delta t_1'$ e $\Delta t_1''$ convergem para um mesmo valor à medida que a frequência de chaveamento aumenta, calcula-se o erro relativo máximo do intervalo de tempo Δt_1 em função do período de chaveamento, partindo-se da seguinte expressão:

$$\text{Erro}(\Delta t_1) = \frac{(\Delta t_1' - \Delta t_1'')}{\Delta t_1} \quad (3.20)$$

Substituindo (3.7), (3.18) e (3.19) em (3.20), obtém-se:

$$\text{Erro}(\Delta t_1) = \frac{V_{a(t)} - V_{a(t+T/2)}}{V_{x1} - \int_t^{t+T/2} V_a dt + L_f \frac{dI_{ref}}{dt}} \quad (3.21)$$

Considerando que $v_{a(t)}$ é senoidal, tem-se:

$$v_a = V_p \sin(\omega t) \quad (3.22)$$

Assim, utilizando propriedades trigonométricas, pode-se reescrever (3.21) da seguinte forma:

$$\text{Erro}(\Delta t_1) = \frac{\{V_a \sin(\omega t) - V_a [\sin(\omega t) \cos(\omega T/2) + \sin(\omega T/2) \cos(\omega t)]\}}{V_{x1} - \int_t^{t+T/2} V_a dt + L_f \frac{dI}{dt}} \quad (3.23)$$

Para pequenos valores de $(\omega T/2)$, as seguintes aproximações são válidas:

$$\sin(\omega T/2) \cong \omega T/2 \quad (3.24)$$

$$\cos(\omega T/2) \cong 1 \quad (3.25)$$

Substituindo (3.24) e (3.25) em (3.23), obtém-se:

$$\text{Erro}(\Delta t_1) = \frac{-\omega T V_a \cos(\omega t)}{2 \left(V_{x1} - \int_t^{t+T/2} V_a dt + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right)} \quad (3.26)$$

Procedendo da mesma forma ao cálculo do intervalo de tempo Δt_2 e ao respectivo erro relativo, podem-se obter os resultados representados pelas expressões (3.27) a (3.29).

$$\Delta t_2 = \frac{T}{2(V_{x1} - V_{x2})} \left(-V_{x2} + \frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} V_a dt - \frac{L_f \Delta I_{ref}}{T} \right) \quad (3.27)$$

$$\Delta t_2 = \frac{T}{2(V_{x1} - V_{x2})} \left(-V_{x2} + \frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} V_a dt - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.28)$$

$$\text{Erro}(\Delta t_2) = \frac{\omega T V_p \cos(\omega t)}{2 \left(-V_{x2} + \int_t^{t+T/2} V_a dt - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right)} \quad (3.29)$$

Para uma análise mais detalhada do erro relativo, é necessário determinar os valores de V_{x1} e V_{x2} , os quais, como foi mencionado anteriormente, dependem do conversor utilizado. Com o objetivo de discutir de forma pormenorizada o controle empregado e o erro existente no controle da frequência de chaveamento, serão analisadas duas topologias, ou seja, os conversores em ponte completa e do tipo Boost.

3.2.1 - CONVERSOR EM PONTE COMPLETA MONOFÁSICO

3.2.1.1 - ANÁLISE MATEMÁTICA DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO

O conversor em ponte completa mostrado na Fig. 3.4 possui apenas duas etapas de operação. Quando as chaves S_1 e S_4 estão fechadas e S_2 e S_3 abertas, a tensão no indutor de filtro é $(V_a - V_o)$ e, quando as condições das chaves se invertem, a tensão no indutor de filtro passa a valer $(V_a + V_o)$. Assim, a tensão V_x assume os valores V_o e $-V_o$, respectivamente.

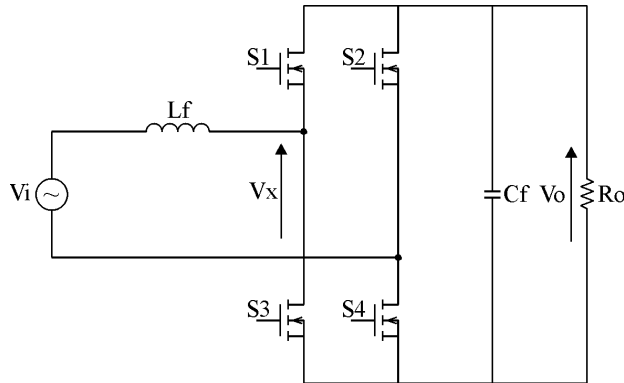


Fig. 3.4 – Conversor em ponte completa.

As equações (3.7) e (3.28), que correspondem aos intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 para um conversor monofásico genérico, podem ser arrançadas da seguinte forma para a topologia em questão:

$$\Delta t_1 = \frac{T}{4V_o} \left(V_o - \frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} V_a dt + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.30)$$

$$\Delta t_2 = \frac{T}{4V_o} \left(V_o + \frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} V_a dt - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.31)$$

Pode-se aproximar (3.30) e (3.31) através de (3.32) e (3.33), respectivamente.

$$\Delta t_1 = \frac{T}{4V_o} \left(V_o - V_a + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.32)$$

$$\Delta t_2 = \frac{T}{4V_o} \left(V_o + V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.33)$$

As expressões do erro relativo máximo esperado, em função destas aproximações, podem ser obtidas a partir de (3.26) e (3.29), reescritas segundo (3.34) e (3.35), respectivamente.

$$\text{Erro}(\Delta t_1) = \frac{-\omega T V_a \cos(\omega t)}{2 \left(V_o - \int_t^{t+T/2} V_a dt + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right)} \quad (3.34)$$

$$\text{Erro}(\Delta t_2) = \frac{\omega T V_a \cos(\omega t)}{2 \left(V_o + \int_t^{t+T/2} V_a dt - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right)} \quad (3.35)$$

Através da análise de (3.34) e (3.35), pode-se concluir que o erro na determinação dos intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 tende a diminuir de acordo com o aumento da frequência de chaveamento e decréscimo do período de comutação.

Os valores dos períodos de tempo Δt_3 e Δt_4 podem ser determinados analogamente a Δt_1 e Δt_2 , sendo que as expressões correspondentes a estes intervalos são mostradas a seguir.

$$\Delta t_3 = \frac{T}{4V_o} \left(V_o + V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.36)$$

$$\Delta t_4 = \frac{T}{4V_o} \left(V_o - V_a + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.37)$$

Os intervalos de tempo Δt_2 e Δt_4 , embora devidamente determinados, não serão necessários para implementar a técnica de controle proposta, pois estes não designam nenhuma ação de controle, ao contrário de Δt_1 e Δt_3 , que correspondem aos intervalos onde ocorre a comutação das chaves do conversor.

3.2.1.2 - IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Até o momento, foram apresentadas apenas as equações básicas utilizadas para determinar os intervalos de duração de cada etapa de operação do conversor, de modo que a frequência de chaveamento seja constante. Porém, para que estas expressões sejam transformadas em ações de controle, é necessário definir como estas se refletirão na implementação de um circuito real.

É possível desenvolver um circuito que possa recriar as bordas superior e inferior da faixa de histerese com base na determinação da duração dos intervalos de tempo Δt_1 e Δt_3 , além dos valores de tensão V_o , V_a e da própria corrente de referência, de modo que esta possa se adequar com o passar do tempo e assim manter a frequência de chaveamento constante. Assim, a Fig. 3.5 mostra a forma de onda da corrente de entrada do conversor no controle por histerese proposto.

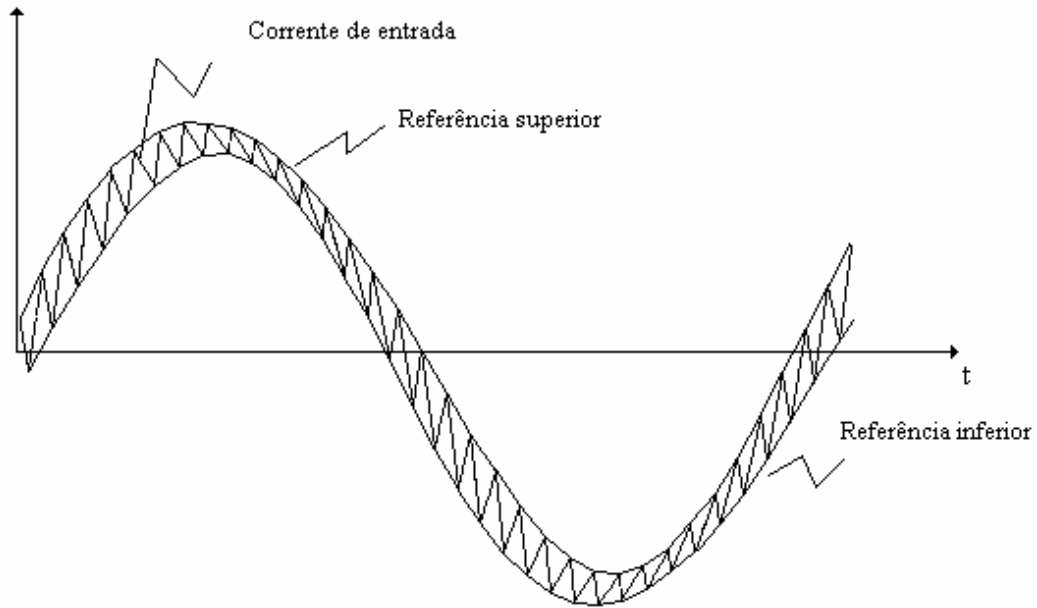


Fig. 3.5 – Detalhe da forma de onda da corrente de entrada no controle por histerese proposto.

Para que o controle continue operando com frequência constante, é necessário que os limites superior e inferior da faixa de histerese sejam simétricos em relação à corrente de referência, sendo que os mesmos podem ser obtidos por (3.38) e (3.39). Pode-se verificar que a corrente de referência I_{ref} é a mesma utilizada em (3.32) e (3.36) para a determinação de Δt_1 e Δt_3 .

$$I_{ref(sup.)} = \frac{1}{L} \int_0^{\Delta t_1} \left(V_o + V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) dt + I_{ref} \quad (3.38)$$

$$I_{ref(inf.)} = \frac{1}{L} \int_0^{\Delta t_3} \left(-V_o + V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) dt + I_{ref} \quad (3.39)$$

As integrais presentes em (3.38) e (3.39) podem ser aproximadas por (3.40) e (3.41), respectivamente, quando a frequência de chaveamento é muito maior que a frequência da rede. Isto porque, nestas condições, os valores das expressões integradas podem ser considerados aproximadamente constantes dentro do período de integração.

$$I_{ref(sup.)} = \left(\frac{V_o + V_a}{L_f} - \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \Delta t_1 + I_{ref} \quad (3.40)$$

$$I_{ref(inf.)} = \left(\frac{-V_o + V_a}{L_f} - \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \Delta t_3 + I_{ref} \quad (3.41)$$

Substituindo os valores de Δt_1 e Δt_3 em (3.40) e (3.41), respectivamente, obtém-se:

$$I_{ref(sup.)} = I_{ref} + \frac{T}{4V_o L_f} \left(V_o - V_a + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \left(V_o + V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.42)$$

$$I_{ref(inf.)} = I_{ref} - \frac{T}{4V_o L_f} \left(V_o - V_a + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \left(V_o + V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.43)$$

A Fig. 3.6 mostra o diagrama de controle simplificado utilizado no conversor em ponte completa para realizar o controle por histerese.

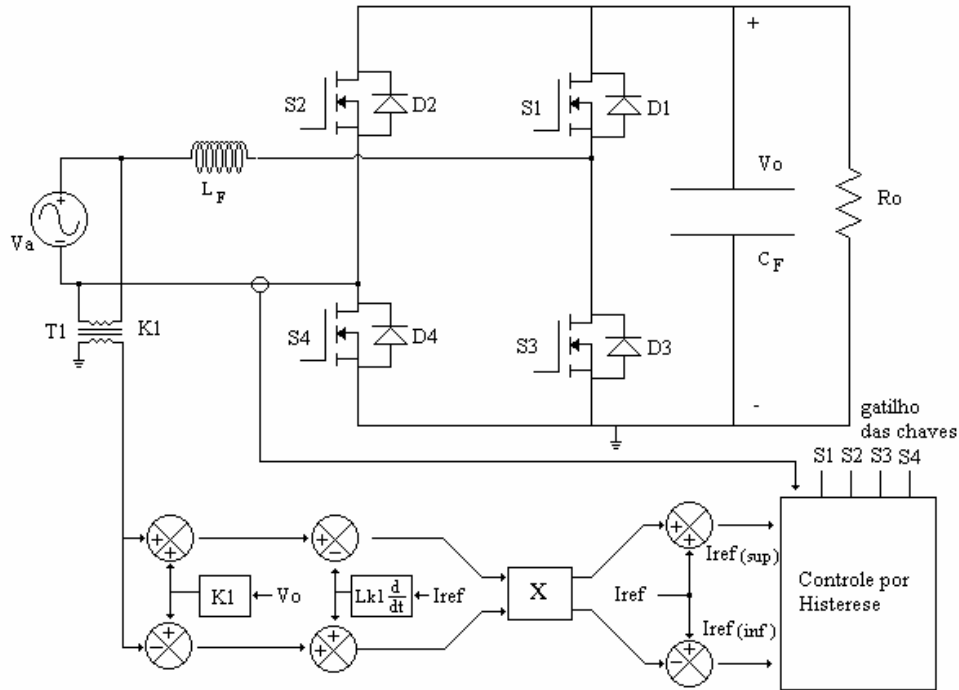


Fig. 3.6 – Diagrama simplificado do controle por histerese aplicado ao conversor em ponte completa.

Este diagrama pressupõe a existência de uma corrente de referência senoidal e em fase com a tensão de entrada do conversor. As correntes de referência das bordas superior e

inferior da faixa de histerese são criadas através de blocos somadores e multiplicadores. O valor da frequência de chaveamento dependerá do valor de K_I , o qual é proporcional à raiz quadrada de $(T/4L_fV_o)$, uma vez que nos blocos multiplicadores a constante K_I será elevada ao quadrado.

O circuito de controle mostrado na Fig. 3.6 é implementado no sentido de recriar, através de operações analógicas, as correntes de referência estabelecidas pelas expressões (3.42) e (3.43). O bloco de controle por histerese, presente no diagrama, opera da mesma forma que o controle convencional. Quando a corrente de entrada atingir a borda superior da faixa de histerese, o conversor será comutado para a próxima etapa de operação e a corrente de entrada irá decrescer até cruzar a borda inferior. Este último evento implicará o retorno à etapa de operação anterior, onde S_2 e S_3 estavam fechadas e S_1 e S_4 abertas. Daí em diante, a operação do conversor repete o ciclo descrito acima.

A Fig. 3.7 ilustra o circuito que representa o bloco de controle por histerese.

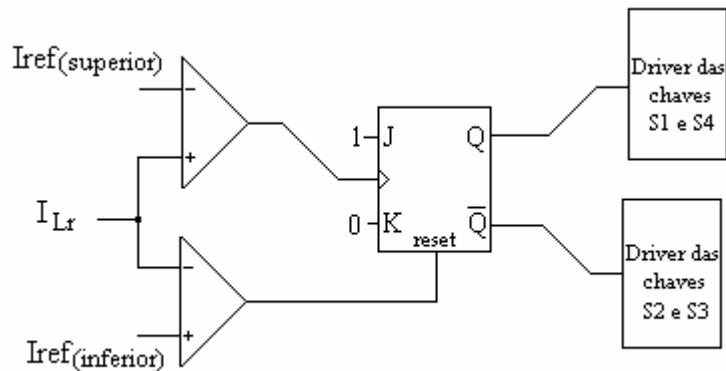


Fig. 3.7 – Circuito correspondente ao bloco de controle por histerese.

O funcionamento do circuito da Fig. 3.7 é bastante simples. Quando a corrente de entrada do conversor se tornar maior que a corrente de referência ($I_{ref(sup.)}$), o comparador imporá um pulso na entrada CLK do “flip-flop” JK, de forma que a saída principal do mesmo

seja levada ao nível alto. Assim, as chaves S_1 e S_4 serão fechadas e S_2 e S_3 abertas, para que a corrente do conversor comece a decrescer até cruzar a corrente de referência ($I_{ref(inf.)}$).

Quando isto ocorrer, o comparador inferior deste circuito reiniciará o “flip-flop” e as chaves serão comutadas para a condição anterior, ou seja, S_1 e S_4 serão abertas e S_2 e S_3 fechadas. Deste momento em diante, o ciclo se repetirá da forma descrita acima.

3.2.2 - CONVERSOR BOOST MONOFÁSICO

3.2.2.1 - ANÁLISE MATEMÁTICA DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO

O conversor Boost monofásico, mostrado na Fig. 3.8, possui somente duas etapas de operação. Quando a chave S está aberta, a tensão no indutor de filtro vale $(V_a - V_o)$, e quando a mesma encontra-se fechada, a tensão do indutor de filtro passa a valer V_a .

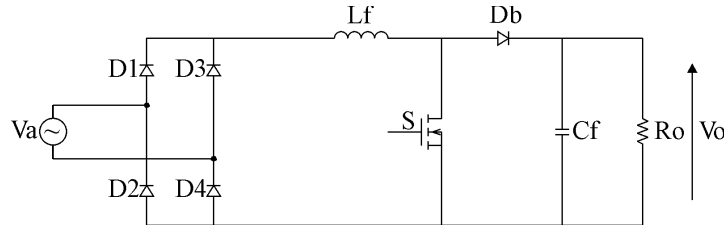


Fig. 3.8 – Conversor Boost monofásico utilizado na aplicação do controle proposto.

As equações (3.7) e (3.28), que correspondem aos intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 ilustrados na Fig. 3.2 para um conversor monofásico genérico, podem ser adaptadas ao conversor Boost através de (3.44) e (3.45).

$$\Delta t_1 = \frac{T}{2V_o} \left(V_o - \frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} V_a dt + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.44)$$

$$\Delta t_2 = \frac{T}{2V_o} \left(\frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} V_a dt - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.45)$$

As expressões (3.44) e (3.45) podem ser aproximadas por (3.46) e (3.47), respectivamente.

$$\Delta t_1 = \frac{T}{2V_o} \left(V_o - V_a + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.46)$$

$$\Delta t_2 = \frac{T}{2V_o} \left(V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.47)$$

As expressões do erro relativo máximo esperado, em função destas aproximações, podem ser calculadas a partir de (3.26) e (3.29), as quais podem ser adaptadas ao conversor Boost monofásico e reescritas segundo (3.48) e (3.49), respectivamente.

$$\text{Erro}(\Delta t_1) = \frac{\omega T V_a \cos(\omega t)}{2 \left(V_o - \int_t^{t+T/2} V_a dt + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right)} \quad (3.48)$$

$$\text{Erro}(\Delta t_2) = \frac{\omega T V_a \cos(\omega t)}{2 \left(\int_t^{t+T/2} V_a dt - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right)} \quad (3.49)$$

Como a tensão de entrada é retificada pela ponte a diodos, pode-se afirmar que as expressões (3.48) e (3.49) só devem ser analisadas dentro do intervalo do semiciclo positivo. Ambas foram calculadas apenas para avaliar o maior erro possível na determinação dos intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 .

Os intervalos de tempo Δt_3 e Δt_4 podem ser calculados analogamente a Δt_1 e Δt_2 , segundo (3.50) e (3.51), respectivamente.

$$\Delta t_3 = \frac{T}{2V_o} \left(V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.50)$$

$$\Delta t_4 = \frac{T}{2V_o} \left(V_o - V_a + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.51)$$

Assim como no conversor em ponte completa, os intervalos de tempo Δt_2 e Δt_4 não serão necessários à implementação do circuito de controle, pois não determinam nenhuma ação direta, ao contrário de Δt_1 e Δt_3 .

3.2.2.2 - IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Uma vez que o crescimento da corrente do indutor de filtro é função exclusiva da tensão de entrada retificada, quando esta tensão passa por zero e se inicia uma nova fase de crescimento da corrente de referência, a taxa de crescimento de I_{Lf} não é suficiente para acompanhar a referência até que a relação V_a/L_f se torne maior que a derivada de I_{ref} . Consequentemente, haverá uma queda na frequência de chaveamento neste ponto, uma vez que nesta situação a chave do conversor Boost se manterá fechada até que a corrente de entrada cruze a corrente de referência e transcorra um período de tempo predeterminado pelo controle.

Assim como no caso do conversor em ponte completa, uma vez conhecida a duração dos intervalos de tempo Δt_1 e Δt_3 , é possível calcular a largura da faixa de histerese, implementando-se um controle por histerese com frequência aproximadamente constante. As correntes de referência, utilizadas na definição das bordas superior e inferior da faixa de histerese, podem ser calculadas a partir de (3.52) e (3.53). Pode-se verificar que a corrente de referência I_{ref} é a mesma utilizada em (3.46) e (3.50) para a determinação de Δt_1 e Δt_3 .

$$I_{ref(\text{sup.})} = \frac{1}{L_f} \int_0^{\Delta t_1} \left(V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) dt + I_{ref} \quad (3.52)$$

$$I_{ref(\text{inf.})} = \frac{1}{L_f} \int_0^{\Delta t_3} \left(-V_o + V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) dt + I_{ref} \quad (3.53)$$

As integrais presentes nas equações acima podem ser aproximadas pelas equações (3.54) e (3.55), respectivamente, quando a frequência de chaveamento é muito maior que a frequência da rede. Isto porque, nestas condições, os valores das expressões integradas podem ser considerados aproximadamente constantes dentro do período de integração.

$$I_{ref(sup.)} = \left(\frac{V_a}{L_f} - \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \Delta t_1 + I_{ref} \quad (3.54)$$

$$I_{ref(inf.)} = \frac{1}{L_f} \left(-V_o + V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \Delta t_3 + I_{ref} \quad (3.55)$$

Substituindo os valores de Δt_1 e Δt_3 em (3.54) e (3.55), obtém-se:

$$I_{ref(sup.)} = I_{ref} + \frac{T}{2V_o L_f} \left(V_o - V_a + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \left(V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.56)$$

$$I_{ref(inf.)} = I_{ref} - \frac{T}{2V_o L_f} \left(V_o - V_a + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \left(V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (3.57)$$

A Fig. 3.9 mostra a forma de onda da corrente no indutor de filtro do conversor no controle por histerese proposto.

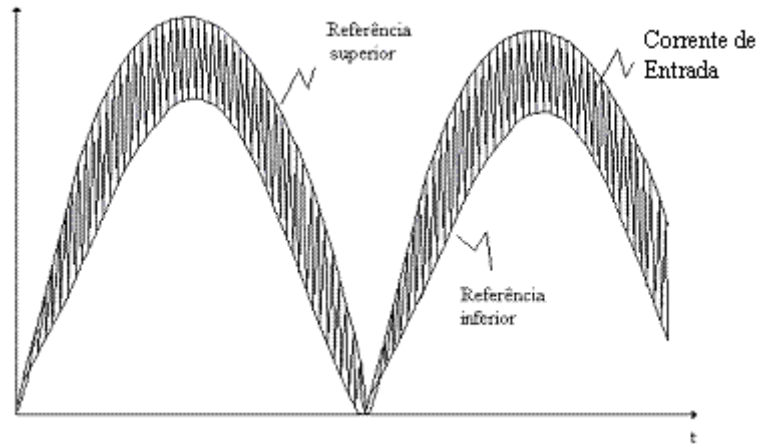


Fig. 3.9 – Detalhe da forma de onda da corrente de entrada no controle por histerese.

Algumas considerações devem ser estabelecidas a respeito da implementação deste controle. Como a corrente no indutor de filtro não pode inverter seu sentido, o menor valor admitido para a banda inferior da faixa de histerese é zero e, portanto, é necessário limitá-la a um valor sempre positivo. Adicionalmente, quando a corrente de referência $I_{ref(sup.)}$ se tornar menor que a corrente $I_{ref(inf.)}$, a chave S deve permanecer fechada. A inversão das bandas da faixa de histerese ocorre quando a relação $\left[V_a - L_f \left(dI_{ref} / dt \right) \right]$ assume um valor negativo. Esta condição corresponde ao intervalo de tempo no qual a taxa de crescimento da corrente de entrada é menor que a taxa de crescimento da corrente de referência, mesmo com a chave S fechada. Esta é uma situação que não pode ser evitada pelo controle, pois depende somente do valor da indutância de filtro e da tensão de entrada do conversor.

A Fig. 3.10 mostra o diagrama de controle simplificado utilizado no conversor Boost monofásico.

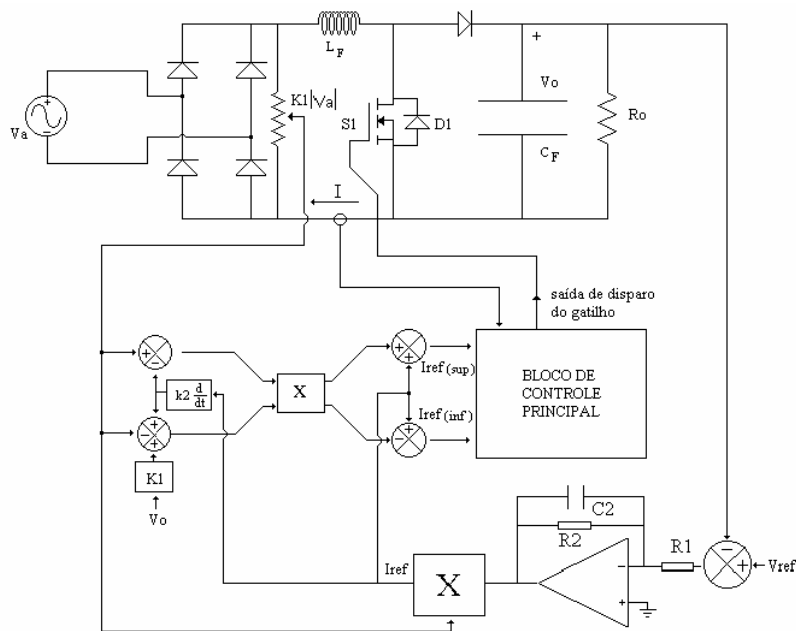


Fig. 3.10 – Diagrama simplificado do controle por histerese aplicado ao conversor Boost monofásico.

O ajuste da frequência de chaveamento é obtido através do ganho K_1 . Este valor é proporcional à raiz quadrada de $(T/2L_fV_o)$ já que, no bloco multiplicador, apresentado neste diagrama, a constante K_1 será elevada ao quadrado. O valor do ganho K_2 deve ser proporcional à indutância de filtro e à própria constante K_1 , para que as relações de proporcionalidade não sejam alteradas. O circuito de controle completo presente neste diagrama visa criar, através de operações analógicas, as correntes de referência mostradas nas equações (3.54) e (3.55).

A corrente de referência é obtida a partir do produto entre a tensão de entrada e o sinal de erro da tensão de saída, após ser submetido a um filtro passa-baixa.

A Fig. 3.11 mostra o circuito correspondente ao bloco de controle principal. Neste diagrama, o retificador de meia onda, constituído pelo amplificador operacional, possui a função de evitar que a corrente de referência da borda inferior se torne negativa. O comparador 3 é utilizado para detectar o momento em que a corrente de referência da borda superior da faixa de histerese se torna menor que o respectivo valor da borda inferior. Nesta condição, a saída deste comparador assumirá nível alto, de modo que o “flip-flop” JK também apresente nível alto na saída secundária, sendo que, consequentemente, a chave S permanecerá fechada.

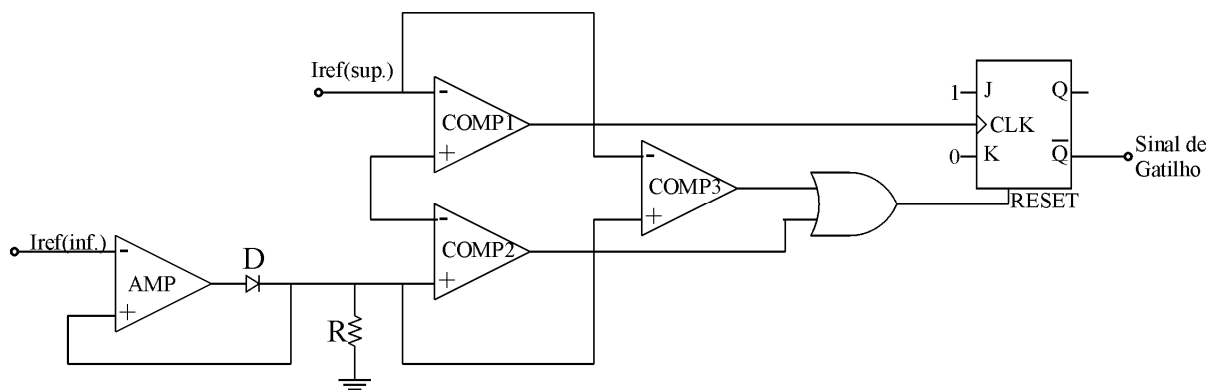


Fig. 3.11 – Circuito correspondente ao bloco de controle principal.

Esta ação de controle é adotada porque, nesta condição, onde ocorre o cruzamento entre as bordas inferior e superior da faixa de histerese, a tensão de entrada do conversor é insuficiente para possibilitar que a corrente do indutor de filtro cresça na mesma proporção que a corrente de referência. Assim, a única opção é manter a chave S fechada até que esta situação se modifique. Os comparadores 1 e 2 possuem a função de manter a corrente do indutor de filtro oscilando dentro da faixa de histerese, tal como no controle da Fig. 3.7, utilizado no conversor em ponte completa.

3.3 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou a técnica de controle da histerese com frequência fixa, a qual pode ser aplicada a conversores que possuem apenas duas etapas de operação. Assim, foi desenvolvida a aplicação da estratégia proposta aos conversores em ponte completa e Boost monofásicos, sendo que o estudo pode ser estendido às demais topologias monofásicas.

Conversores com mais de duas etapas de operação, a exemplo daqueles dotados de circuitos auxiliares para comutação não dissipativa, podem resultar em dificuldades técnicas na implementação do circuito de controle, em função dos atrasos no chaveamento e alterações na tensão do indutor em virtude dos elementos ressonantes

Visto que a técnica proposta possui uma rápida resposta da corrente de entrada em relação a uma rápida variação na corrente de referência, tal como ocorre com o controle por histerese convencional, a resposta dinâmica do controle depende quase exclusivamente dos parâmetros do regulador de tensão utilizado para gerar a corrente de referência. O principal parâmetro do regulador que influencia a velocidade de resposta é a frequência de corte do filtro passa-baixa, que é parte deste regulador.

CAPÍTULO 4

PROJETO E RESULTADOS OBTIDOS POR SIMULAÇÃO DIGITAL E TESTES EXPERIMENTAIS DE CONVERSORES MONOFÁSICOS UTILIZANDO A TÉCNICA DE CONTROLE POR HISTERESE COM FREQUÊNCIA FIXA

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

No Capítulo 3, foi desenvolvida uma técnica de controle para a imposição de uma corrente de entrada senoidal que pode ser aplicada aos conversores monofásicos em geral para se obter um alto fator de potência de entrada com baixa distorção harmônica, denominada controle por histerese com frequência constante.

Com o intuito de validar o procedimento teórico, serão apresentados e discutidos os resultados de simulação dos conversores Boost e em ponte completa monofásicos utilizando a estratégia de controle anteriormente proposta. Também serão mostrados os resultados obtidos a partir da implementação de um protótipo do conversor Boost monofásico, incluindo-se o roteiro de projeto dos estágios de potência e controle.

4.2 - CONVERSOR EM PONTE COMPLETA MONOFÁSICO

O circuito utilizado nas simulações é mostrado na Fig. 3.6. Nos casos analisados, todos os elementos dos estágios de controle e potência são considerados ideais, sendo que os parâmetros da Tabela 4.1 são utilizados nos testes.

Os resultados são obtidos para o conversor em ponte completa monofásico operando com as técnicas por histerese proposta e convencional, estabelecendo-se eventuais comparações entre as mesmas.

Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados na simulação digital do conversor em ponte completa monofásico.

Parâmetro	Especificação
Tensão de entrada eficaz	$V_i=127V_{CA(ef)}$
Tensão de saída	$V_o=250V_{CC}$
Frequência da rede	$f=60Hz$
Frequência de comutação	$f_s=4kHz$
Corrente de carga	$I_{carga}=5,5A$
Indutor de filtro	$L_f=1,6mH$
Capacitor de filtro	$C_f=2000\mu F$

4.2.1 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM PONTE COMPLETA UTILIZANDO O CONTROLE POR HISTERESE PROPOSTO

Como foi explicado no Capítulo 3, é possível alterar as bandas laterais da faixa de histerese para que o chaveamento ocorra com frequência praticamente constante. Na técnica proposta, a faixa de histerese foi criada com base na determinação dos intervalos de tempo Δt_1 e Δt_3

A Fig. 4.1 mostra a forma de onda da corrente de entrada. Para ressaltar o deslocamento de fase da corrente, foi aplicada uma forma de onda senoidal correspondendo ao valor médio da mesma.

A Fig. 4.2 (a) e (b) corresponde ao espectro de frequência da corrente de entrada para esta condição de operação. A distorção harmônica total obtida a partir da Fig. 4.2 (b) é 1,5%.

Entretanto, para a melhor avaliação desta técnica de controle, serão apresentados dois casos adicionais, onde a frequência de chaveamento é 10 kHz e 20kHz.

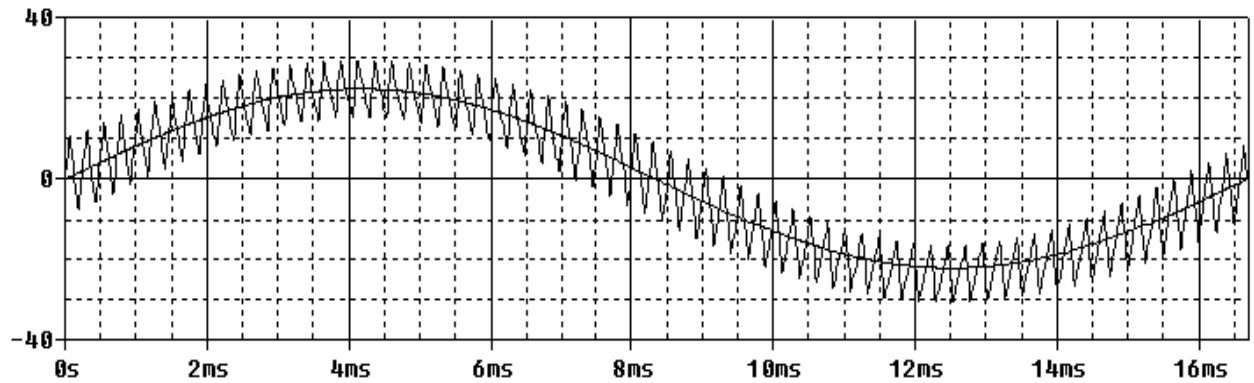
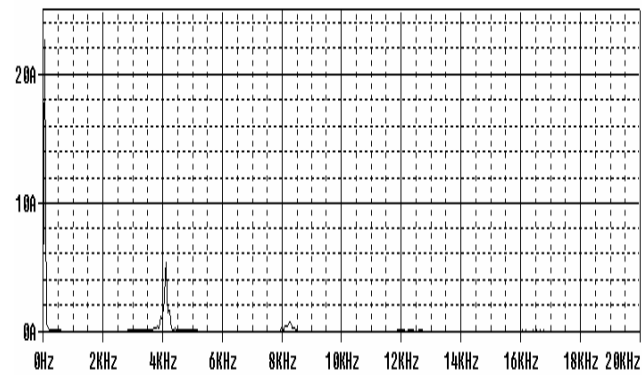
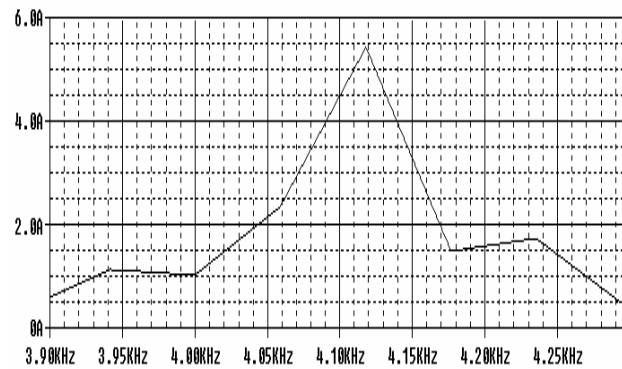


Fig. 4.1 – Forma de onda da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 4kHz.



(a) Amplitude harmônica no domínio da frequência



(b) Ampliação indicando a variação da frequência de chaveamento

Fig. 4.2 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 4kHz.

A Fig. 4.3 ilustra a forma de onda da corrente de entrada onde a frequência de chaveamento é 10kHz. A Fig. 4.4 representa o espectro de frequência da corrente de entrada para esta condição de operação. A taxa de distorção harmônica, calculada para este caso, é 0,94%.

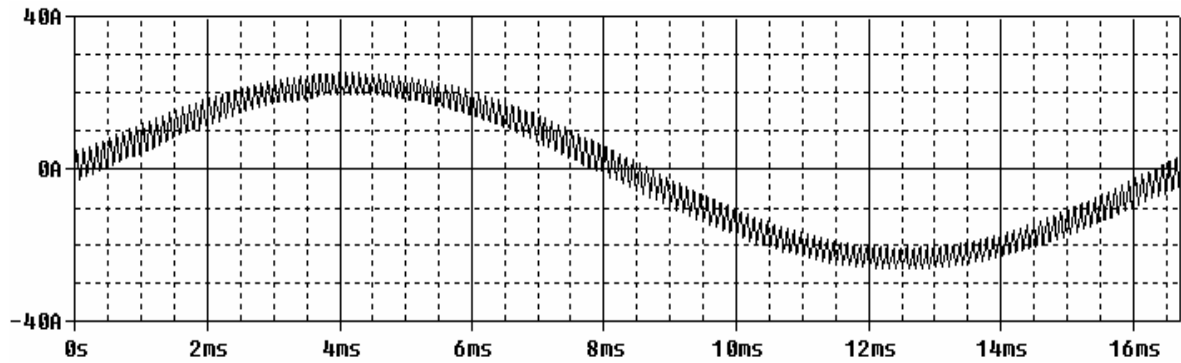
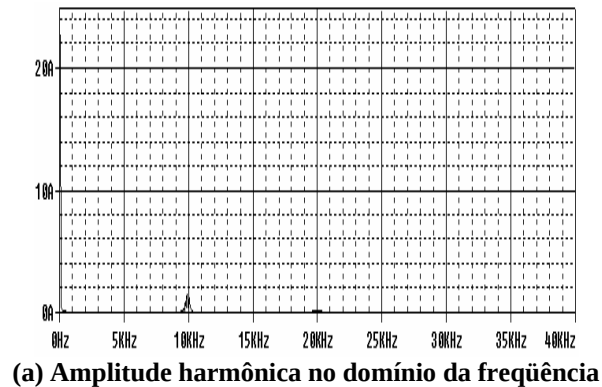
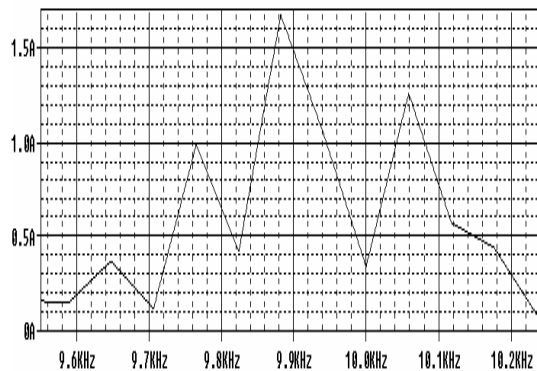


Fig. 4.3 – Forma de onda da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 10kHz.



(a) Amplitude harmônica no domínio da frequência



(b) Ampliação indicando a variação da frequência de chaveamento

Fig. 4.4 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 10kHz.

A Fig. 4.5 ilustra a forma de onda da corrente de entrada onde a frequência de chaveamento é 20kHz. A Fig. 4.6 representa o espectro de frequência da corrente de entrada para esta condição de operação. A taxa de distorção harmônica, calculada para este caso, é 0,53%.

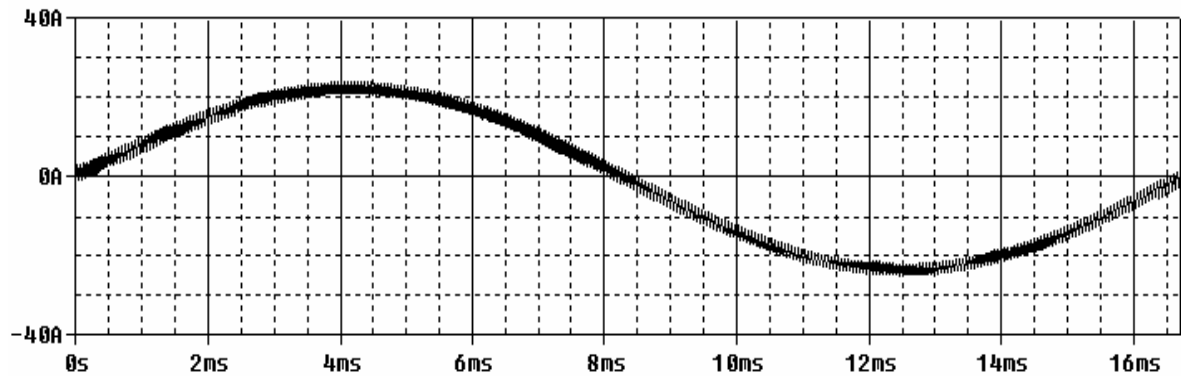
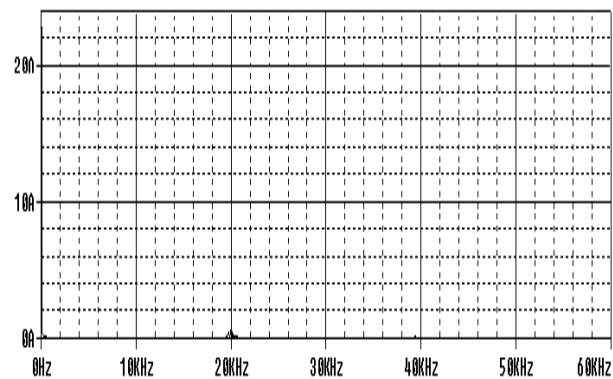
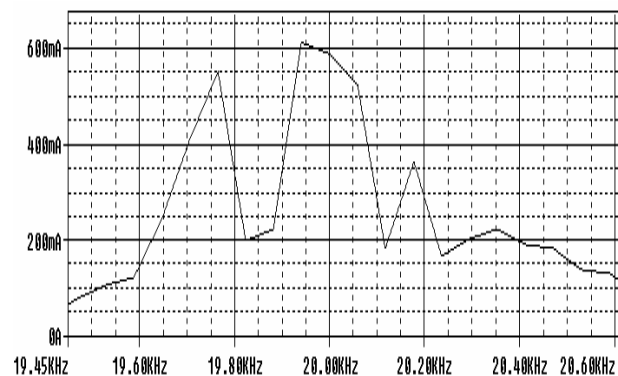


Fig. 4.5 – Forma de onda da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 20kHz.



(a) Amplitude harmônica no domínio da frequência



(b) Ampliação indicando a variação da frequência de chaveamento

Fig. 4.6 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 20kHz.

Com o aumento da frequência de chaveamento, é possível perceber a redução da distorção harmônica total da corrente de entrada em virtude da redução da amplitude da oscilação da componente moduladora.

4.2.2 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM PONTE COMPLETA UTILIZANDO O CONTROLE POR HISTERESE CONVENCIONAL

Como foi mencionado no Capítulo 2, a largura da faixa de histerese é constante no controle por histerese convencional. A Fig. 4.7 mostra a forma de onda da corrente de entrada onde a frequência de chaveamento é 4kHz. A Fig. 4.8 (a) e (b) representa o espectro de frequência da corrente de entrada para esta condição de operação.

Como pode ser observado na Fig. 4.8 (b), a maior parte do espectro de frequência reside na faixa entre 3,6kHz e 5,5kHz. A distorção harmônica, obtida a partir dos dados da Fig. 4.8 (b), é 5,7%. Este valor mais elevado deve-se à baixa frequência de chaveamento, que em certos momentos se situa dentro da faixa de medição da distorção harmônica. Duas outras simulações serão realizadas, com frequências médias de chaveamento de 10kHz e 20kHz, para a melhor avaliação deste controle.

A Fig. 4.9 representa o comportamento da corrente de entrada onde a frequência média de chaveamento é 10kHz. A Fig. 4.10 (a) e (b) mostra o espectro de frequência da corrente de entrada para esta condição de operação.

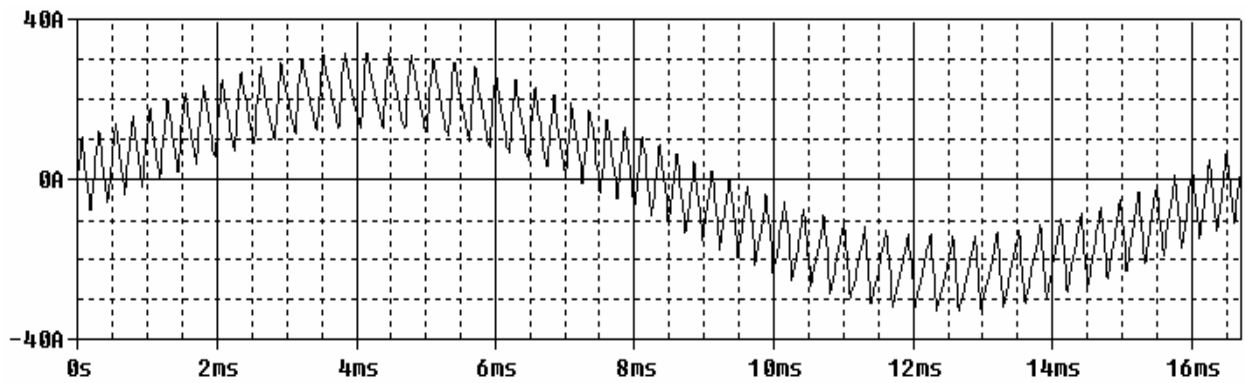
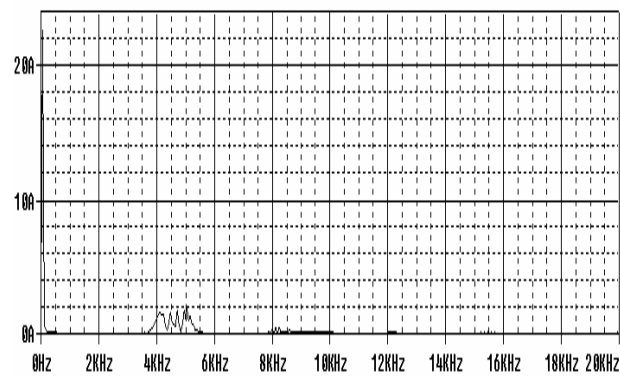
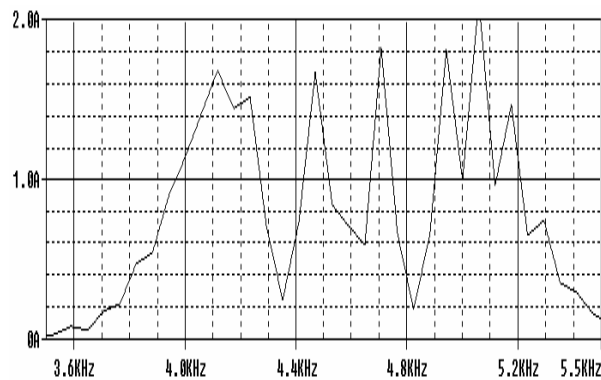


Fig. 4.7 – Forma de onda da corrente de entrada com frequência de chaveamento média de 4kHz.



(a) Amplitude harmônica no domínio da frequência



(b) Ampliação indicando a variação da frequência de chaveamento

Fig. 4.8 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento média de 4kHz.

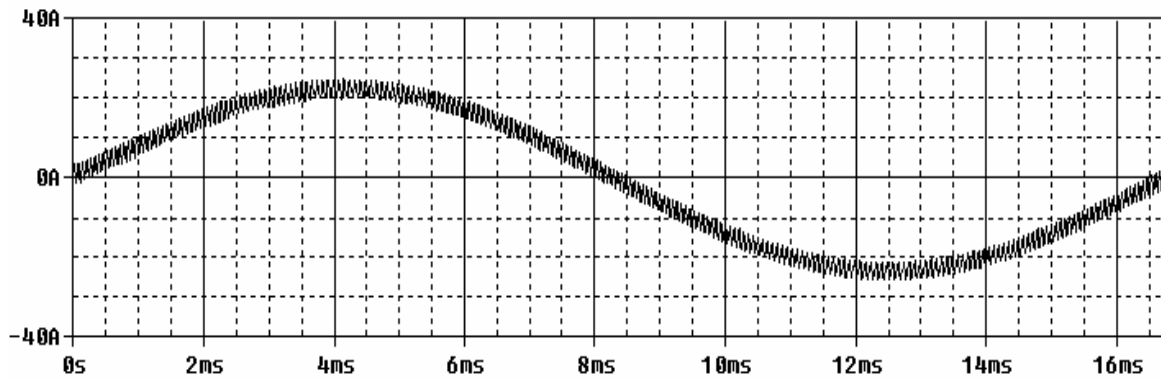


Fig. 4.9 – Forma de onda da corrente de entrada com frequência de chaveamento média de 10kHz.

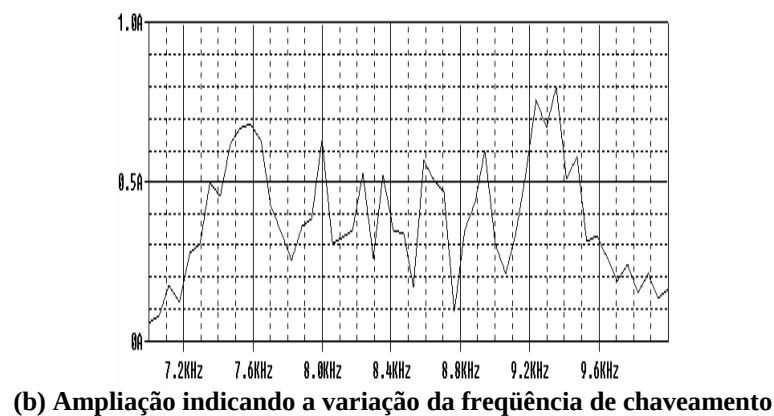
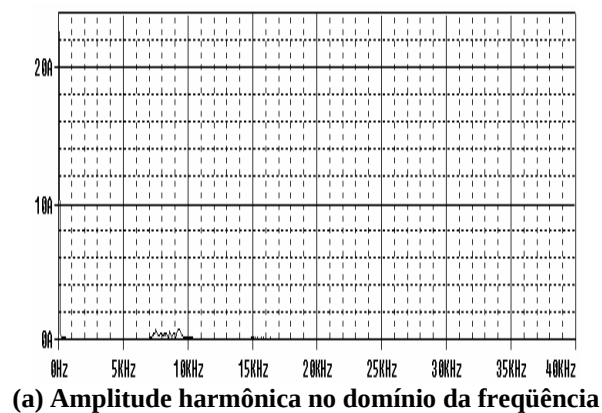


Fig. 4.10 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento média de 10kHz.

A Fig. 4.11 representa o comportamento da corrente de entrada do conversor onde a média de chaveamento é 20kHz. A Fig. 4.12 (a) e (b) mostra o espectro de frequência da corrente de entrada para esta condição de operação.

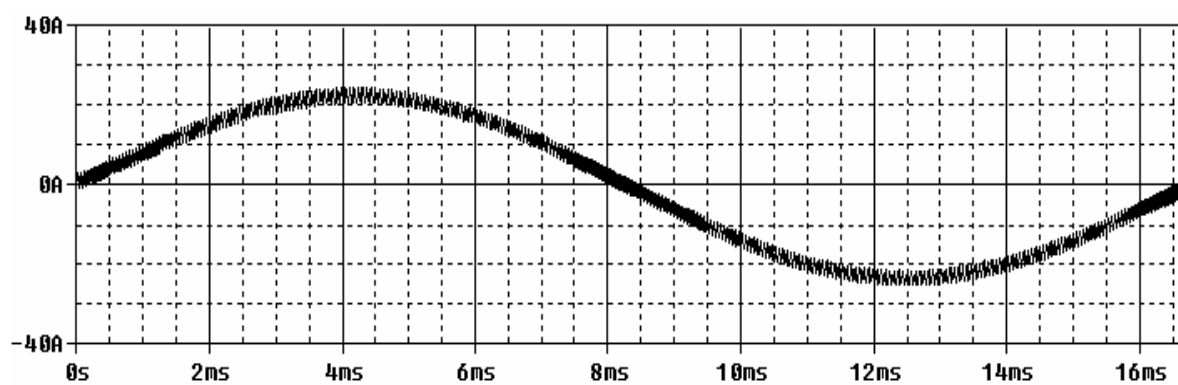
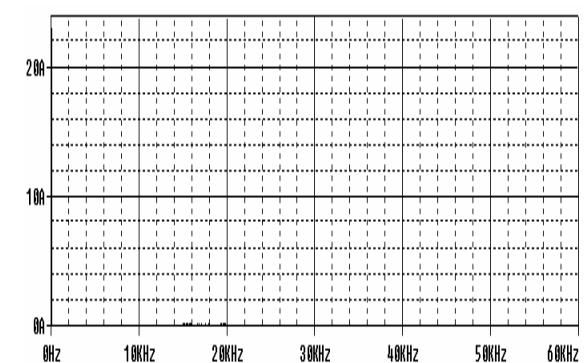
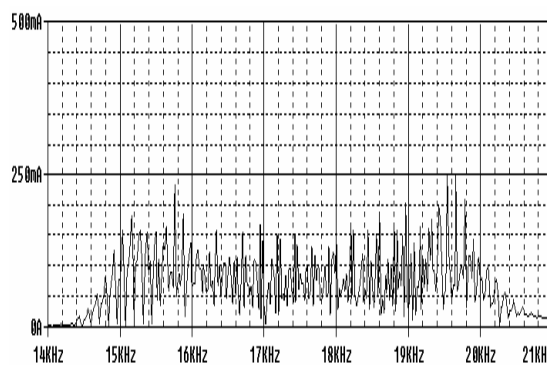


Fig. 4.11 – Forma de onda da corrente de entrada com frequência de chaveamento média de 20kHz.



(a) Amplitude harmônica no domínio da frequência



(b) Ampliação indicando a variação da frequência de chaveamento

Fig. 4.12 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento média de 20kHz.

Por fim, a Tabela 4.2 apresenta um resumo dos resultados obtidos nos itens 4.2.1 e 4.2.2. Devido a uma maior variação da frequência de chaveamento e, conseqüentemente, um maior espalhamento das componentes harmônicas nesta faixa da frequência se comparado ao controle por histerese proposto, as amplitudes harmônicas no gráfico da Fig. 4.12 (a) aparecem menores que os correspondentes resultados observados na Fig. 4.6 (a). Analogamente, o mesmo pode ser verificado entre a Fig. 4.10 (a) e a Fig. 4.4 (a). Isto não significa que todo conteúdo harmônico esteja compreendido dentro desta faixa, pois este se distribui em faixas múltiplas da frequência de chaveamento.

Tabela 4.2 – Resultados obtidos por simulação para o conversor em meia ponte operando com os controles por histerese convencional e proposto.

Frequência de Chaveamento (kHz)	THD (%)		Variação da Frequência (Hz)	
	Histerese Convencional	Histerese Proposta	Histerese Convencional	Histerese Proposta
4	5,7	1,5	1900	400
10	3,1	0,94	2400	500
20	1,67	0,53	5000	1000

4.3 - CONVERSOR BOOST MONOFÁSICO

Este item dedica-se ao projeto dos estágios de potência e controle de um conversor Boost monofásico utilizando a técnica de imposição da corrente de proposta neste trabalho. Com o intuito de validar os procedimentos teóricos, serão mostrados resultados obtidos por simulação digital, apresentando-se os perfis da corrente de entrada, variação da frequência de chaveamento, distorção harmônica e resposta dinâmica. Por fim, são discutidos os resultados obtidos da implementação de um protótipo experimental do conversor.

4.3.1 - PROCEDIMENTO DE PROJETO

4.3.1.1 - ESTÁGIO DE POTÊNCIA

A. Especificações do Conversor

Os dados preliminares para o projeto do conversor mostrado na Fig. 3.8 são descritos na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Especificações de projeto do estágio de potência do conversor Boost monofásico.

Parâmetro	Especificação
Tensão de entrada nominal	$V_a = 127V_{CA(ef)}$
Tensão de entrada mínima	$V_{a(min)} = 100V_{CA(ef)}$
Tensão de entrada máxima	$V_{a(max)} = 140V_{CA(ef)}$
Tensão de saída	$V_o = 250V_{CC}$
Máxima ondulação da tensão de saída total	$\Delta V_{Cf} = 0,01 \cdot V_o$
Máxima variação da corrente do indutor de filtro	$\Delta I_L = 0,2 \cdot I_{L(pico)}$
Frequência da rede	$f = 60Hz$
Frequência de comutação	$f_s = 20kHz$
Potência de saída	$P_o = 500W$

B. Corrente de Carga Média

A corrente média na carga é dada por:

$$I_{o(med)} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{500}{250} = 2A \quad (4.1)$$

C. Determinação do Capacitor de Filtro

O capacitor de filtro deve ser suficientemente grande para manter as ondulações de tensão em seus terminais limitadas a um certo valor estipulado no projeto. De acordo com [17], este parâmetro pode ser obtido por:

$$C_f = \frac{I_{o(med)}}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot \Delta V_{Cf}} = \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 0,01 \cdot 250} = 1061 \mu F \quad (4.2)$$

onde:

$I_{o(med)}$ – corrente média de saída [A];

ΔV_{Cf} – máxima variação da tensão nos terminais do capacitor de filtro dentro de um período de oscilação da rede [V];

C_f – capacitância de saída [F].

D. Determinação do Indutor de Filtro

O indutor de filtro deve ser dimensionado de forma que a máxima variação da corrente no mesmo não exceda o valor especificado no projeto, com o conversor operando em plena carga com a máxima tensão de alimentação prevista no projeto. Este parâmetro corresponde à corrente média ao longo de um período de chaveamento, e não ao longo de um período de oscilação da rede.

A indutância de filtro pode ser obtida a partir das expressões (3.56) e (3.57), utilizadas na determinação da largura da faixa de histerese em função de alguns parâmetros do conversor. Assim, pode-se estabelecer que a máxima variação da corrente do indutor de filtro pode ser calculada por:

$$\Delta I_{L_f} = \frac{T}{V_o L_f} \left(V_0 - V_a + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \left(V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (4.3)$$

Analisando (4.3), conclui-se que o valor máximo assumido ocorre quando a parcela $(V_a - L_f dI_{ref}/dt)$ também é máxima. Considerando que o módulo da tensão de entrada é muito maior que a derivada da corrente de referência multiplicada pela indutância de filtro no ponto onde esta condição é verificada, pode-se aproximar (4.3) por:

$$L_f \cong \frac{T \cdot V_{a(\max)(\text{pico})}}{V_o \cdot \Delta I_{L_f}} \cdot (V_o - V_{a(\max)(\text{pico})}) \quad (4.4)$$

Assim, o máximo valor da corrente do indutor de filtro na potência nominal pode ser obtido através de:

$$I_{L_f(\text{pico})} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{a(\max)}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 500}{140} = 5,05\text{A} \quad (4.5)$$

onde $I_{L_f(\text{pico})}$ é o valor de pico da corrente média no indutor de filtro quando o conversor está operando com a máxima tensão de entrada.

Substituindo-se os dados relevantes em (4.4), obtém-se:

$$L_f \cong \frac{1}{250 \cdot 0,2 \cdot 5,05} \cdot 140 \cdot \sqrt{2} (250 - 140 \cdot \sqrt{2}) = 2,1\text{mH} \quad (4.6)$$

A corrente máxima de pico no indutor pode ser calculada por:

$$I_{L_f(\max)(\text{pico})} = \frac{P_o}{V_{a(\min)(\text{pico})}} + \frac{\Delta I_{L_f}}{2} = \frac{500}{100 \cdot \sqrt{2}} + \frac{0,2 \cdot 5,05}{2} = 4,04\text{A} \quad (4.7)$$

A energia armazenada no indutor de filtro é:

$$E_{L_f} = \frac{1}{2} \cdot L_f \cdot I_{L_f(\max)(\text{pico})}^2 = \frac{1}{2} \cdot 2,1 \cdot 10^{-3} \cdot 4,04^2 = 0,017\text{J} \quad (4.8)$$

O tamanho do núcleo do indutor é obtido pela seguinte expressão [17]:

$$A_p = \left(\frac{2 \cdot E_{L_b} \cdot 10^4}{K_\mu \cdot K_j \cdot B_{\max}} \right)^Z \quad (4.9)$$

onde:

$$Z = \frac{1}{1 - X} \quad (4.10)$$

A referência [17] contém a Tabela 4.4, que caracteriza vários tipos de núcleos.

Tabela 4.4 – Tipos de núcleo.

Núcleo	K_j $20^\circ\text{C} < \Delta T < 60^\circ\text{C}$	X
POTE	$74,78 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,17
EE	$63,35 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,12
X	$56,72 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,14
RM	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
EC	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
PQ	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13

Escolhendo-se um núcleo do tipo EE para $\Delta T \leq 30^\circ\text{C}$, tem-se:

$$K_j = 397 \quad (4.11)$$

$$K_\mu = 0,4 \quad (4.12)$$

$$X = 0,12 \quad (4.13)$$

A densidade de fluxo não pode ser maior que a densidade de saturação do material, que no caso do ferrite é 0,3T. Então, adota-se:

$$B_{max} = 0,3\text{T} \quad (4.14)$$

Substituindo (4.13) em (4.10), chega-se a:

$$Z = \frac{1}{1 - 0,12} = 1,136 \quad (4.15)$$

Substituindo todos os parâmetros relevantes em (4.9), obtém-se:

$$A_p = \left(\frac{2 \cdot 0,017 \cdot 10^4}{0,4 \cdot 397 \cdot 0,3} \right)^{1,136} = 9,32\text{cm}^4 \quad (4.16)$$

Em [17], encontra-se a tabela que apresenta as dimensões de vários tipos de núcleos. Entretanto, a Tabela 4.5 trata resumidamente apenas do tipo EE.

Tabela 4.5 – Dimensões dos núcleos do tipo EE.

Tipo	Dimensões	A_p (cm ⁴)	CEM (cm)	l_e (cm)	A_e (cm ²)	A_s (cm ²)
EE	20/10/5	0,48	3,8	4,29	0,312	28,6
	30/15/7	0,71	5,6	6,69	0,597	34,8
	30/15/14	1,43	6,7	6,69	1,2	43,2
	42/21/15	4,66	9,3	9,7	1,82	89,1
	42/21/20	6,14	10,5	9,7	2,4	97,5
	55/28/21	13,3	11,6	12,3	3,54	150
	65/33/26	57,2	15	14,7	10,6	312

O núcleo a ser utilizado é do tipo EE 55/28/21, que possui as seguintes características:

$$A_p = 13,3\text{cm}^4 \quad (4.17)$$

$$A_e = 3,54\text{cm}^2 \quad (4.18)$$

$$l_e = 12,3\text{cm} \quad (4.19)$$

De acordo com [17], o fator de indutância A_l é dado por:

$$A_l = \frac{A_e^2 \cdot B_{max}^2}{2 \cdot E_{Lb}} = \frac{(13,3 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 0,3^2}{2 \cdot 0,017} = 4,68\mu\text{H}/\text{espira}^2 \quad (4.20)$$

Um núcleo sem entreferro proporcionará um valor elevado de indutância. Deste modo, é aconselhável a utilização de um entreferro de papel, cuja espessura é calculada de acordo com as recomendações apresentadas em [17].

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_0 \cdot A_e} = \frac{4,68 \cdot 10^{-6} \cdot 12,3 \cdot 10^{-2}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54 \cdot 10^{-4}} = 1294,56 \quad (4.21)$$

onde:

μ_e – permeabilidade efetiva do núcleo;

μ_0 – permeabilidade magnética do ar, constante igual a $4\pi \cdot 10^{-7}\text{H/m}$.

O valor do entreferro a ser utilizado é dado por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} = \frac{123}{1294,56} = 0,095\text{mm} \quad (4.22)$$

O número de espiras do indutor é dado por:

$$N_{L_f} = \sqrt{\frac{L_f}{A_t}} = \sqrt{\frac{2,1 \cdot 10^{-3}}{4,68 \cdot 10^{-6}}} \cong 22 \text{ espiras} \quad (4.23)$$

Para determinar a seção transversal dos condutores utilizados no indutor, deve-se primeiramente calcular a densidade de corrente, dada por:

$$J = K_j \cdot A_p^{-X} = 397 \cdot 13,3^{-0,12} = 291,02 \text{ A/cm}^2 \quad (4.24)$$

A área de cobre é dada por:

$$A_{Cu} = \frac{I_{L_f(\text{max})(\text{pico})} / \sqrt{2}}{J} = \frac{4,04 / \sqrt{2}}{291,02} = 0,0098\text{cm}^4 \quad (4.25)$$

Utilizando-se oito fios 16 AWG em paralelo, pode-se obter aproximadamente o valor da área calculada. Assim, o indutor Boost possui as seguintes características:

- Indutância: $L_f=2,1\text{mH}$;
- Núcleo: EE 55/28/21;
- Número de espiras: $N_{L_f}=22$;
- Condutor: oito fios com seção transversal 16 AWG em paralelo.

E. Determinação dos Esforços de Tensão e Corrente nos Dispositivos Semicondutores

- **Diodos Retificadores D_1, D_2, D_3, D_4**

A máxima corrente média nos diodos retificadores é dada por:

$$I_{D(\text{med})} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [I_{L_f(\text{max})(\text{pico})} \sin(\omega t)] dt = \frac{I_{L_f(\text{max})(\text{pico})}}{\pi} = \frac{4,04}{\pi} = 1,28\text{A} \quad (4.26)$$

A corrente eficaz nestes diodos é obtida através de:

$$I_{D(ef)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [I_{Lf(\max)(pico)} \sin(\omega t)]^2 dt} = \frac{I_{Lf(\max)(pico)}}{2} = 2,02A \quad (4.27)$$

A tensão máxima à qual os diodos ficam submetidos é:

$$V_{D(\max)} = \sqrt{2}V_{a(\max)} = \sqrt{2} \cdot 140 = 197,99V \quad (4.28)$$

• Chave S

Para determinar a corrente média e eficaz na chave, é necessário definir o comportamento da razão cíclica ao longo do período de oscilação da rede, o qual pode ser estabelecido de acordo com a teoria do Capítulo 3. Assim, tem-se:

$$D = \frac{1}{V_o} \left(V_o - V_a + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (4.29)$$

A corrente média na chave S pode então ser calculada da seguinte forma:

$$I_{S(\text{med})} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi [D \cdot I_{Lf(\max)(pico)} \cdot \sin(\omega t)] dt \quad (4.30)$$

Substituindo-se (4.29) em (4.30), obtém-se:

$$I_{S1(\text{med})} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left[\left(1 - \frac{|V_a|}{V_o} + \frac{L}{V_o} \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \cdot I_{Lf(\max)(pico)} \cdot \sin(\omega t) \right] dt \quad (4.31)$$

Resolvendo (4.31), chega-se a:

$$I_{S(\text{med})} = \frac{I_{Lf(\max)(pico)}}{\pi} \left(2 - \frac{\pi}{2} \frac{V_{a(\min)(pico)}}{V_o} \right) \quad (4.32)$$

Substituindo os valores correspondentes em (4.32), pode-se calcular o valor da corrente média na chave.

$$I_{S(\text{med})} = \frac{4,04}{\pi} \left(2 - \frac{\pi}{2} \cdot \frac{100 \cdot \sqrt{2}}{250} \right) = 1,43A \quad (4.33)$$

É possível determinar a corrente eficaz da chave S através de (4.34).

$$I_{S(ef)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left[D \cdot I_{L_f(\max)(pico)} \cdot \sin(\omega t) \right]^2 dt} \quad (4.34)$$

Resolvendo (4.34), tem-se:

$$I_{S(\text{med})} = I_{\text{pico}} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \left(\frac{L_f \omega I_{L_f(\max)(pico)}}{V_o} \right)^2 \right) + \frac{3}{8} \left(\left(\frac{V_{a(\min)(pico)}}{V_o} \right)^2 - \left(\frac{L_f \omega I_{L_f(\max)(pico)}}{V_o} \right)^2 \right) - \frac{4}{3\pi} \frac{V_{a(\min)(pico)}}{V_o}} \quad (4.35)$$

Por fim, a corrente eficaz na chave é dada por:

$$I_{S(\text{med})} = 2,53A \quad (4.36)$$

- **Diodo Boost D_b**

Como a soma das correntes na chave S e no diodo D_b é igual à corrente no indutor L_f , o cálculo das correntes média e eficaz no diodo D_b podem ser obtidas conforme é mostrado a seguir.

$$I_{D_b(\text{med})} = I_{L_f(\text{med})} - I_{S(\text{med})} = \frac{I_{L_f(\max)(pico)}}{2} \cdot \frac{V_{a(\min)}}{V_o} \quad (4.37)$$

Substituindo-se os devidos parâmetros em (4.37), chega-se a:

$$I_{D_b(\text{med})} = 1,14A \quad (4.38)$$

A corrente eficaz no diodo D_b pode ser calculada a partir de (4.39).

$$I_{D_b(ef)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left[(1-D) \cdot I_{L_f(\max)(pico)} \cdot \sin(\omega t) \right]^2 dt} \quad (4.39)$$

Resolvendo-se esta equação, obtém-se:

$$I_{D5(ef)} = I_{pico} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{L_f \omega I_{Lf(max)(pico)}}{V_o} \right)^2 + \frac{3}{8} \left(\left(\frac{V_{a(min)(pico)}}{V_o} \right)^2 - \left(\frac{L_f \omega I_{Lf(max)(pico)}}{V_0} \right)^2 \right)} + \frac{4}{3\pi} \frac{V_{a(min)(pico)}}{V_o} \quad (4.40)$$

Por fim, a corrente eficaz no diodo é dada por:

$$I_{Db(ef)} = 2,42A \quad (4.41)$$

4.3.1.2 - ESTÁGIO DE CONTROLE

O diagrama que representa o estágio de controle do conversor Boost monofásico é ilustrado na Fig. 3.10. Neste item, este diagrama será completamente descrito no que se refere às partes que o constituem. Também será demonstrada a expressão utilizada no cálculo da frequência de corte do filtro passa-baixa, a qual, juntamente com outros parâmetros, irá determinar o comportamento da resposta dinâmica do sistema.

Não se pode afirmar que existe uma frequência de corte ideal para o filtro passa-baixa, mas sim que há um comprometimento entre a resposta dinâmica, a taxa de distorção da terceira harmônica da corrente de entrada e a regulação da tensão de saída. Assim, a frequência de corte deste filtro será determinada mantendo-se a terceira harmônica em aproximadamente 0,5% da componente fundamental da corrente de entrada, sendo a máxima variação da tensão de saída aproximadamente igual a 5% de seu valor máximo.

A Fig. 4.13 representa o diagrama do filtro passa-baixa com algumas informações que serão usadas no dimensionamento deste filtro.

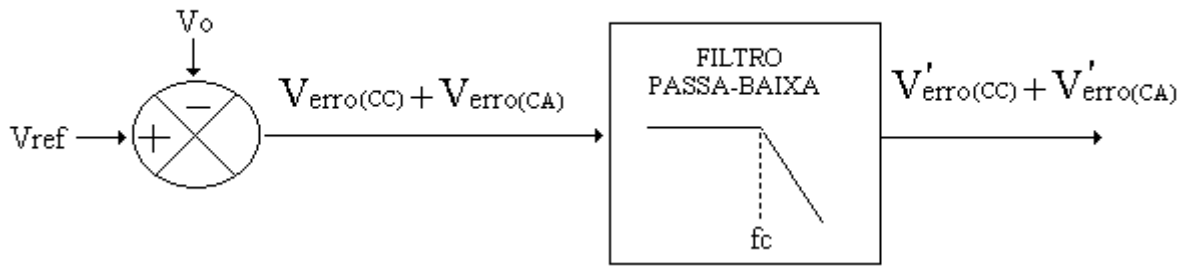


Fig. 4.13 – Diagrama representativo do filtro passa-baixa.

A diferença entre as tensões de saída e de referência pode ser dividida em duas parcelas. A primeira irá representar o erro médio existente entre estes sinais, e a outra irá representar o erro alternado em 120Hz que é parte deste sinal e resulta da oscilação da tensão de saída provocada pelo fluxo variável da potência de entrada.

A tensão de erro médio ($V_{erro(CC)}$), na entrada do filtro passa-baixa, pode ser calculada em função do erro estático.

$$V_{erro(CC)} = \frac{V_o E_{est}}{100} \quad (4.42)$$

onde E_{est} representa o erro médio relativo entre as tensões de saída e de referência.

A tensão $V'_{erro(CC)}$, existente após o filtro passa-baixa, pode ser obtida em função do ganho de tensão do filtro para valores menores que a frequência de corte.

$$V'_{erro(CC)} = A_v V_{erro(CC)} \quad (4.43)$$

onde A_v representa o ganho de tensão do filtro passa-baixa para valores abaixo da frequência de corte do filtro.

A tensão $V_{erro(CA)}$, presente no diagrama da Fig. 4.13, é decorrente da oscilação da tensão do capacitor de saída, e sua variação máxima pode ser calculada por:

$$V_{erro(CA)(max)} = \Delta V_o = \frac{I_{o(med)}}{2\pi 120 C_f} \quad (4.44)$$

O sinal de erro, existente após o filtro passa-baixa, possui uma componente com tensão contínua e outra com tensão alternada na frequência de 120Hz, conforme já foi explicado anteriormente. No estágio seguinte, este sinal é multiplicado por uma amostra da tensão de entrada (60 Hz). O produto da componente contínua da tensão de erro e a amostra da tensão de entrada irá originar um sinal em fase com a tensão de entrada. Entretanto, a componente alternada, cuja frequência é de 120Hz, irá produzir duas componentes harmônicas. Um sinal possuirá a frequência de 180Hz, resultante da soma destas duas frequências (60Hz e 120Hz), e o outro apresentará frequência de 60Hz, resultante da diferença entre estas frequências, de acordo com (4.45).

$$\sin(\omega t) \sin(2\omega t - \alpha) = \frac{1}{2} \left[\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \alpha\right) + \sin\left(3\omega t - \frac{\pi}{2} - \alpha\right) \right] \quad (4.45)$$

Considerando (4.45), pode-se calcular a taxa de distorção da terceira harmônica que aparecerá na corrente de referência, a qual conseqüentemente existirá na corrente de entrada, em função das componentes alternada e contínua da tensão presente na saída do filtro passa-baixa.

$$TD\%_{(3^{\text{a}} \text{ harm})} = \frac{V'_{\text{erro}(CA)}}{2V'_{\text{erro}(CC)}} 100 \quad (4.46)$$

O valor da tensão alternada, presente após o filtro passa-baixa, depende da frequência de corte, isto é:

$$\frac{V'_{\text{erro}(CA)}}{V_{\text{erro}(CA)}} = \frac{A_v f_c}{f_c + j \cdot f_{120\text{Hz}}} \quad (4.47)$$

O módulo deste sinal pode ser calculado por (4.48).

$$\left| \frac{V'_{erro(CA)}}{V_{erro(CA)}} \right| = \frac{A_v f_c}{\sqrt{f_c^2 + 120^2}} \quad (4.48)$$

Substituindo (4.42), (4.43), (4.44) e (4.46) em (4.48) e desenvolvendo, obtém-se:

$$f_c = \frac{240 V_o TD\%_{(3^{a} \text{ harm})} E_{est}}{\sqrt{(10^8 \Delta V_o) - \left(4V_o^2 TD\%_{(3^{a} \text{ harm})}^2 E_{est}^2 \right)}} \quad (4.49)$$

Assim, a expressão (4.49) permite calcular a frequência de corte do filtro passa-baixa de acordo com certos parâmetros anteriormente estabelecidos, obtendo-se $f_c=9,5\text{Hz}$.

A Fig. 4.14 ilustra o diagrama esquemático do filtro passa-baixa utilizado no estágio de controle. Neste circuito, a amostra da tensão de entrada é obtida a partir de um divisor resistivo. A tensão de referência pode ser previamente ajustada para 7V. O resistor variável conectado a R_3 deve ser ajustado para que a tensão de saída seja nula quando a realimentação da mesma possuir valor igual à tensão de referência.

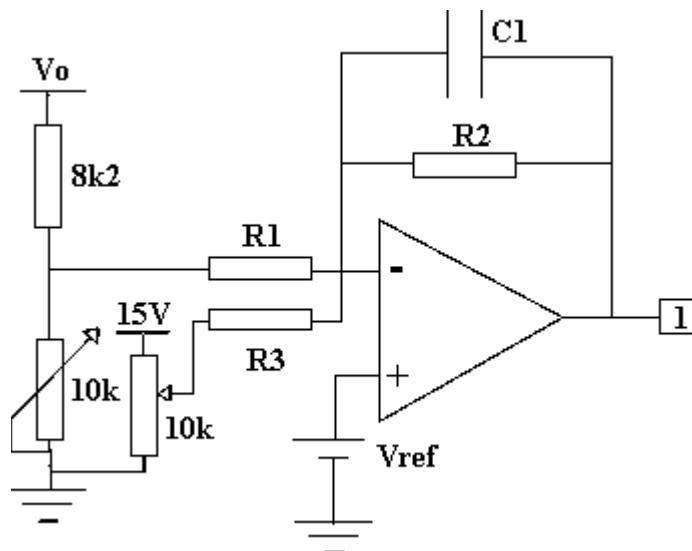


Fig. 4.14 – Implementação do filtro passa-baixa utilizado como regulador da tensão de saída.

A relação entre os resistores R_2 e R_1 determina o ganho A_v do filtro passa-baixa. Escolhendo-se a faixa de variação da tensão de saída do filtro entre 0V e 7V, para os valores

mínimos e máximos de carga, respectivamente, tem-se que o ganho A_v pode ser calculado da seguinte forma:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} = \frac{100}{E_{est}} \quad (4.50)$$

O capacitor C_1 pode ser calculado a partir da frequência de corte do filtro.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_2} \quad (4.51)$$

Após o filtro passa-baixa, a amostra do erro entre as tensões de saída e de referência deve ser multiplicada por uma amostra da tensão de entrada, de forma a se obter a corrente de referência que será usada pelo controle. O ganho do circuito multiplicador pode ser ajustado para que o valor máximo da tensão fornecida pelo mesmo seja 10V. Este valor encontra-se dentro da faixa de operação dos componentes eletrônicos que constituem o controle, sendo que a utilização de uma tensão inferior a 10V poderia aumentar significativamente a relação entre sinal e ruído. Assim, a corrente de referência pode ser obtida a partir de um sensor de efeito Hall, mostrado na Fig. 4.15.

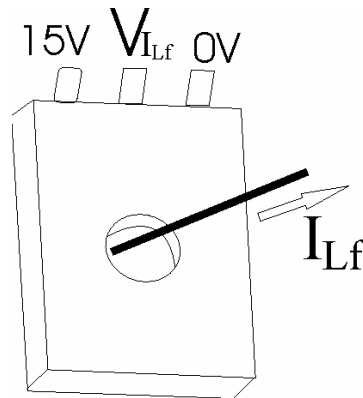


Fig. 4.15 – Sensor de efeito Hall.

A tensão V_{ILf} é proporcional à corrente que circula no indutor de filtro. Devido à relação de transformação do sensor, este valor torna-se 20 vezes menor que a corrente deste indutor.

Para que esta corrente mantenha a mesma proporção que a corrente de referência, o valor máximo da corrente de entrada do conversor deve produzir os mesmos 10V da tensão de referência. Isto significa que esta amostra da tensão deve passar por um circuito amplificador, cujo ganho pode ser calculado por (4.52).

$$G = \frac{200V_a}{\sqrt{2}P_o} \quad (4.52)$$

A Fig. 4.16 representa o circuito utilizado para fornecer este ganho.

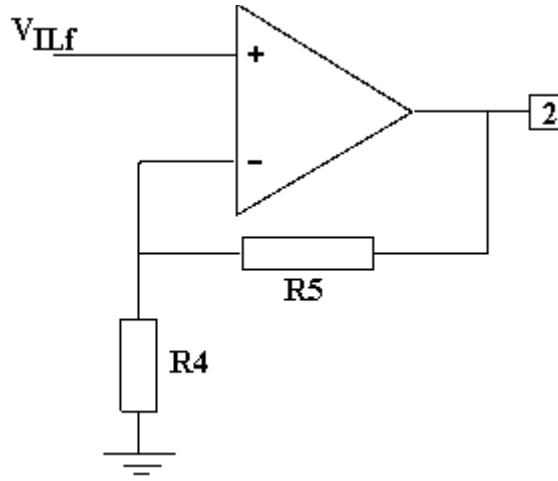


Fig. 4.16 – Circuito utilizado para a obtenção do ganho da tensão do sensor de efeito Hall.

Os resistores R_4 e R_5 podem ser dimensionados de acordo com (4.53)

$$\frac{R_5}{R_4} = \frac{200V_a - \sqrt{2}P_o}{\sqrt{2}P_o} \quad (4.53)$$

A próxima etapa do projeto do circuito de controle consiste em obter as tensões $V_{\Delta t1}$ e $V_{\Delta t3}$, dadas por (4.54) e (4.55), respectivamente.

$$V_{\Delta t1} = K' \left(V_a - L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (4.54)$$

$$V_{\Delta t3} = K' \left(V_o - V_a + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (4.55)$$

onde K' representa uma constante de proporcionalidade.

Como no projeto do conversor foi estabelecido que a corrente de pico de entrada é 5,56A na tensão nominal e que o valor da indutância de filtro é 2,1mH, pode-se demonstrar que a contribuição da derivada da corrente de referência na composição das tensões $V_{\Delta t1}$ e $V_{\Delta t3}$ é apenas 2,4% se comparada à mesma contribuição produzida pela tensão de entrada. Nos testes realizados em simulação, não foram observadas grandes diferenças ao se considerar ou não a derivada da corrente de referência. Por este motivo, na implementação deste controle, não será utilizada a derivada da corrente de referência na obtenção das tensões $V_{\Delta t1}$ e $V_{\Delta t3}$, visto que sua influência é mínima.

O circuito utilizado para a obtenção das tensões $V_{\Delta t1}$ e $V_{\Delta t3}$ é apresentado na Fig. 4.17.

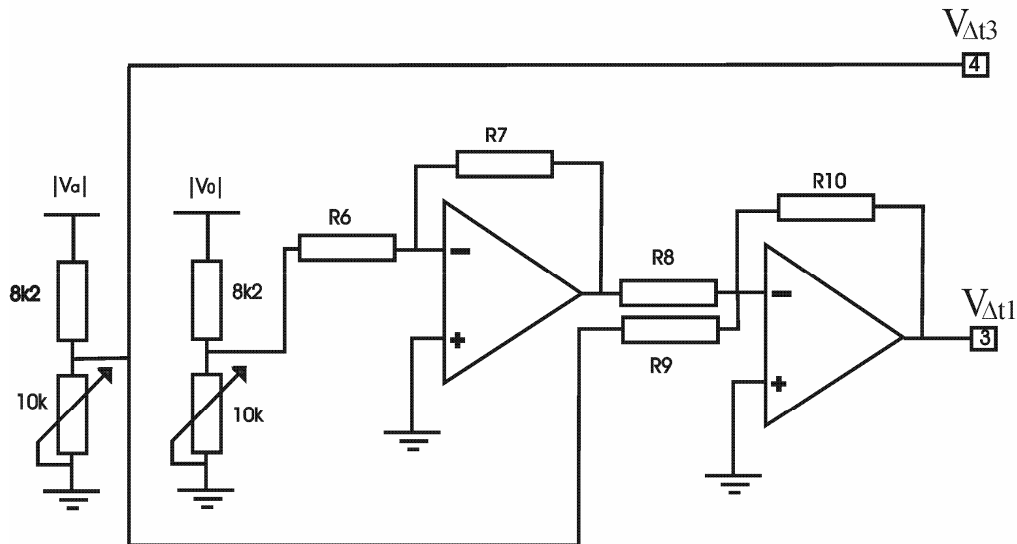


Fig. 4.17 – Circuito utilizado na obtenção das tensões $V_{\Delta t1}$ e $V_{\Delta t3}$.

Os divisores de tensão presentes neste circuito devem ser ajustados de forma a possuírem as mesmas relações de proporcionalidade, sendo que a tensão obtida pelo divisor

da tensão de saída pode ser ajustada para 7V quando $V_o=250V$. Os resistores R_6 , R_7 , R_8 , R_9 e R_{10} devem ser iguais, pois os amplificadores operacionais apenas realizam a subtração entre as tensões de saída e de entrada.

As saídas 3 e 4 deste circuito são então multiplicadas entre si, resultando no valor que posteriormente será adicionado à corrente de referência, gerando a borda superior, e também subtraído da corrente de referência, gerando a borda inferior da faixa de histerese. Estas bordas são aplicadas ao circuito da Fig. 3.11, cujo objetivo é fornecer a lógica de controle de acionamento da chave principal do conversor Boost.

Os dispositivos COMP 1, 2 e 3 são comparadores de tensão. As bordas da faixa de histerese atuam como referências para estes CI's, indicando assim qual deve ser a resposta a cada valor da corrente I_{Lf} . Além disso, antes de ser conectada a COMP 2, a borda inferior da faixa de histerese passa por um retificador de meia onda, de forma que o valor inferior da faixa de histerese não se torne negativo. Devido a esta ação, também é necessário adicionar o circuito comparador COMP 3, que implementa uma ação de reinicilização do “flip-flop” JK sempre que a borda inferior da faixa de histerese, depois de retificada, torna-se maior que a borda superior da faixa de histerese.

A Fig. 4.18 corresponde ao circuito de acionamento da chave principal do conversor Boost monofásico.

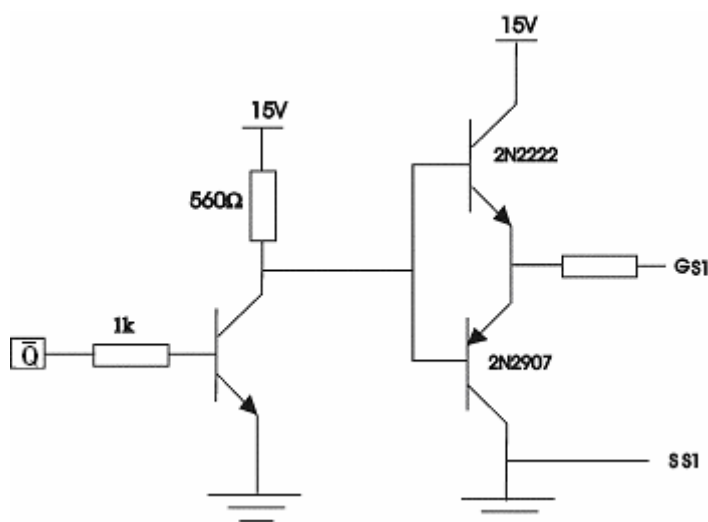


Fig. 4.18 – Circuito de acionamento da chave S.

Este circuito possui como entrada a saída do “flip-flop” JK. A saída alta do mesmo opera com tensão de 5V e corrente máxima de 1,6mA, e o nível baixo é capaz de drenar uma corrente de até 20mA. O primeiro transistor deste circuito, acoplado ao “flip-flop” JK, possui a função de elevar a tensão de acionamento das chaves para 15V. O segundo conjunto de transistores utiliza a configuração “totem-pole”, que é utilizada para fornecer ou drenar uma corrente alta de acordo com o estado de entrada deste transistor. Embora a chave S seja um transistor MOSFET, acionado por tensão e não por corrente, esta possui uma capacitância intrínseca que deve ser carregada e descarregada rapidamente para que sua resposta também seja rápida, o que justifica a escolha desta configuração.

4.3.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DIGITAL

Neste item, serão apresentados alguns resultados de simulações do conversor Boost monofásico com o controle por histerese proposto, que visa manter a frequência de chaveamento praticamente invariável. Neste caso, esta condição não pode ser plenamente realizada em todo o intervalo de oscilação da rede, devido à própria característica do

conversor, que possui uma taxa reduzida de crescimento da corrente na passagem pelo zero da tensão de entrada. Porém, na maioria dos casos em que o indutor de filtro é corretamente dimensionado, as distorções causadas exclusivamente por este problema são mínimas, como se constatará através da análise espectral da corrente de entrada.

O circuito utilizado nas simulações é representado na Fig. 3.10. Nos casos analisados, todos os elementos dos estágios de controle e potência são considerados ideais, sendo que os parâmetros da Tabela 4.6 são utilizados nos testes.

Tabela 4.6 – Parâmetros utilizados na simulação digital do conversor Boost monofásico.

Parâmetro	Especificação
Tensão de entrada eficaz	$V_i=127V_{CA(ef.)}$
Tensão de saída	$V_o=250V_{CC}$
Frequência da rede	$f=60Hz$
Frequência de comutação	$f_s=20kHz$
Corrente de carga	$I_{carga}=5,5A$
Indutor de filtro	$L_f=2,1mH$
Capacitor de filtro	$C_f=1061\mu F$

Na Fig. 4.19, tem-se a forma de onda da corrente no indutor de filtro. A taxa de distorção harmônica, calculada até a quadragésima ordem harmônica, é 2,17%.

A partir da Fig. 4.20 (a) e (b), que fornecem informações sobre o espectro de frequência da corrente de entrada, pode-se efetuar a análise detalhada do comportamento da corrente de entrada.

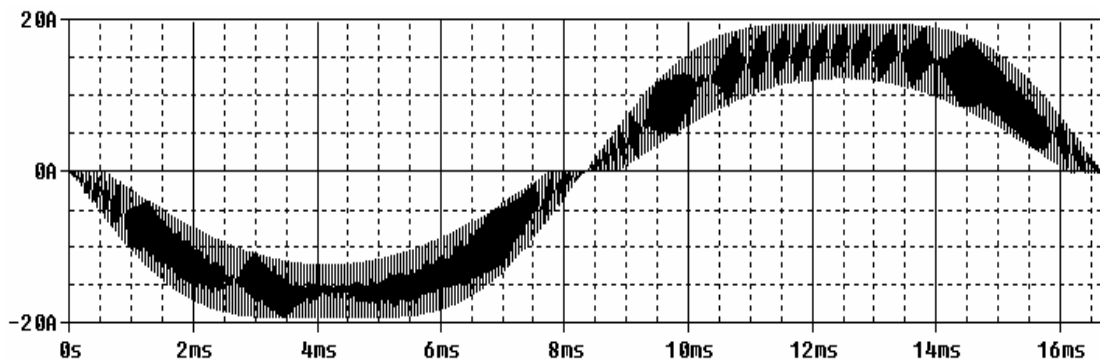
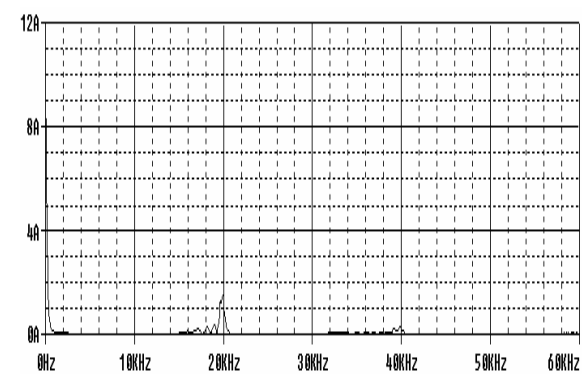
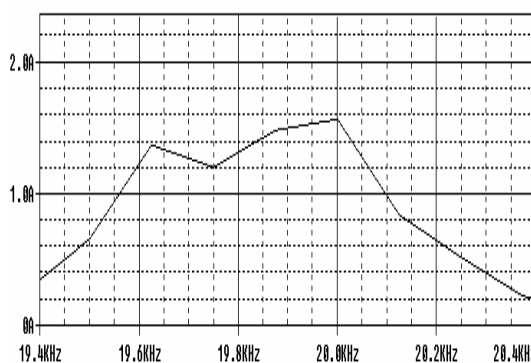


Fig. 4.19 – Corrente no indutor de filtro.



(a) Amplitude harmônica no domínio da frequência



(b) Ampliação indicando a variação da frequência de chaveamento

Fig. 4.20 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 20kHz.

4.3.3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo experimental do conversor Boost monofásico foi implementado, de acordo com os parâmetros anteriormente determinados, e plenamente testado, utilizando-se os mesmos dados da Tabela 4.6. A chave principal utilizada é um MOSFET IRF 740, e o diodo Boost é HFA08TB60.

A Fig. 4.21 mostra a corrente no sensor do conversor Boost operando em plena carga.

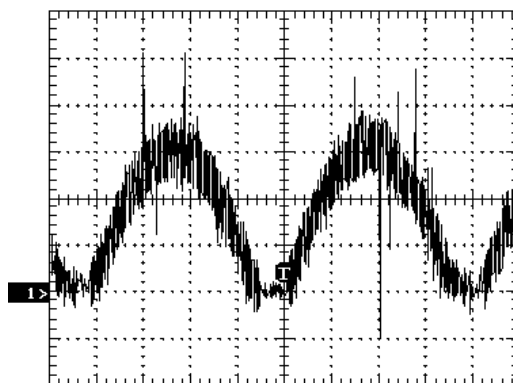


Fig. 4.21 – Sinal obtido no sensor de corrente.
Escala: $I_{\text{sensor}} - 200\text{mA/div.}$; Tempo – 2ms/div.

A Fig. 4.22 ilustra a tensão de alimentação do conversor em fase com a corrente de entrada, evidenciando a correção de fator de potência. Na Fig. 4.23 (a) e (b), tem-se os espectros harmônicos da tensão de alimentação e da corrente de entrada, respectivamente.

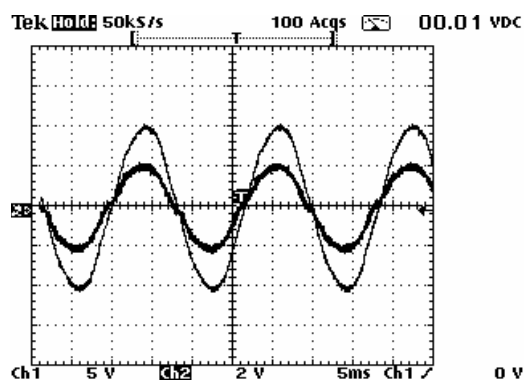
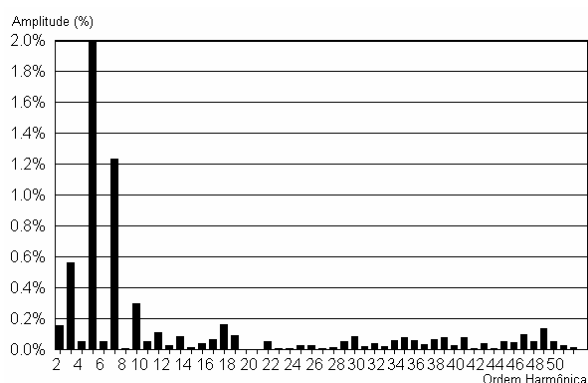
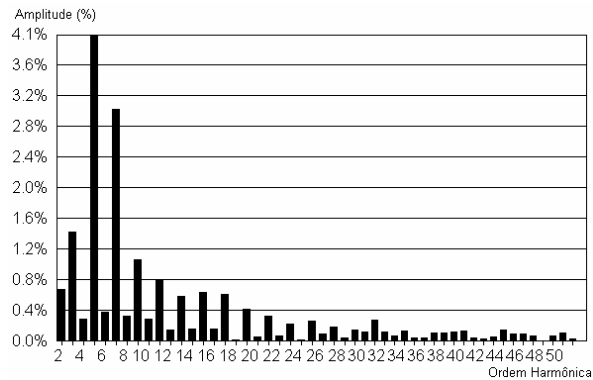


Fig. 4.22 – Tensão e corrente de entrada.
Escala: $V_a - 100\text{V/div.}$; $I_{L_f} - 5\text{A/div.}$; Tempo – 5ms/div.



(a) Tensão de alimentação

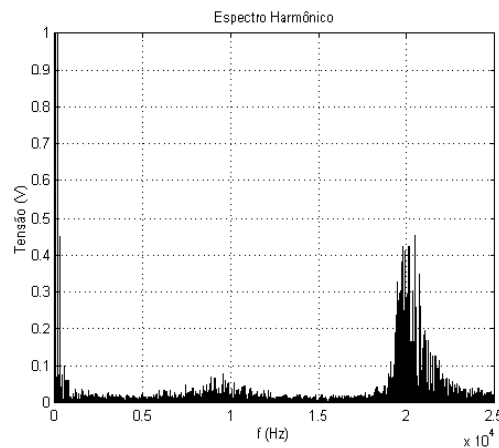


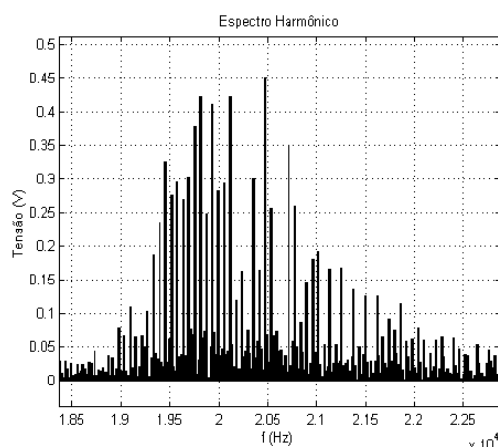
(b) Corrente de entrada

Fig. 4.23 – Espectro harmônico das grandezas de entrada.

A taxa de distorção harmônica total da tensão de alimentação é 2,45%. A quinta harmônica é a componente que possui a maior amplitude do espectro, igual a 2%. A distorção harmônica total da corrente de entrada é 5,74%, sendo que a componente com maior amplitude neste sinal é a quinta harmônica, igual a 4,1%. Assim, pode-se afirmar que a distorção da tensão de alimentação afeta diretamente a corrente de entrada.

A Fig. 4.24 (a) e (b) representa a variação da frequência de chaveamento, onde é possível verificar que esta faixa encontra-se entre 19kHz e 21kHz.

**(a) Amplitude harmônica no domínio da frequência**



(b) Ampliação indicando a variação da frequência de chaveamento

Fig. 4.24 – Espectro de frequência da corrente de entrada com frequência de chaveamento de 20kHz.

4.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram apresentados resultados de simulação demonstrativos do controle por histerese com frequência fixa aplicado aos conversores em ponte completa e Boost monofásicos, além de resultados provenientes da implementação de um protótipo do conversor Boost monofásico. Neste contexto, foi possível confirmar a eficiência do controle no que se refere à obtenção de taxas reduzidas de distorção harmônica e frequência de chaveamento praticamente constante.

Constatou-se que o erro absoluto da frequência de chaveamento tende a se manter praticamente constante com o aumento da mesma quando se utiliza o método proposto, e ainda que a distorção harmônica em baixa frequência diminui com o aumento da frequência de chaveamento.

Visto que este controle possui uma rápida resposta da corrente de entrada em relação a uma rápida variação na corrente de referência, tal como ocorre com o controle por histerese convencional, a resposta dinâmica depende quase exclusivamente dos parâmetros do

regulador de tensão utilizado para gerar a corrente de referência. Assim, o principal parâmetro do regulador que influencia na velocidade de resposta é a frequência de corte do filtro passa-baixa, que é intrinsecamente relacionado ao erro da regulação da tensão de saída e à taxa de distorção harmônica causada pela oscilação da tensão do capacitor de saída.

Os resultados experimentais mostraram-se em conformidade com as análises teóricas realizadas no estudo do controle por histerese com frequência fixa. Algumas diferenças constatadas entre os resultados experimentais e de simulação podem ser facilmente explicadas em função da tensão de alimentação previamente distorcida e da não linearidade do circuito multiplicador usado para obter a corrente de referência, tais como o aumento da distorção harmônica, e a maior variação no espectro de frequência.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO GERAL

O principal objetivo deste trabalho consistiu em propor uma forma de controle para impor uma corrente de entrada senoidal aos conversores CA/CC, reunindo as vantagens do controle por histerese e os benefícios advindos do chaveamento com frequência constante. Embora várias conclusões específicas tenham sido previamente apresentadas ao longo deste trabalho, destaca-se neste momento a importância de uma abordagem geral do estudo desenvolvido, salientando os aspectos relacionados às contribuições oferecidas e à continuidade do mesmo.

No controle por histerese convencional, a corrente de conversor possui distorção harmônica reduzida. Entretanto, como a frequência de chaveamento não é constante, há o inconveniente das componentes harmônicas múltiplas da menor frequência de chaveamento. Logo, quanto menor for a frequência das componentes harmônicas a serem filtradas, torna-se mais difícil filtrá-las usando apenas elementos passivos. Além disso, como os componentes de filtro são normalmente dimensionados para a menor frequência de chaveamento do conversor, reduzir as dimensões destes componentes é uma tarefa complexa, em função da grande diferença existente entre a maior e menor frequência de chaveamento.

Como o controle por largura de pulso opera com frequência de chaveamento constante, as componentes harmônicas são múltiplas da mesma. Assim, dentre as técnicas mencionadas no Capítulo 2, o controle pela corrente média é o mais proeminente do ponto de vista da qualidade do sinal obtido. Porém, como esta forma de controle atua sobre o sinal de erro, um aumento na constante do controlador proporcional com o objetivo de minimizar o erro entre

as correntes do indutor de filtro e de referência tende a aumentar a instabilidade do sistema. Isto ocorre pois, na função de transferência do conversor, o aumento do ganho da malha de realimentação da corrente tende a levar os pólos para a região de instabilidade, tornando o sistema mais sub-amortecido.

A forma de controle proposta neste trabalho é uma combinação das técnicas de controle por histerese e por largura de pulso. O chaveamento com frequência praticamente constante é obtido modificando-se as bandas laterais da faixa de histerese, normalmente consideradas senoidais. Estas são determinadas a partir da relação existente entre o valor da tensão de entrada e a tensão de saída e da derivada da corrente de referência. Com base nestes parâmetros, foi possível estabelecer o comportamento das bandas laterais da faixa de histerese para que o chaveamento ocorra com frequência praticamente constante.

No Capítulo 3, foi realizado o amplo estudo deste controle, que pode ser aplicado a conversores que possuem apenas duas etapas de operação. Duas topologias foram adotadas para a análise, isto é, os conversores em ponte completa e Boost monofásicos. Uma vez que a técnica proposta possui uma rápida resposta da corrente de entrada em relação a uma rápida variação na corrente de referência, tal como ocorre com o controle por histerese convencional, a resposta dinâmica do controle depende quase exclusivamente dos parâmetros do regulador de tensão utilizado para gerar a corrente de referência. O principal parâmetro do regulador que influencia a velocidade de resposta é a frequência de corte do filtro passa-baixa, que é parte deste regulador.

O Capítulo 4 destinou-se à apresentação de resultados de simulação do controle por histerese com frequência fixa aplicado aos conversores em ponte completa e Boost monofásicos, além de resultados provenientes da implementação de um protótipo do

conversor Boost monofásico. Nos testes realizados, foi possível confirmar a eficiência da estratégia proposta no que tange à obtenção de taxas reduzidas de distorção harmônica e frequência de chaveamento praticamente constante. Verificou-se ainda que o erro absoluto mesma tende a se manter praticamente constante com o aumento da mesma, e que a distorção harmônica em baixa frequência diminui com o aumento da frequência de chaveamento. Os resultados experimentais mostraram-se em conformidade com as análises teóricas previamente realizadas. Algumas diferenças constatadas entre os resultados experimentais e de simulação podem ser explicadas em função da tensão de alimentação previamente distorcida e da não linearidade do circuito multiplicador usado para obter a corrente de referência.

Diante do conteúdo exposto, surgem à tona alguns aspectos que ainda podem ser explorados. Neste contexto, são propostos os seguintes tópicos para a continuidade do trabalho:

- Extensão da técnica de controle proposta às demais topologias monofásicas;
- Implementação de um circuito integrado para agregar os blocos constituintes do controle proposto, a exemplo do CI UC3854 da UNITRODE, simplificando-o e tornando-o mais robusto para a utilização em teste experimentais. Além disso, pode-se desenvolver um modelo Spice para a simulação digital de conversores estáticos;
- Proposta de adaptações às técnicas de controle convencionais que impõem corrente de entrada senoidal em conversores CA/CC, de modo a otimizar o desempenho das mesmas e até mesmo agregar novas características desejáveis.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]. ALVARES, M.C.; COELHO, E.A.A.; FREITAS, L.C.; FARIAS, V.J., VIEIRA JR., J.B. “A Buck Boost QRC-ZCS-PWM Converter Operating at High Power Factor”, COBEP '95, pp. 169-173.
- [2]. ANTI, E.; ZHANG, Z.; CUK, S. “Low-Distortion Control of Unity-Power-Factor Converters”, IEEE APEC '99, pp. 301-305.
- [3]. BODE, G.H.; HOLMES, D.G. “Implementation of Three Level Hysteresis Current Control for A Single Phase Voltage Source Inverter”, IEEE APEC '2000, pp. 33-38.
- [4]. BROWN, M. “Practical Switching Power Supply Design”, Motorola Series, New York, Academic Press, Inc., 1990.
- [5]. CHATTOPADHYAY, S.; RAMANARAYANAN, S.; JAYASHANKAR, V. “A Predictive Switching Modulator for Current Mode Control of High Power Factor Boost Rectifier”, IEEE APEC '2000, pp. 371-376.
- [6]. CHRISTIANSEN, R. “Analyzing and Controlling Harmonic Distortion”, Powertechnics Magazine, November 1990, pp. 24-30.
- [7]. CHUNG, H.S.H.; TAM, E.P.W.; HUI, S.Y.R. “Development of A Fuzzy Logic Controller for Boost Rectifier with Active Power Factor Correction”, IEEE IPEC '99, pp. 149-154.
- [8]. DIXON, J.W.; KULKARNI, A.B.; NISHIMOTO, M.; OOI, B.T. “Characteristics of A Controlled Current PWM Rectifier Link”, IEEE IAS Conference Proceeding, 1986, pp. 685-691.

-
- [9]. EISSA, M.; LEEB, S.B.; VERGHESE, G.C.; STANKOVIC, A.M. “A Fast Analog Controller for Unity-Power-Factor AC/DC Converter”, IEEE APEC '94, pp. 551-555.
- [10]. ENJETI, P.N.; MARTINEZ, R. “A High Performance Single Phase AC to DC Rectifier with Input Power Factor Correction”, IEEE APEC '93, pp. 190-195.
- [11]. GEGNER, J.; LEE, C.Q. “Linear Peak Current Mode Control: A Simple Active Power Factor Correction Control Technique for Continuous Conduction Mode”, PESC '96, vol. 1, pp. 196-202.
- [12]. IEEE Std 519-1992, “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, New York, NY: IEEE.
- [13]. IEC 61000-3-2 “Amendments for Equipment with AC Mains Power: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current $\leq 16\text{A}$ per Phase)”, 1995.
- [14]. JUNG, Y.S.; LEE, J.Y.; YOUN, M.J. “A New Small-Signal Modeling of Average Current Mode Control”, IEEE PESC '98, pp. 1118-1124.
- [15]. KLEIN, N. “Power Factor Correction – Incentives, Standards and Techniques”, PCIM, June 1990, pp. 26-31.
- [16]. MACLYMAN, COLONEL W.T.; “Transformer and Inductor Design Handbook”, Ed. Marcel Dekker.
- [17]. MELLO, L.F.P. “Análise e Projeto de Fontes Chaveadas”, 9ª edição, Editora Érica, São Paulo, 2000.

-
- [18]. MERFERT, I. "Analysis and Application of A New Control Method for Continuous-Mode Boost Converters in Power Factor Correction Circuits", IEEE APEC '97, pp. 96-102.
- [19]. MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBIN, W.P. "Power Electronics: Converters, Applications and Design", New York, John Wiley & Sons, 1989.
- [20]. NISHIDA, Y.; MIYASHITA, O.; HANEYOSHI, T.; TOMITA, H.; MAEDA, A. "A Predictive Instantaneous Current PWM Controlled Rectifier with AC-Side Harmonic Current Reduction", Proceedings of IECON '93, vol. 2, Nov. 1993, pp. 1204-1209.
- [21]. PAICE, D.A. "Power Electronic Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power", IEEE Press, 1995.
- [22]. PEREIRA, A.A. "Conversor Forward Auto-Ressonante PWM Operando com Fator de Potência Unitário", Dissertação de Mestrado, UFU, 1995.
- [23]. REDL, R.; ERISMAN, B.P. "Reducing Distortion in Peak-Current-Controlled Boost Power-Factor Correctors", IEEE IPEC '94, pp. 576-583.
- [24]. RIDLEY, R.B. "A New, Continuous-Time Model for Current-Mode Control", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no. 2, 1991, pp. 271-280.
- [25]. ROSETTO, T.; SPIAZZI, G.; TENTI, P. "Control Techniques for Power Factor Correction Converters", PEMC '94, pp. 1301-1318.
- [26]. SILVA JR., E.T. "Análise e Projeto de Compensadores para O Conversor Boost", Dissertação de Mestrado, UFSC, 1994.
- [27]. SILVA JR., E.T.; KASSICK, E.V. "Analysis and Design of Controllers for High Power Factor Boost Converter", COBEP '95, pp. 175-178.

-
- [28]. SOUZA, A.F.; BARBI, I. “Retificadores de Alto Fator de Potência com Comutação Suave e Baixa Perda de Condução”, Revista SOBRAEP, Julho de 1996, vol. 1, pp. 01-10.
- [29]. SUN, J.; BASS, R.M. “Modeling and Practical Design Issues for Average Current Control”, IEEE APEC '99, pp. 980-986.
- [30]. TANG, W.; LEE, F.C.; RIDLEY, R.B. “Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, no. 2, 1993, pp. 112-119.
- [31]. TODD, P.C. “UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design”, UNITRODE Application Note U-134. Disponível em <<http://www-s.ti.com/sc/psheets/slua144/slua144.pdf>>. Acesso em 05/01/2004.
- [32]. TOFFANO JR., R. “Conversor Boost SR-ZVS-ZCS-QRC-PWM Operando com Fator de Potência Unitário Utilizando A Estratégia de Controle “Bang-Bang”. Uberlândia, 1997. Dissertação de Mestrado – UFU.
- [33]. TREVISO, C.H.G. “Conversor Sepic Auto-Ressonante ZVS-ZCS-PWM Isolado com Fator de Potência Unitário”. Uberlândia, 1994. Dissertação de Mestrado – UFU.
- [34]. UNITRODE Linear Integrated Circuits – Data and Applications Handbook, 1990. Merrimack, NH, USA.
- [35]. VILELA, M.S. “Proposta de Uma Técnica de Controle para Correção do Fator de Potência de Entrada dos Conversores CA/CC”. Uberlândia, 2004. Tese de Doutorado – UFU.
- [36]. WILKENSON, B. “Power Factor Correction and IEC 555-2”, Powertechnics Magazine, February 1991, pp. 395-399.

- [37]. WU, R.; DEWAN, S.B.; SLEMON, G.R. "A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-26, no. 2, 1990, pp. 880-885.