

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

**RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO COM CORREÇÃO
DE FATOR DE POTÊNCIA E REGENERAÇÃO DE ENERGIA**

**Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina
para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica**

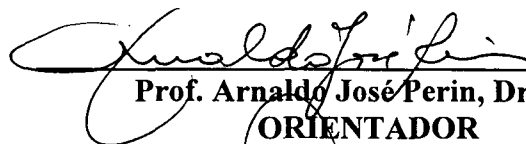
Altamir Ronsani Borges

Florianópolis, 1996.

**RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO COM CORREÇÃO DO FATOR
DE POTÊNCIA E REGENERAÇÃO DE ENERGIA**

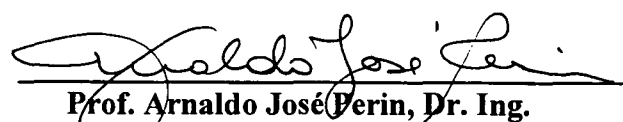
ALTAMIR RONSANI BORGES

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia, especialidade Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo curso de pós-graduação.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
ORIENTADOR

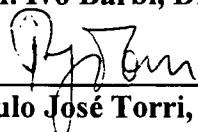

Prof. Adroaldo Raizer, Dr.
COORDENADOR DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELETRICA

BANCA EXAMINADORA:


Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.


Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.


Paulo José Torri, Msc.

AGRADECIMENTOS

A CAPES e a FURB pelo apoio financeiro.

Ao prof. Arnaldo José Perin, meu orientador, pela amizade, incentivo e pelo interesse demonstrado em meu desenvolvimento profissional.

A todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica da FURB - Blumenau, em especial ao professor Eduardo Deschamps, pelo incentivo, apoio e orientação prestados desde o processo de afastamento da universidade até a conclusão do curso.

Aos professores do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), sempre prontos a prestar qualquer tipo de auxílio, seja no campo técnico ou pessoal.

Aos meus colegas de mestrado, com os quais dividi momentos de desânimo, de trabalho e de comemoração.

Aos técnicos do INEP, Pacheco e Coelho, pela dedicação e boa vontade demonstradas em todos os momentos em que precisei de sua ajuda.

A toda minha família, em especial ao meu irmão Maikon, pelo apoio e incentivo ao longo deste dois anos.

A todas as pessoas, em especial à Veronete, que de diversas maneiras contribuíram para a conclusão deste trabalho com êxito.

SUMÁRIO

Simbologia	v
Resumo	viii
Abstract	ix
Introdução	1
CAPÍTULO I: Fundamentos dos Retificadores Trifásicos de Corrente	
1.1 - Introdução	4
1.2 - Acionamento Eletrônico de Máquinas.....	4
1.2.1 - O Conversor CA/CA	5
1.2.2 - O Conversor Indireto de Frequência	6
1.2.3 - Características do Retificador de Corrente.....	6
1.3 - Topologias de Retificadores Trifásicos de Corrente Utilizando Diodos em Ponte.....	9
1.3.1 - Retificador de Corrente Alimentado por Fonte de Corrente e Saída com Fonte de Tensão (Retificador Ideal).....	9
1.3.2 - Retificador de Corrente Alimentado por Fonte de Tensão e saída com Fonte de Tensão	12
1.3.3 - Retificador de Corrente Alimentado por Fonte de Tensão e Saída com Circuito Paralelo RC	15
1.4 - Análise de Desempenho	17
1.5 - Conclusão	22
CAPÍTULO II: Retificador de Corrente e Correção do Fator de Potência	
2.1 - Introdução	24
2.2 - Aplicação do Conversor Boost na Correção	24
do Fator de Potência	29
2.2.1 - Incorporação do Conversor Boost ao Retificador de Entrada	29
2.2.2 - Princípio de Funcionamento	30
2.3 - Conclusão	36
CAPÍTULO III: Retificador de Corrente Monofásico Regenerativo Com Alto Fator de Potência	
3.1 - Introdução	37
3.2 - Análise dos Interruptores.....	37
3.3 - Circuito Monofásico Com Regeneração De Energia.....	38
3.4 - Princípio de Operação.....	39
3.4.1 - Princípio de Funcionamento em Modo Retificador	40

3.4.2- Princípio de Funcionamento em Modo Regenerativo (ou Inversor)	43
3.5 - Conclusão	45
CAPÍTULO IV: Retificador Trifásico de Corrente Com Alto Fator de Potência e Regeneração de Energia	
4.1 - Introdução	46
4.2 - O Circuito do Retificador de Corrente Trifásico	46
4.3 - Análise do Circuito	47
4.3.1. Possibilidades de Condução dos Interruptores	48
4.4 - A Lógica de Comando dos Interruptores	51
4.5 - Etapas de Operação (Modo Retificador)	53
4.5.1 - Etapa 01 ($0 < t < t_{C6}$)	53
4.5.2 - Etapa 02 ($t_{C6} < t < t_{C4}$)	54
4.5.3 - Etapa 03 ($t_{C4} < t < t_{C5}$)	55
4.5.4 - Etapa 04 ($t_{C5} < t < T$)	56
4.6 - Conclusão	56
CAPÍTULO V: Característica de Transferência	
5.1 - Introdução	58
5.2 - Característica de Transferência por Fase	58
5.3 - Conclusão	63
CAPÍTULO VI: Cálculo dos Indutores de Entrada (Boost)	
6.1 - Introdução	64
6.2 - Determinação das Indutâncias de Entrada	64
6.2.1 - A tensão Aplicada ao Indutor na Etapa de Armazenamento de Energia	65
6.2.2 - A Duração da Etapa de Armazenamento de Energia	65
6.2.3 - A Máxima Corrente do Indutor (Corrente de Entrada)	70
6.3 - Equações Para Construção dos Indutores De Entrada (Boost)	70
6.4 - Projeto dos Indutores de Entrada	71
6.5 - Conclusão	73
CAPÍTULO VII: O Controle Por Corrente Média	
7.1 - Introdução	75
7.2 - Conversor Boost Em Condução Contínua (Ccm)	75
7.3 - Princípio de Operação do Controle Por Corrente Média	78
7.4 - O Circuito Integrado UC3854	81
7.5 - O Circuito de Controle Implementado	84

7.6 - Equações de Projeto do Compensador de Corrente	85
7.7 - Projeto do Compensador de Corrente.....	88
7.8 - Equações de Projeto do Compensador de Tensão	90
7.8.1 - Determinação da Máxima Excursão da Saída do Compensador de Tensão (ΔV_C).....	91
7.8.2 - Determinação da Ondulação da Saída do Compensador de Tensão	92
7.8.3 - Determinação do Ganho do Compensador na Freqüência de Ondulação	92
7.8.4 - Escolha da Localização do Polo do Compensador.....	92
7.8.5 - Equações Para o Cálculo dos Componentes do Compensador de Tensão.....	93
7.9 - Projeto do Compensador de Tensão	93
7.10 - Sensor de Tensão	94
7.11 - Projeto do Multiplicador de Tensão	95
7.12 - Resistores dos Sensores de Corrente	97
7.13 - Circuito Gerador de Rampa.....	98
7.14 - Projeto dos Principais Componentes do Gerador de Rampa.....	100
7.15 - Circuito de Comando.....	102
7.16 - Conclusão	103

CAPÍTULO VIII: CÁLCULO TÉRMICO

8.1 - Introdução	104
8.2 - Cálculo da Energia Dissipada	105
8.2.1 - Perda de Energia na Entrada em Condução - W_{on}	105
8.2.2 - Perda de Energia no Bloqueio - W_{off}	106
8.2.3 - Perda de Energia em Regime de Condução - W_{cond}	106
8.3 - Potência Total Média ($P_{TOT(AV)}$)	106
8.4 - Perdas em Regime de Condução do Diodo	106
8.5 - Corrente Média Através dos IGBT's (I_{SM})	107
8.6 - Tempo de Condução Médio (t_{COND})	108
8.7 - Corrente Média Através dos Diodos (I_{DM})	109
8.8 - Cálculo das Perdas nos IGBT's e nos Diodos	110
8.9 - Cálculo da Resistência Térmica do Dissipador	111
8.10 - Cálculo da Temperatura da Cápsula (T_c).....	113
8.11 - Cálculo da Temperatura do Dissipador (T_d).....	114
8.12 - Cálculo da Resistência Térmica do Dissipador (R_{hdta})	114
8.13 - Conclusão	115

CAPÍTULO IX: Resultados de Simulação e Experimentais

9.1 - Introdução	116
------------------------	-----

9.2 - Resultados de Simulação (Operação Como Retificador)	116
9.2.1 - Etapas de Roda-Livre	117
9.2.2 - Tensão e Corrente de Entrada	118
9.2.3 - Correntes de Fase	119
9.2.4 - Tensão em um Interruptor e Corrente de Entrada	119
9.2.5 - Operação do Diodo e do Interruptor do Boost Positivo da Fase V_1	120
9.2.6 - Saída do Compensador de Corrente	121
9.2.7 - Saída do Compensador de Corrente e a Rampa para Geração da Modulação PWM	121
9.2.8 - Geração dos Pulsos de Comando	122
9.2.9 - Tensão de Saída	123
9.3 - Resultados de Simulação (Operação Como Inversor)	124
9.3.1 - Tensão de Saída (V_O) e Tensão de Saída do Compensador de Tensão (V_{OC})	124
9.3.2 - Comportamento da Corrente de Entrada da Fase V_1	125
9.3.3 - Tensão e Corrente da Fase V_1	125
9.3.4 - Correntes de Fase	126
9.4 - Resultados Experimentais (Operação Como Retificador)	127
9.4.1 - Tensão e Corrente das Fases	127
9.4.2 - Análise Harmônica das Tensões de Entrada	129
9.4.3 - Análise Harmônica das Correntes das Fases	130
9.4.4 - Análise do Fator de Potência da Estrutura	131
9.4.5 - Correntes de Fase	132
9.4.6 - Tensão no Interruptor S_4 e Corrente na Fase V_1	132
9.4.7 - Tensão e Corrente de Saída (Barramento DC)	133
9.5 - Resultados Experimentais (Operação Como Inversor Com - Potência De 500 W)	133
9.6 - Operação do Circuito no Acionamento de Uma Máquina de Indução	135
9.6.1 - Tensão e Corrente da Fase V_1	135
9.6.2 - Transitório de Frenagem	136
9.6.3 - Tensão e Corrente na Fase V_1 Durante a Regeneração de Energia	137
9.7 - Conclusão	138
Conclusão Geral	139
Anexo 01	142
Bibliografia	151

SIMBOLOGIA

ΔV_C - Máxima excursão da saída do compensador de tensão

CA - Corrente alternada

CC - Corrente contínua

C_O - Capacitor de filtro da saída

$\cos\phi$ - Fator de deslocamento

\hat{d} - Perturbação na razão cíclica

D - Razão cíclica (t_C/T)

D_{IN} - Razão cíclica efetiva do comando do interruptor N

E - Tensão de entrada do conversor Boost CC/CC

f_C - Frequência de comutação

f_P - Frequência do polo

FP - Fator de potência

f_R - Frequência da rede (60 Hz)

f_Z - Frequência do zero

G_{COMP} - Ganho do compensador de tensão

G_{SI} - Ganho do sensor de corrente

G_{SV} - Ganho do sensor de tensão

\hat{i} - Perturbação na corrente de entrada

I_{CARGA} - Corrente de carga do capacitor do gerador de rampa

I_{DM} - Corrente média que circula pelo diodo

I_{DRMS} - Corrente eficaz que circula pelo diodo

I_{ESCALA} - Corrente de fundo de escala do sensor de corrente

I_L - Corrente no indutor

- I_N - Corrente da fase N, onde $N = 1...3$
- I_m - Corrente mínima
- I_M - Corrente máxima
- I_{OIMAX} - Máxima corrente de saída do sensor de corrente
- I_{OI} - Corrente de saída do sensor de corrente
- I_{OV} - Corrente de saída do sensor de tensão
- I_{REFp} - Pico do sinal de referência de corrente
- I_{SM} - Corrente média no interruptor
- P_{DN} - Potência dissipada no diodo N
- P_{SN} - Potência dissipada no interruptor N
- $P_{TOT(AV)}$ - Potência média dissipada no interruptor
- r_f - resistência do diodo diretamente polarizado;
- R_{OV} - Resistor ligado a saída do sensor de tensão
- R_{OI} - Resistor ligado a saída do sensor de corrente
- R_{thjc} - Resistência térmica entre a junção e a capsula
- R_{thcd} - Resistência térmica entre a capsula e o dissipador
- R_{thda} - Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente
- R_V - Resistor em série com o sensor de tensão
- s - Escorregamento
- t_{AN} - Intervalo de tempo em que o interruptor N não está comandado, onde $N = 1...6$
- t_{CIN} - Duração efetiva do comando do interruptor N
- t_{CN} - Intervalo de tempo em que o interruptor N está comandado, onde $N = 1...6$
- t_{COND} - Tempo médio de condução do interruptor dentro de um ciclo de rede
- T - Período de comutação
- T_a - Temperatura ambiente

T_c - Temperatura da capsula

T_{CM} - Tempo médio de duração do comando em um período de comutação

T_d - Temperatura do dissipador

TDH - Taxa de distorção harmônica

T_I - Período de ativação efetiva dos interruptores

T_j - Temperatura da junção

T_R - Período da rede

V_C - Tensão do capacitor do gerador de rampa

V_{COND} - Tensão entre anodo e catodo com o diodo em condução;

V_{IN} - Tensão de entrada

$v_N(t)$ - Equação da tensão da fase N, onde $N = 1...3$

V_N - Tensão da fase N, onde $N = 1...3$

V_O - Tensão no barramento CC de saída

V_{OM} - Tensão de saída do multiplicador

V_{OND} - Tensão de ondulação no barramento CC

V_{ONDC} - Ondulação de tensão na saída do compensador de tensão

V_P - Valor de pico da tensão de fase

V_X, V_Y - Tensões de entrada do multiplicador

W_{cond} - Energia dissipada durante a condução do interruptor

W_{off} - Energia dissipada no desligamento do interruptor

W_{on} - Energia dissipada na ligação do interruptor

ω_m - Velocidade do rotor

ω_s - Velocidade síncrona

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo teórico e o projeto de um retificador de corrente trifásico para utilização em conversores indiretos de frequência aplicados no acionamento de máquinas CA. O circuito proposto possui duas características importantes: elevado fator de potência, obtido através do controle por corrente média instantânea, e a possibilidade de realizar regeneração à rede da energia gerada durante o processo de frenagem da máquina. Estas duas características tornam este circuito bastante interessante para aplicações industriais tendo em vista a crescente necessidade de otimização da utilização da energia elétrica na busca da redução de custos de produção. São apresentadas as etapas de operação, as equações de projeto e os principais resultados obtidos por simulação. Também são apresentados os resultados obtidos com um protótipo de 1000 W montado em laboratório.

ABSTRACT

This work presents the theoretical study and design of a three-phase current source rectifier to be employed in an indirect frequency changer for AC drives. The proposed circuit has two main characteristics: high power factor, obtained by the use of an average current control, and the possibility of regenerating the energy to the AC mains during the braking process. These two characteristics make this circuit suitable for industrial applications, considering the growing need for an optimization of the electric energy use in search of reduced production costs. The operating steps, design procedure and simulation results, as well as the experimental results obtained with an 1000 W laboratory prototype, are presented.

INTRODUÇÃO

Vivemos hoje um momento onde se dispendem muitos esforços e grande volume de recursos na busca de novas fontes energéticas, bem como na conservação daquelas já existentes. A principal razão para esta busca é a elevação do consumo de energia, tanto devido ao desenvolvimento industrial, que tem no abastecimento de energia seu ponto vital, tanto pelo aumento do consumo doméstico.

Este crescente aumento de demanda, bem como o desenvolvimento e implementação da tecnologia envolvida em sua geração e distribuição são fatores de grande importância num dos grandes problemas verificados tanto nos países desenvolvidos como em países em desenvolvimento, como no caso do Brasil que é o custo da energia.

Dentro da indústria a influência do custo da energia é muito fácil de ser verificada, uma vez que os modernos processos industriais tem como característica fundamental a dependência, de forma parcial ou total, do fornecimento de energia, principalmente sob forma de eletricidade.

A indústria brasileira vem passando por um momento muito delicado: a abertura do mercado interno aos produtos importados e a necessidade de colocar os produtos nacionais no mercado externo. A sobrevivência e o crescimento da nossa indústria frente a estes dois desafios passa obrigatoriamente pela busca da otimização dos meios de produção em busca da redução dos custos para tornar nosso produto competitivo tanto aqui como fora do país.

Esta otimização envolve, além da aplicação de modernos conceitos de organização e controle da produção, a busca de formas de se reduzir um dos grandes responsáveis pela elevação dos custos de produção: o desperdício, seja ele de matéria prima ou de qualquer recurso envolvido no processo de produção.

O que hoje se observa é uma crescente e irreversível automatização dos processos industriais, que vem elevando os níveis de produção e trazendo consigo uma grande redução de custos. Analisando-se um pouco mais detalhadamente a tecnologia utilizada na automatização, constata-se a crescente utilização de máquinas acionadas eletronicamente e controladas por computadores, da mais complexa até a mais simples linha de produção.

Na grande maioria dos casos, estas máquinas são motores, de grande ou pequeno porte, que passam a realizar tarefas como tracionar, empurrar, posicionar, etc; com maior rapidez e precisão que o homem. Estas máquinas cada vez mais estão sendo acionadas por conversores indiretos de frequência, que permitem o controle da velocidade. Conseqüentemente, verifica-se uma crescente no consumo de energia elétrica.

Em função disto, passa a ser cada vez mais necessária a otimização da utilização da energia elétrica na indústria. Os primeiros passos nesta direção já foram tomados sob forma de lei, elevando o antigo fator de potência permitido de 0.8 para 0.92 e brevemente para 0.95. Esta medida beneficia o sistema de geração e distribuição, mas também acaba por provocar uma elevação indireta do custo da energia uma vez que, pela característica dos equipamentos utilizados, adaptados a legislação anterior, uma série de investimentos são necessários para adequa-los à nova realidade.

O objetivo deste trabalho é justamente estudar uma medida que, em função dos processos existentes dentro da indústria, pode influenciar significativamente nos custos de produção: a regeneração da energia de máquinas acionadas eletronicamente. Esta proposta procura mostrar que é vantajoso realizar um maior investimento na produção de inversores que utilizem a tecnologia aqui descrita, em função dos futuros benefícios que o comprador deste equipamento terá a médio e longo prazo, em termos de economia de energia e conseqüente redução de custos em seu produto.

Surge ainda como uma vantagem adicional o fato de que o circuito proposto apresenta como característica o fator de potência unitário, que reduzirá os investimentos necessários para realizar a correção do fator de potência da indústria como um todo.

Tendo em vista que as máquinas de corrente alternada vem sendo cada vez mais utilizadas em função de seu baixo custo e maior robustez frente às máquinas de corrente contínua, este estudo está voltado para o acionamento de máquinas CA.

O desenvolvimento deste estudo está constituído de três grandes blocos: o primeiro deles é a identificação das deficiências deste tipo de circuito perante estas novas exigências de otimização do consumo e melhoria da qualidade da energia. Isto será feito através da análise detalhada de diversas topologias de retificadores trifásicos.

O próximo passo é a apresentação das diversas alternativas que podem ser adotadas para a adequação do circuito às necessidades presentes. Isto será feito a partir do estudo de alternativas tecnológicas para a elevação do fator de potência e para o reaproveitamento da energia produzida em processos que envolvem o acionamento eletrônico de máquinas. Estes estudos terão como base o retificador monofásico e os conversores utilizados na correção ativa do fator de potência, e tem como objetivo a aplicação de diversos conceitos na busca de soluções.

A última etapa e talvez a mais importante, se refere a aplicação no retificador trifásico dos conceitos desenvolvidos na etapa anterior. Será definido o circuito a ser utilizado, o tipo de interruptor, etapas de operação, característica de transferência, etc. Além disto se desenvolverá um roteiro que permitirá a realização do projeto deste circuito de forma rápida e simples. Por fim serão apresentados os resultados de simulação e os resultados obtidos junto ao protótipo montado em laboratório.

CAPÍTULO I

FUNDAMENTOS DOS RETIFICADORES TRIFÁSICOS DE CORRENTE

1.1 - INTRODUÇÃO

Inicialmente será realizado um breve estudo a respeito da área da eletrônica de potência onde os retificadores de corrente se fazem bastante presentes: o acionamento eletrônico de máquinas. Nesta etapa serão definidas quais as características fundamentais para que um circuito retificador tenha um bom desempenho frente às exigências impostas pelo mercado.

Em uma outra etapa será realizado um estudo do retificador trifásico de corrente básico utilizando diodos em ponte, de forma progressiva, para que fiquem bastante claras sua forma de operação e suas deficiências frente as características definidas como ideais. Esta identificação dos pontos onde o circuito deve ser melhorado é o passo fundamental para a continuidade do estudo rumo a uma topologia com melhores características e conseqüentemente melhor desempenho.

1.2 - ACIONAMENTO ELETRÔNICO DE MÁQUINAS

Assim como as máquinas se dividem basicamente em máquinas de corrente alternada (CA) e de corrente contínua (CC), os acionamentos eletrônicos também apresentam esta divisão. Considerando o acionamento a partir da rede de alimentação comercial, tem-se:

- Conversores CA/CC - para acionamento de máquinas de corrente contínua;
- Conversores CA/CA - para acionamento de máquinas de corrente alternada.

Embora exista aplicação dos retificadores de corrente em ambos os conversores, este estudo está voltado para a análise do comportamento e determinação das características necessárias para a operação do retificador de corrente dentro dos

conversores utilizados para o acionamento de máquinas de corrente alternada. Esta escolha tem como uma das principais razões o grande crescimento verificado na aplicação industrial de máquinas de corrente alternada acionadas com conversores estáticos, fruto, entre outros fatores, do surgimento de novas tecnologias de fabricação de semicondutores de potência, que vieram a simplificar e baratear este tipo de acionamento.

1.2.1 - O Conversor CA/CA

Como a quase totalidade das aplicações de acionamento eletrônico de máquinas envolve o controle de velocidade, o conversor CA/CA tem como função primordial realizar este controle.

Em uma máquina de corrente contínua isto seria realizado basicamente variando-se a tensão aplicada à máquina. Já em uma máquina de corrente alternada este controle é feito, por exemplo, pela variação de sua frequência da alimentação, ou seja, o conversor CA/CA, como o nome sugere, converte os 60 Hz da rede comercial em outra frequência que é função da velocidade desejada. Em motores de indução, para que se consiga variar a velocidade mantendo o torque elevado, é necessário variar também a tensão aplicada em suas fases.

Este processo de conversão de frequências tem fundamentalmente duas maneiras de ser realizado:

- Conversão direta de frequência;
- Conversão indireta de frequência.

O Conversor Direto de Frequência não utiliza nenhum estágio intermediário para realizar a conversão, enquanto que o Conversor Indireto de Frequência utiliza um estágio CC intermediário, obtido através da retificação e da filtragem da tensão de entrada do conversor. Este estágio CC é ligado então a um inversor, que fornecerá na saída a frequência e tensão desejada.

O diagrama da Fig. 1.01 apresenta os blocos principais do Conversor Indireto de Frequência:

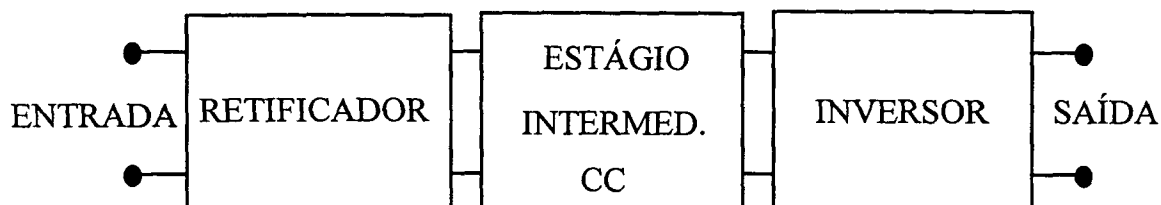


Fig. 1.01 - Diagrama de blocos do conversor indireto de frequência.

1.2.2 - O Conversor Indireto de Frequência

Devido a maior utilização do Conversor Indireto de Frequência pela indústria, este tipo de conversor será analisado mais detidamente, determinando-se os vários tipos de Conversor Indireto de Frequência e a aplicação do retificador de corrente neste tipo de conversor.

Os diagramas de blocos da Fig. 1.02 apresentam as várias configurações dos Conversores Indiretos de Frequência, onde é importante observar que todos os conversores que estão representados por blocos (seja retificador ou inversor) respeitam o seguinte: se a entrada do bloco é do tipo fonte de tensão, a saída obrigatoriamente será do tipo fonte de corrente e vice versa, onde o capacitor atribui o efeito fonte de tensão e o indutor o efeito fonte de corrente.

Pode-se observar que o retificador de corrente aparece nas duas últimas estruturas. Dentre estas, a mais utilizada é o conversor tipo I-I (Fig. 1.02(d)), tendo em vista principalmente a simplicidade de comando, uma vez que o retificador de corrente que compõe a estrutura pode ser controlado pela mesma lei de comando utilizada no inversor de tensão, o que permite utilizar no retificador a mesma modulação PWM senoidal empregada no inversor, já amplamente dominada. Além disto deve-se acrescentar que o retificador de corrente utiliza o mesmo interruptor do inversor de tensão (bidirecional em corrente e unidirecional em tensão, conforme será detalhadamente estudado posteriormente), composto de um transistor e um diodo em

antiparalelo, que é uma associação de componentes de fácil obtenção no mercado. Assim sendo, este será o tipo de conversor adotado no restante deste estudo.

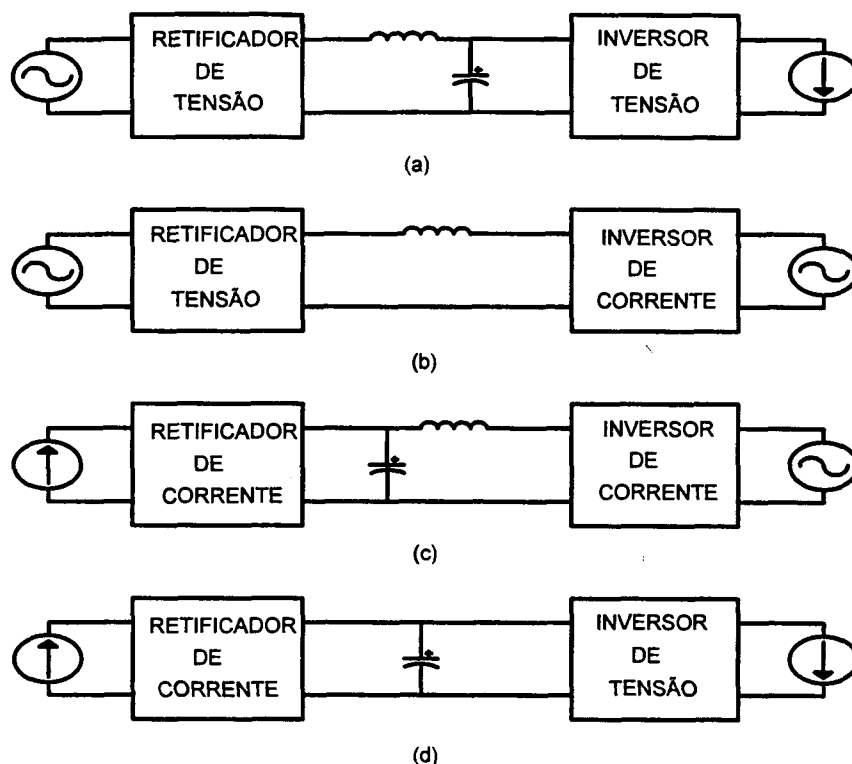


Fig. 1.02 - Diferentes estruturas dos Conversores Indiretos de Freqüência: (a) Tipo tensão - corrente (V-I), (b) Tipo tensão - tensão (V-V), (c) Tipo corrente - tensão (I-V), (d) Tipo corrente - corrente (I-I).

1.2.3 - Características do Retificador de Corrente

O retificador de corrente a ser utilizado no conversor de freqüência indireto tipo I-I deve possuir duas importantes características: alto fator de potência na entrada e capacidade de regeneração de energia.

Quanto ao fator de potência elevado, esta é uma exigência cada vez mais presente nas especificações de equipamentos que envolvem eletrônica de potência, tendo em vista principalmente um aspecto: o baixo fator de potência significa má utilização da energia, que mais tarde reverterá em elevação de custos, seja por aumento do consumo, seja por necessidade de investimentos em equipamentos de correção.

Para a análise da regeneração de energia será adotado como exemplo o acionamento de uma máquina de indução.

Inicialmente, em funcionamento normal como motor, tem-se o fluxo de potência no sentido retificador→inversor. Nesta condição tem-se que o escorregamento (s) é positivo, uma vez que a velocidade do rotor é menor que a velocidade do campo girante (velocidade síncrona):

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (1.1)$$

onde:

s = escorregamento;

ω_s = velocidade síncrona;

ω_m = velocidade do rotor.

Para reduzir a velocidade do motor pode-se, como já foi mencionado, proceder uma redução na frequência de alimentação, reduzindo-se assim a velocidade síncrona. Isto faz com que, devido à inércia do rotor, sua velocidade se torne maior que a velocidade síncrona, tornando o escorregamento negativo, caracterizando a operação como gerador. A energia gerada durante a frenagem é transferida para o estágio intermediário CC através do inversor, elevando a tensão do capacitor.

Se o valor de tensão sobre o capacitor se tornar muito elevado pode levar os interruptores à destruição. Para evitar isto deve-se processar a energia armazenada por ele. A forma mais usual é a utilização de um conversor CC/CC que é acionado para diminuir a tensão sobre o capacitor realizando uma dissipação desta energia através de resistores. Dois inconvenientes existem neste processo: o calor gerado pode ser muito elevado em função da quantidade de energia processada, dificultando sua dissipação e, sob o aspecto do custo da energia, está havendo um grande desperdício pois se está jogando energia fora, sob forma de calor.

Uma solução é a regeneração desta energia à rede, que pode ser realizada através do retificador. Daí a necessidade da característica de regeneração do retificador de corrente.

1.3 - TOPOLOGIAS DE RETIFICADORES TRIFÁSICOS DE CORRENTE UTILIZANDO DIODOS EM PONTE

A seguir serão apresentadas várias topologias de retificadores trifásicos de corrente, partindo da mais simples até que se chegue à configuração que possa ser utilizada comercialmente e então serão analisadas suas características para verificar se atendem às especificações feitas em 1.2.3. As topologias analisadas serão as seguintes:

- Retificador de Corrente Alimentado por Fonte de Corrente e saída com Fonte de Tensão (Retificador Ideal);
- Retificador de Corrente Alimentado por Fonte de Tensão e saída com Fonte de Tensão;
- Retificador de Corrente Alimentado por Fonte de Tensão e saída com Circuito Paralelo RC.

1.3.1 - Retificador de Corrente Alimentado por Fonte de Corrente e Saída com Fonte de Tensão (Retificador Ideal)

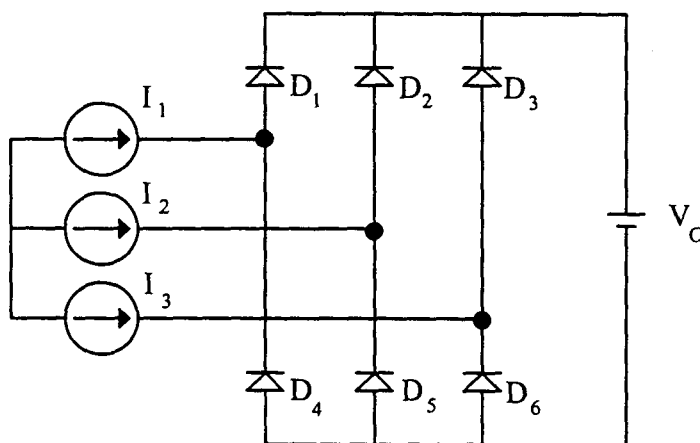


Fig. 1.03 - Retificador Trifásico de Corrente a Diodos, em Ponte, alimentado por Fontes de Corrente e saída com Fonte de Tensão.

Princípio de Funcionamento

Antes de iniciar a análise do circuito, é necessário definir duas divisões existentes dentro do conjunto de interruptores do circuito: braço e grupo

Pode-se definir como formadores de um braço os interruptores ligados a um mesmo terminal da entrada. Deste modo o circuito possui três braços: D_1/D_4 , D_2/D_5 e D_3/D_6 .

A divisão por grupo é feita em função da polaridade do barramento de saída do retificador: os diodos D_1 , D_2 e D_3 estão ligados ao positivo do barramento e assim formam o grupo positivo; os diodos D_4 , D_5 e D_6 estão ligados ao negativo do barramento e assim formam o grupo negativo.

Como regra geral de operação do circuito da Fig. 1.03, tem-se sempre três diodos em condução simultaneamente devido à presença das fontes de corrente na entrada, que não podem ter seu fluxo de corrente interrompido em nenhum momento.

A determinação dos diodos que irão conduzir em um certo instante é feita pela polaridade da fonte de corrente ligada a cada braço: se for positiva, o diodo do grupo positivo deste braço conduz e vice versa. Como no sistema trifásico tem-se apenas duas combinações de polaridade possíveis (duas correntes positivas e uma negativa ou duas correntes negativas e outra positiva), também existirão apenas duas combinações possíveis de interruptores em condução:

- Dois diodos do grupo positivo e um do grupo negativo;
- Dois diodos do grupo negativo e um do grupo positivo.

Aqui torna-se interessante uma comparação com o retificador de tensão para que se constate uma diferença básica: no retificador de tensão tem-se apenas dois diodos em condução simultaneamente, uma vez que sua condução é determinada em função da

tensão de entrada mais positiva e da tensão de entrada mais negativa, que habilitam um diodo do grupo positivo e outro do grupo negativo, respectivamente.

Voltando ao retificador de corrente, constata-se que em funcionamento normal, devido a não existência de interruptores controlados, não há possibilidade de ocorrer o chamado curto-circuito de braço, onde dois interruptores do mesmo braço entram em condução provocando um curto circuito nos terminais de saída.

A seguir serão apresentadas as principais formas de onda obtidas através de simulação com o programa PSPICE [10], utilizando fontes de corrente com amplitude de 10 A e fonte de tensão de saída de 200 V:

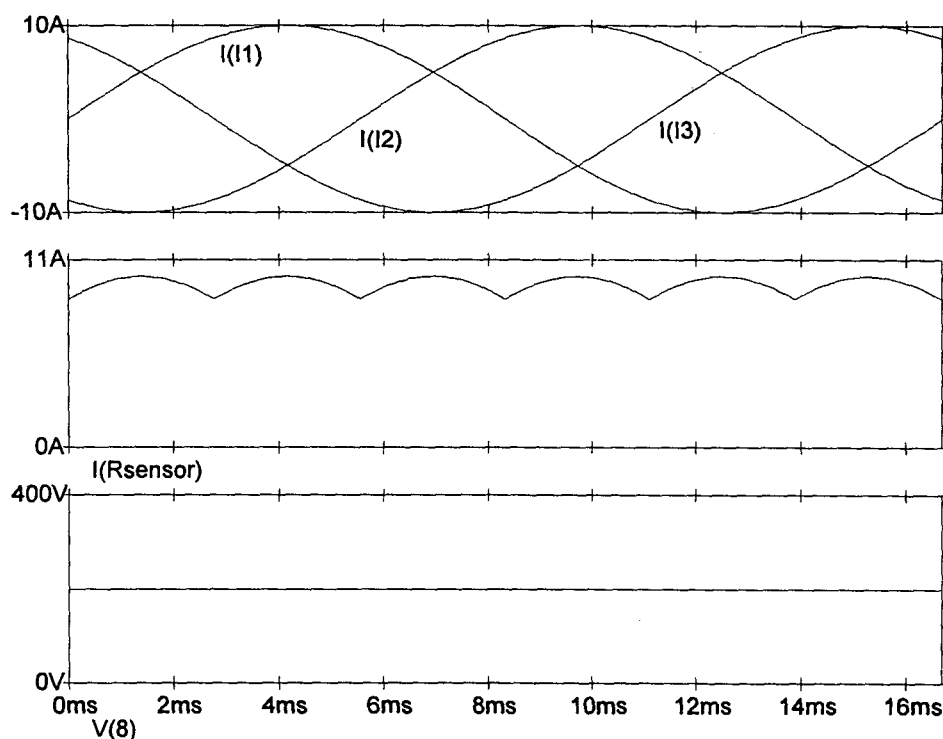


Fig. 1.04 - $I(I1)$, $I(I2)$ e $I(I3)$: Correntes de entrada trifásicas; $I(Rsensor)$: Corrente de saída, $V(8)$: Tensão de saída.

Na Fig. 1.04 pode-se observar que a corrente de saída apresenta uma ondulação com frequência igual a seis vezes a frequência da entrada. Isto ocorre devido a comutação dos diodos provocada pelas mudanças de polaridade das correntes de entrada. Como a

cada 60° ocorre a inversão de polaridade em uma das fases, dentro de um período da entrada tem-se seis inversões, o que provoca a ondulação.

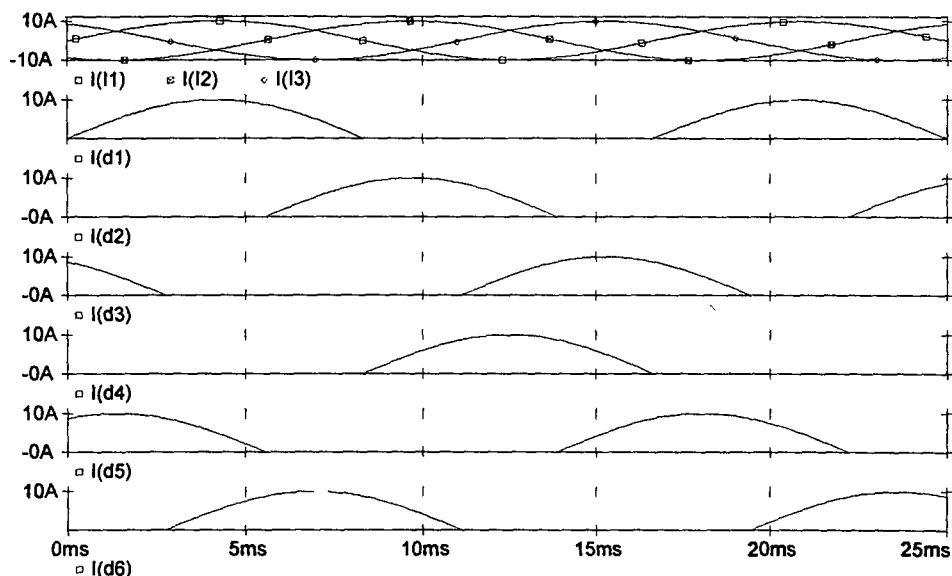


Fig. 1.05 - $I(I1)$, $I(I2)$ e $I(I3)$: Correntes trifásicas de entrada;
 $I(d1)$... $I(d6)$: Corrente nos diodos D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 e D_6 .

Na Fig. 1.05 pode-se verificar que sempre três diodos conduzem e que a comutação entre os diodos de um mesmo braço é função da polaridade da fonte de corrente conectada a ele. Fica claro também que dentro de um período de rede ocorrem seis comutações entre os diodos, duas em cada braço.

1.3.2 - Retificador de Corrente Alimentado por Fonte de Tensão e saída com Fonte de Tensão

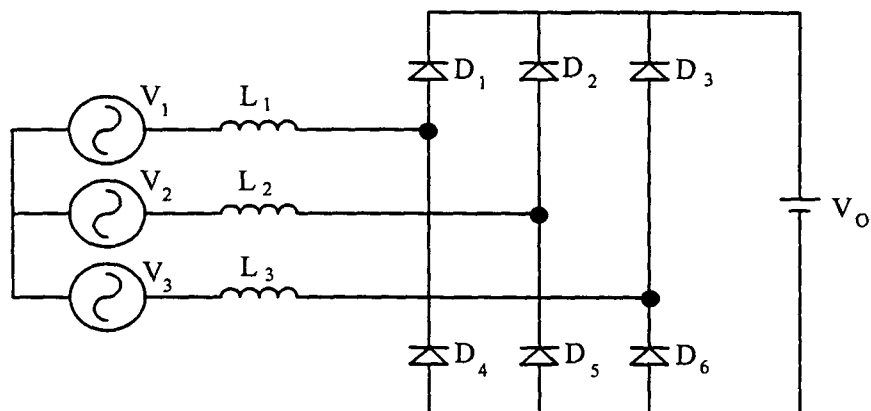


Fig. 1.06 - Retificador Trifásico de Corrente a Diodos alimentado por Fonte de Tensão.

O circuito apresentado na Fig. 1.06 está mais próximo do retificador trifásico de corrente utilizado industrialmente, que é alimentado a partir de uma fonte de tensão (a rede comercial). Apesar desta alteração, a ponte retificadora ainda permanece sendo alimentada por corrente, uma vez que os indutores associados em série com as fontes atribuem a elas a característica de fonte de corrente.

Princípio de Funcionamento

Apesar de não ter havido alteração na forma como a ponte retificadora está sendo alimentada, a alteração introduzida no estágio de entrada traz mudanças significativas no funcionamento do circuito. Estas mudanças se devem ao fato de que agora a corrente de entrada passa a ser determinada pela tensão aplicada sobre o indutor, sendo então dependente tanto das tensões de entrada como da tensão de saída. Isto pode ser comprovado através da análise do circuito quando V_1 é positiva e V_2 e V_3 são negativas (D_1 , D_5 e D_6 conduzem). O circuito resultante é apresentado na Fig. 1.07.

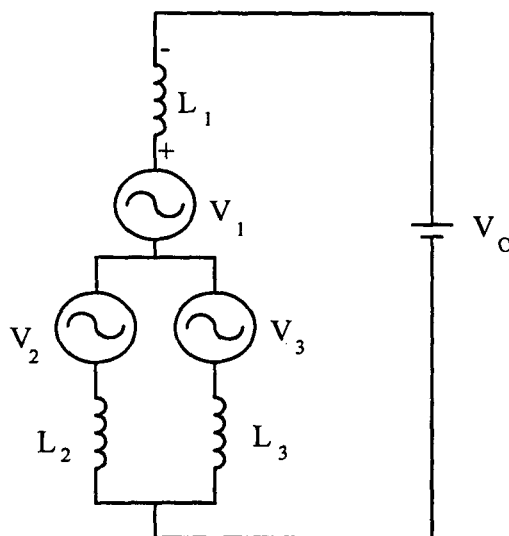


Fig. 1.07 - Circuito resultante com D_1 , D_5 e D_6 em condução.

$$V_{L1}(t) = \frac{V_1(t) - V_0}{1.5} - \frac{V_2(t) + V_3(t)}{3}$$

e a corrente de entrada na fase V_1 é então:

$$I_1(t) = \frac{1}{L} \cdot \int V_L(t) \cdot dt$$

Como a cada 60° o circuito é modificado em função da comutação dos diodos, a tensão sobre o indutor não é senoidal. Conseqüentemente, a corrente através dele também não será senoidal, passando inclusive a apresentar uma pequena defasagem em relação à tensão de entrada V_1 , conforme pode ser visto na Fig. 1.08.

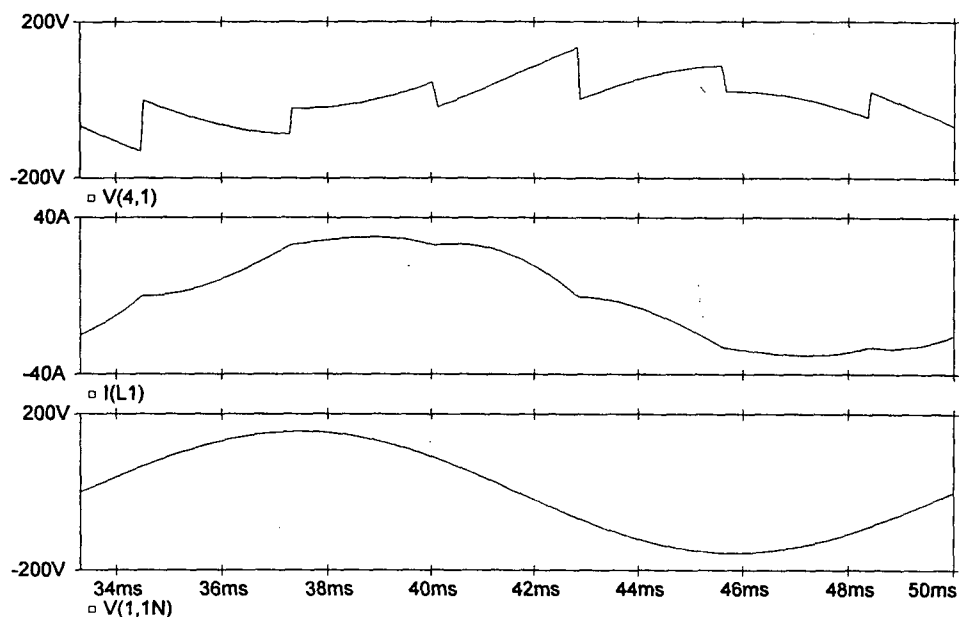


Fig. 1.08 - $V(4,1)$: Tensão sobre o indutor; $I(L1)$: Corrente através do indutor; $V(1,1N)$: Tensão de entrada da fase V_1 .

Assim como no retificador ideal apresentado anteriormente, sempre três diodos devem conduzir simultaneamente para manter a continuidade da corrente dos indutores. Isto é comprovado através da Fig. 1.09, onde verifica-se também que apesar das correntes nos diodos serem bastante diferentes de uma senóide, a forma de onda da corrente de carga se aproxima bastante daquela observada na Fig. 1.04, referente ao retificador trifásico ideal.

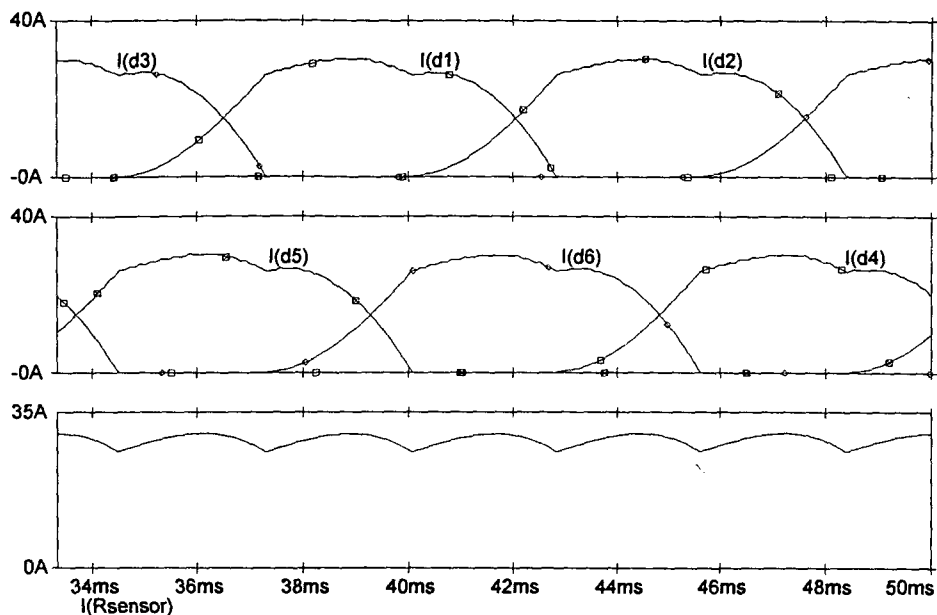


Fig. 1.09 - $I(d1) \dots I(d6)$: Correntes nos diodos D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 e D_6 ; $I(Rsensor)$: Corrente na carga.

1.3.3 - Retificador de Corrente Alimentado por Fonte de Tensão e Saída com Circuito Paralelo RC

Os dois circuitos analisados até agora não reproduzem a realidade da aplicação industrial dos retificadores de corrente. O circuito da Fig. 1.10 acrescenta uma modificação na carga que, na maioria das aplicações, não se comporta como uma fonte de tensão, apresentando ondulações. Devido a isto a fonte de tensão ligada à saída foi substituída por um circuito RC paralelo que representa de forma mais fiel o comportamento das cargas normalmente alimentadas pelos retificadores.

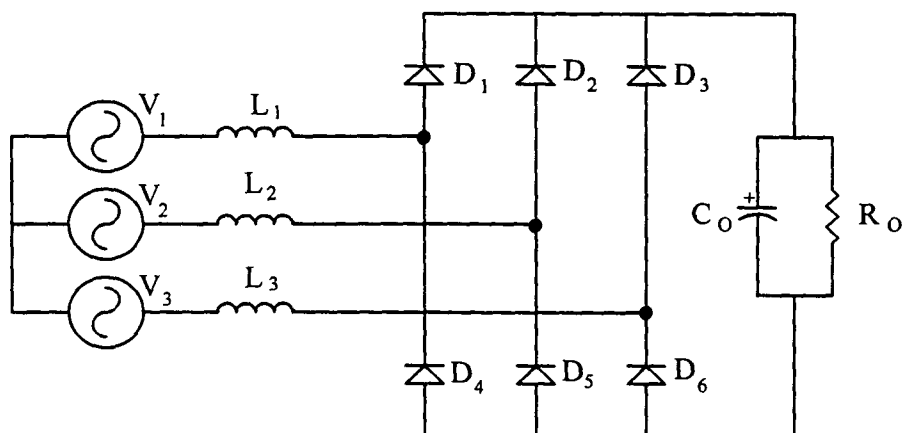


Fig. 1.10 - Retificador trifásico de corrente.

Princípio de Funcionamento

De uma forma geral, a alteração introduzida na saída do retificador não modifica em nada o princípio de operação descrito para a configuração anterior. A única influência se concentra basicamente no comportamento da tensão e corrente no indutor, que é responsável pelas alterações das formas de onda do circuito.

Como já foi demonstrado no item 1.3.2, a tensão sobre o indutor (e conseqüentemente sua corrente) é influenciada pela tensão de saída. Como neste retificador a tensão de saída (V_O) passa a apresentar ondulações, a tensão no indutor é bastante modificada em relação àquela vista na Fig. 1.08. Devido a estas alterações, a corrente no indutor se apresenta agora com distorções muito maiores, conforme pode ser observado na Fig. 1.11.

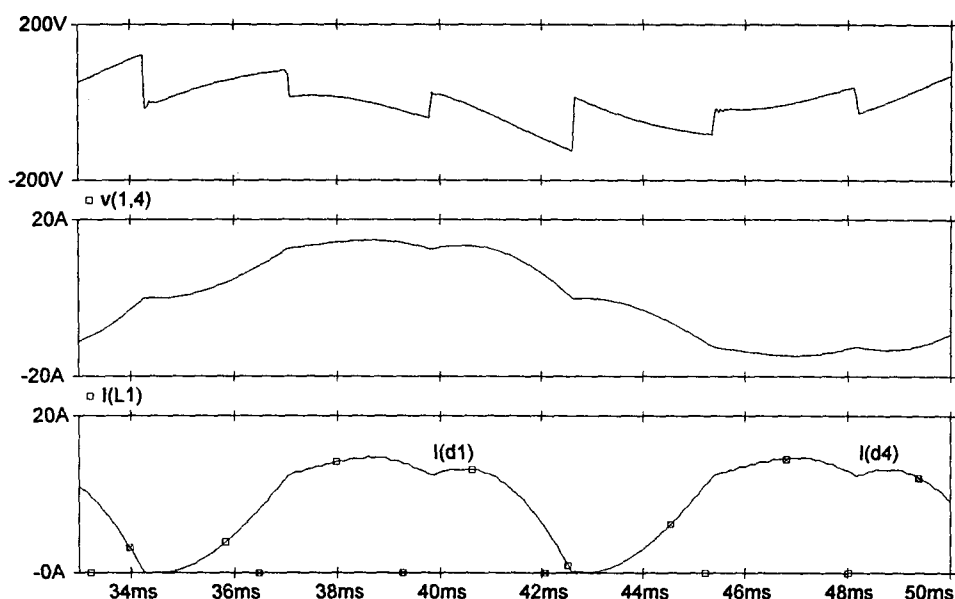


Fig. 1.11 - $V(1,4)$: Tensão sobre o indutor; $I(L1)$: Corrente no indutor; $I(D1)$, $I(D4)$: Corrente nos diodos D_1 e D_4 do braço da fase V_1 .

A Fig. 1.11 apresenta ainda a corrente dos diodos do braço ligado à fase V_1 , onde pode-se observar que cada diodo conduz um semi-ciclo da corrente, da mesma forma como ocorre no circuito da Fig. 1.06, o que vem a reforçar a afirmação de que não houve modificação do funcionamento devido à alteração da saída.

Na Fig. 1.12, além das correntes nos indutores, tem-se a forma de onda da tensão de saída e a corrente no capacitor. Através desta figura é possível observar que o capacitor opera em ciclos de carga e descarga, recebendo energia do retificador (corrente positiva) e entregando energia à carga (corrente negativa).

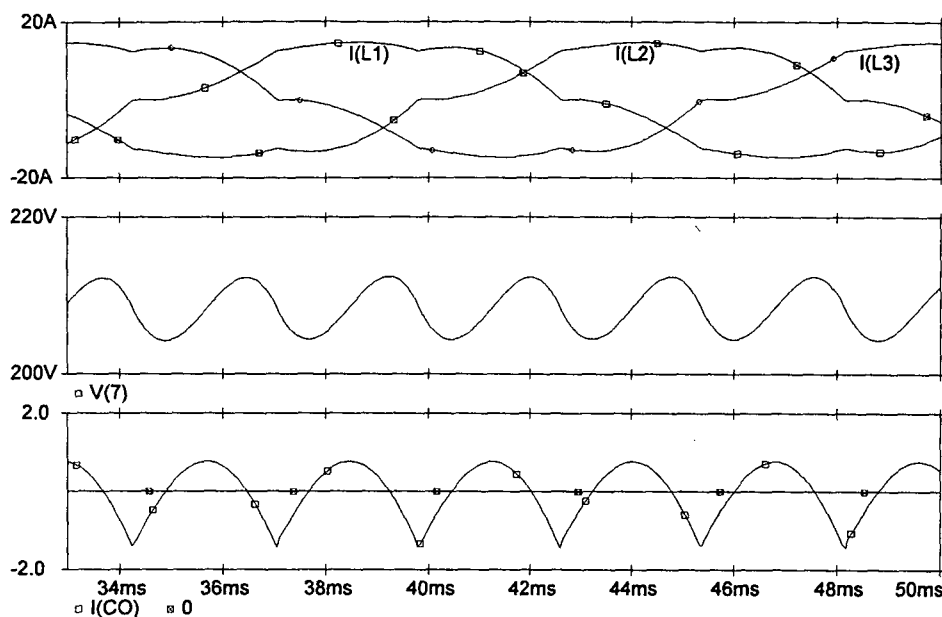


Fig. 1.12 - $I(L1)$, $I(L2)$ e $I(L3)$: Correntes nos indutores de entrada; $V(7)$: Tensão de saída (V_O); $I(CO)$: Corrente no capacitor de saída (C_O).

1.4 - ANÁLISE DE DESEMPENHO

O último circuito retificador estudado retrata com maior fidelidade os circuitos aplicados comercialmente que utilizam apenas ponte de diodos. Assim sendo, deve-se passar então para a análise desta topologia frente as duas principais características desejadas: elevado fator de potência e regeneração de energia.

Com relação ao fator de potência, sabe-se que é uma função tanto da defasagem entre a componente fundamental da corrente e a tensão de entrada como da taxa de distorção da forma de onda da corrente, conforme apresentado na Eq. 1.02 [2]:

$$FP = \frac{\cos(\phi)}{\sqrt{1 + (TDH)^2}} \quad (1.02)$$

A seguir serão apresentados os resultados de diversas simulações realizadas com o objetivo de estudar a influência do valor das indutâncias de entrada, do capacitor de filtragem e da carga no fator de potência da estrutura. Inicialmente foram realizadas várias simulações com diferentes valores de indutância de entrada, cujos resultados são apresentados na Tabela 01:

Tabela 01 - Influência das Indutâncias de Entrada sobre o Fator de Potência

INDUTOR	CAPACITOR	TDH	Angulo de Deslocamento	FP
0.25 mH	1000 μ F	0.739	14.62°	0.778
0.5 mH	1000 μ F	0.429	14.2°	0.89
1 mH	1000 μ F	0.2989	16.9°	0.916
2 mH	1000 μ F	0.224	21.34°	0.91
4 mH	1000 μ F	0.1567	27.54°	0.876
8 mH	1000 μ F	0.0904	35.01°	0.812
16 mH	1000 μ F	0.0459	47.35°	0.676
32 mH	1000 μ F	0.023	63.16°	0.451

Analisando-se a Tabela 01 observa-se que o melhor resultado foi obtido para o valor de 1 mH para as indutâncias de entrada. Através dos resultados apresentados observa-se também que quanto maior for o indutor, menor será a taxa de distorção da corrente mas, em contrapartida, eleva-se o ângulo de deslocamento entre as fundamentais da tensão e da corrente, o que acaba degradando o fator de potência do circuito. O comportamento do fator de potência em relação aos valores de indutância utilizados fica mais claro na Fig. 1.13.

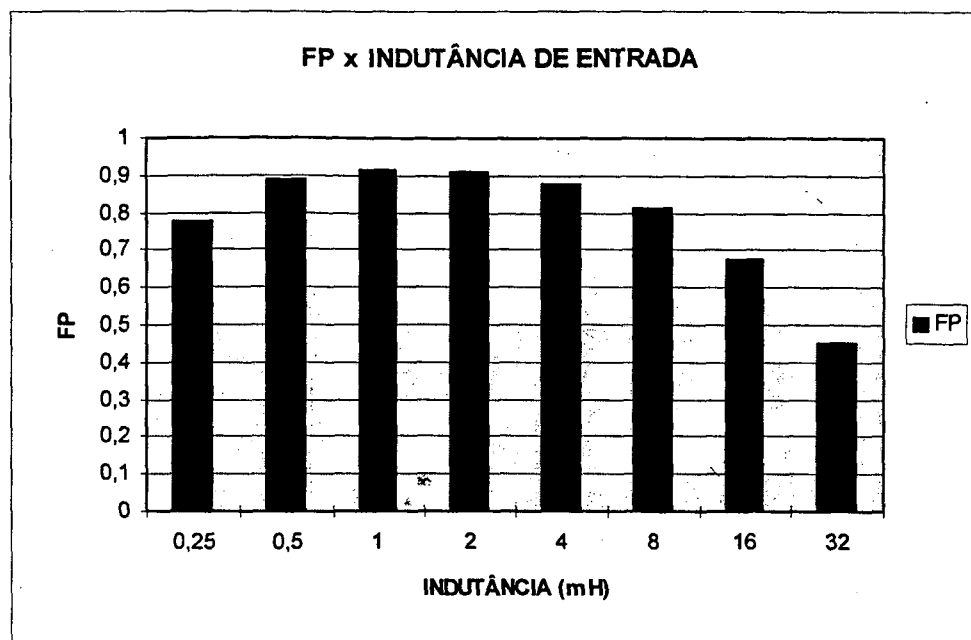


Fig. 1.13 - Comportamento do FP em função do valor das indutâncias de entrada.

Tomando-se como referência o valor de indutância de 1 mH, foram realizadas simulações para analisar o efeito do capacitor de saída sobre o fator de potência. Os resultados são apresentados na Tabela 02:

Tabela 02 - Influência do Capacitor de Saída sobre o Fator de Potência.

CAPACITOR	INDUTOR	TDH	Angulo de Deslocamento	FP
100 μ F	1 mH	0.423	10.8°	0.904
500 μ F	1 mH	0.3518	17.1°	0.901
2000 μ F	1 mH	0.29	16.7°	0.919
4000 μ F	1 mH	0.287	16.63°	0.921

Através dos resultados apresentados na Tabela 02 pode-se concluir que o valor do capacitor também possui influência sobre o fator de potência do circuito, apresentando uma tendência de melhoria até um determinado valor a partir do qual um significativo

aumento de capacitância tem pouco efeito sobre o fator de potência final. O comportamento do FP em relação aos valores do capacitor de filtragem fica mais claro na Fig. 1.14:

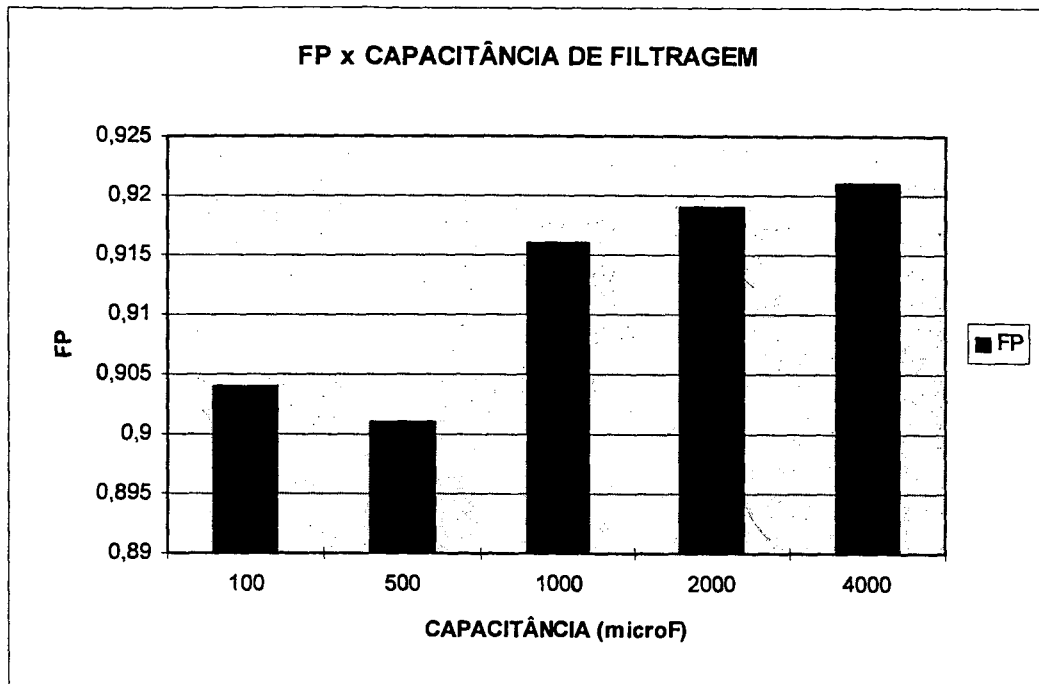


Fig. 1.14 - Comportamento do FP em função dos valores da capacitância de filtragem.

Outro estudo realizado por simulação foi quanto ao efeito da carga sobre o fator de potência do circuito, cujos resultados são apresentados na Tabela 03 (para indutâncias de entrada de 1 mH e capacitor de filtro de 1000 μ F):

Tabela 03 - Influência da Carga sobre o Fator de Potência.

CARGA	TDH	Angulo de Deslocamento	FP
1 Ω	0.0726	37.6°	0.790
5 Ω	0.2277	21.52°	0.907
20 Ω	0.3984	13.96°	0.901
100 Ω	0.8439	12.7°	0.745

Observa-se pelos resultados apresentados na Tabela 03 que também a carga exerce influência importante sobre o fator de potência da estrutura. A Fig. 1.15 apresenta o gráfico com os dados da Tabela 03:

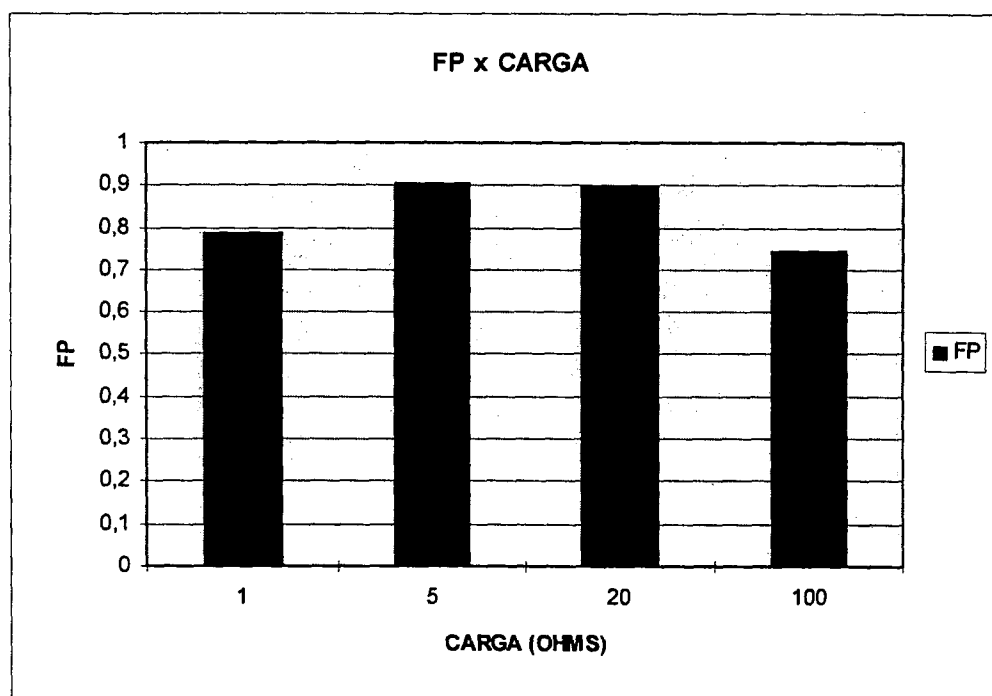


Fig. 1.15 - Comportamento do FP em função dos valores da carga.

Com relação à regeneração de energia, tendo em vista que o circuito possui entrada em corrente e saída em tensão, ela somente pode ser feita através da inversão da

corrente, o que não é possível uma vez que a ponte retificadora é formada exclusivamente por diodos.

1.5 - CONCLUSÃO

Com relação ao fator de potência da estrutura, observa-se através dos resultados obtidos por simulação que tres parâmetros do circuito tem forte influência sobre ele: os valores do indutor de entrada, da capacitância de filtragem e da carga.

Analisando-se a escolha do indutor tem-se duas alternativas: um pequeno valor de indutância resulta em um menor ângulo de defasagem entre tensão e corrente mas, em contrapartida, a forma de onda da corrente apresenta uma grande taxa de distorção, o que acaba por degenerar o fator de potência. Outra opção é a escolha de um alto valor de indutância, que proporciona uma corrente absorvida da rede com pequena distorção mas, entretanto, torna a defasagem entre tensão e corrente muito grande, reduzindo o fator de potência. A segunda opção pode ser vantajosa tendo em vista que o problema do deslocamento entre tensão e corrente pode ser corrigido com o uso de capacitores. Entretanto a obtenção de um forma de onda de corrente com baixa distorção encontra uma limitação importante tendo em vista que o volume, o peso e o custo dos indutores se elevam bastante a medida que se aumenta a indutância.

Com relação à capacitância de saída, quanto maior for seu valor, melhor será o fator de potência da estrutura mas, da mesma forma que os indutores, esbarra na limitação de volume, peso e custo.

Quanto à carga, tendo em vista que normalmente não é um parâmetro passível de alteração, deve-se realizar a adequação dos valores dos indutores de entrada e do capacitor para a otimização do fator de potência.

Como já foi comentado, em relação à regeneração de energia, o circuito utilizando diodos em ponte não permite sua realização, o que leva à necessidade de alterações na topologia.

Finalmente, considerando-se a dificuldade de otimização do projeto do retificador devido a forte influência tanto da carga bem como da escolha dos indutores de entrada e do capacitor de filtro tem sobre o fator de potência da estrutura, aliado ao fato de que o circuito não permite a regeneração de energia, fica bastante clara a necessidade da busca de alternativas para a melhoria das características do retificador de corrente.

A análise destas possíveis soluções requer a introdução e aplicação de novos conceitos na busca do circuito que apresente os resultados esperados. Entretanto, a relativa complexidade do circuito retificador de corrente trifásico, tornaria mais difícil o entendimento destes novos conceitos se aplicados diretamente a ele. Em função disto optou-se, em um primeiro momento, pela utilização do circuito retificador monofásico em ponte na introdução e aplicação de conceitos que envolvem a elevação do fator de potência e a regeneração de energia. Uma vez feito isto, este trabalho será expandido para o circuito trifásico.

CAPÍTULO II

RETIFICADOR DE CORRENTE E CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

2.1 - INTRODUÇÃO

Conforme foi exposto, um dos problemas do retificador de corrente trifásico utilizando ponte de diodos reside no baixo fator de potência da estrutura. Em [2] são apresentadas várias alternativas para a solução deste problema, através da combinação do retificador com outros circuitos, tais como os conversores Boost, Buck, Buck-Boost, entre outros. A obtenção da elevação do fator de potência utilizando esta combinação de circuitos é chamada de correção ativa do fator de potência [2].

A aplicação dos conceitos envolvendo a correção ativa do fator de potência diretamente ao circuito trifásico envolveria um salto muito grande em termos de alterações topológicas, dificultando em muito a assimilação do princípio em que se baseia este método de correção. Desta forma optou-se por utilizar o circuito retificador monofásico em ponte como base para a apresentação da correção ativa do fator de potência. Como poderá ser facilmente compreendido na seqüência deste estudo, o método de correção que será aplicado utiliza o conversor Boost associado ao retificador.

2.2 - APLICAÇÃO DO CONVERSOR BOOST NA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Seguindo a idéia de simplificação apresentada, será adotado como objeto de estudos o retificador monofásico em ponte apresentado na Fig. 2.01, onde o indutor em série com a fonte de tensão representa a indutância da rede comercial de energia, estimada em aproximadamente 150 μ H.

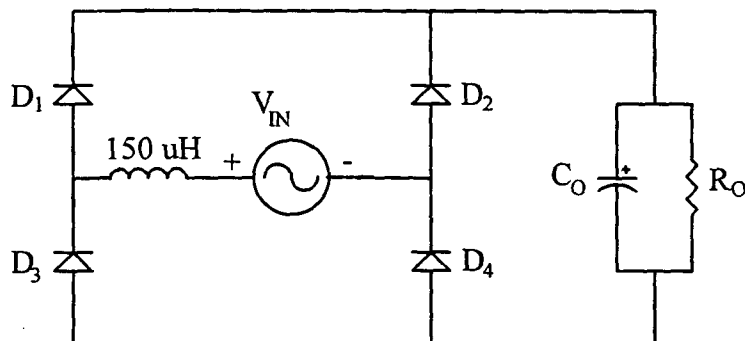


Fig. 2.01 - Retificador monofásico.

O baixo fator de potência verificado nos circuitos retificadores é um problema que já vem sendo pesquisado a algum tempo devido a importância que o melhor aproveitamento da energia passou a ter, seja motivado pela elevação do custo da energia, seja pela necessidade de adequação dos fabricantes às novas normas referentes aos limites mínimos exigidos para o fator de potência dos equipamentos eletrônicos.

Estas pesquisas desenvolveram, entre outras alternativas, a correção ativa do fator de potência, que tem sido muito bem aceita principalmente no campo das fontes de alimentação. De uma forma bastante geral pode-se dizer que a correção ativa do fator de potência envolve a utilização de um circuito auxiliar associado ao retificador tradicional que modifica a forma de onda da corrente absorvida da rede pelo retificador, amenizando os problemas de defasagem e distorção. Além disso, devido a alta frequência de comutação que operam, pode-se manter o volume e o peso baixos devido ao pequeno valor dos indutores empregados.

Em geral estes circuitos auxiliares são conversores CC/CC comutados em frequências muito elevadas, quando comparadas com a frequência da rede. No caso específico do retificador de corrente, devido a existência natural de um indutor de entrada, a elevação do fator de potência será obtida através da utilização dos princípios de operação do conversor Boost, que tem suas equações e princípio de funcionamento apresentados no ANEXO 01. Para exemplificar a operação deste conversor na correção do fator de potência será adotado o retificador da Fig. 2.01.

O princípio de funcionamento deste retificador é simples: quando a tensão V_{IN} é positiva e maior que a tensão sobre o capacitor de saída C_O , os diodos D_1 e D_4 conduzem, fornecendo corrente para a carga e para o capacitor. A partir do instante em que a tensão do capacitor é maior que a tensão V_{IN} (logo após o pico) os diodos bloqueiam pela anulação de sua corrente e a corrente de carga passa a ser fornecida pelo capacitor, que tem a tensão em seus terminais progressivamente reduzida. Esta situação permanece até que V_{IN} volta a se tornar maior que a tensão do capacitor e recomeça o ciclo através de D_2 e D_3 .

A causa do baixo fator de potência da estrutura reside no fato de que a fonte V_{IN} fornece corrente para o circuito apenas durante um breve intervalo de tempo, suficiente para carregar o capacitor. Isto gera uma forma de onda de corrente totalmente distorcida em relação à tensão senoidal de entrada de entrada. Devido ao elevado conteúdo harmônico da corrente, o fator de potência da estrutura é muito baixo, sendo que o valor previsto pelas leis e normas vigentes no Brasil na medição de energia de uma instalação elétrica é atualmente de 0,92, sendo que brevemente será elevado para 0,95.

As formas de onda de tensão e corrente de entrada para o retificador monofásico analisado são apresentadas na Fig. 2.02

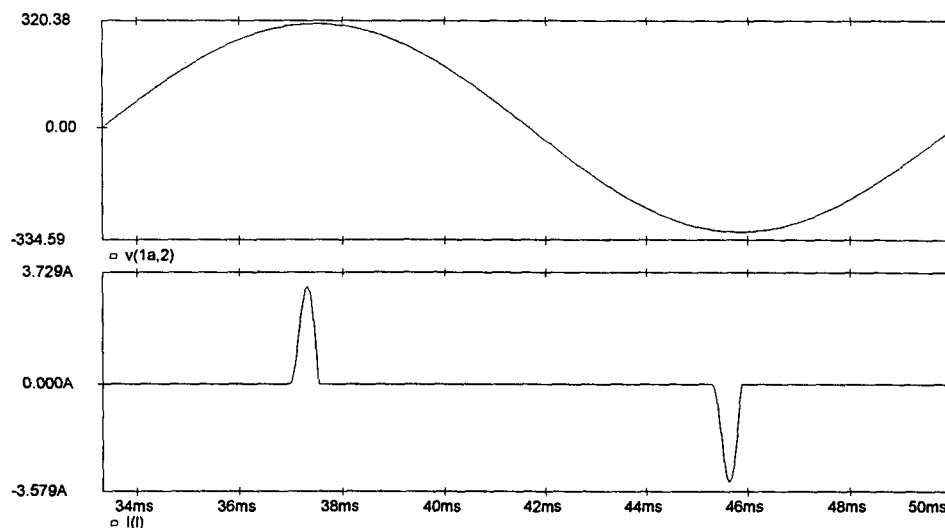


Fig. 2.02 - $V(1a,2)$: Tensão de entrada do retificador monofásico; $I(l)$: Corrente de entrada do retificador monofásico.

A elevação do fator de potência de estruturas como esta utilizando o conversor Boost é feita inserindo-o entre o retificador e o capacitor de filtro, conforme o circuito da Fig. 2.03:

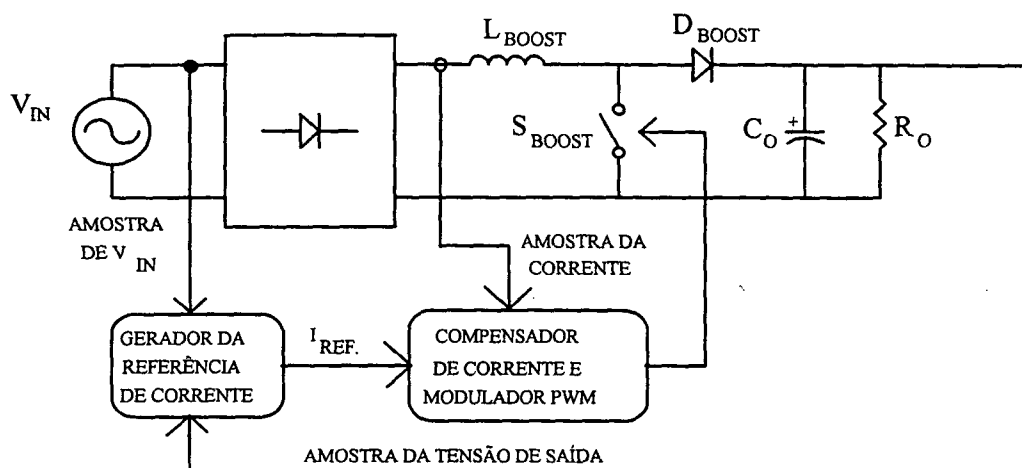


Fig. 2.03 - Conversor Boost na correção ativa do fator de potência (controle por corrente média).

A forma pela qual se obtém a elevação do fator de potência depende do modo de operação do conversor [2]: condução descontínua, condução crítica ou condução contínua. Como o objetivo deste estudo é introduzir os conceitos básicos da correção ativa do fator de potência para permitir a análise do circuito retificador de corrente trifásico, tanto o modo de operação como a forma de controle abordados são aqueles que serão utilizados no referido retificador. Assim sendo, será analisado o conversor Boost aplicado à correção ativa do fator de potência operando em condução contínua [2], com controle por corrente média [3, 6 e 7].

O funcionamento se baseia no comando adequado do interruptor Boost de tal forma que a corrente do indutor siga uma referência que possui a mesma fase e a mesma forma de onda da tensão de entrada retificada. O controle e geração do comando para o interruptor pode ser realizado através de um circuito integrado dedicado (UC3854 - UNITRODE [6]) que atua simplificadamente da seguinte forma: o sinal de referência de corrente, formado pelo produto de amostras da tensão de entrada e de saída, e o sinal de amostra de corrente são enviados a um circuito de comparação que gera um sinal proporcional à diferença entre estes dois sinais. Este sinal é comparado com uma rampa

de tensão com frequência constante, determinando a razão cíclica a ser aplicada ao interruptor para que a corrente absorvida siga a referência.

O comando gerado pelo controlador atua sobre o circuito como descrito a seguir: quando o interruptor S_{BOOST} está conduzindo o indutor está armazenando energia e a corrente se eleva acima da corrente de referência; quando o interruptor é bloqueado o diodo entra em condução transferindo energia para a carga, fazendo com que a corrente se reduza a um valor abaixo da referência. O resultado final deste processo é que a corrente do indutor fica ondulado em torno de um valor médio de corrente, que segue a forma de onda da referência de corrente. Maiores detalhes a respeito da forma como realizar o controle, qual o tipo de controlador utilizado, etc; são abordados no Capítulo VII que trata sobre o circuito de controle.

Uma vez que a corrente que o retificador absorve agora é aproximadamente senoidal, o fator de potência é consideravelmente elevado. A Fig. 2.04 apresenta a forma de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada para um conversor Boost com frequência de comutação de 70 kHz [3] utilizado na correção do fator de potência de um retificador monofásico em ponte semelhante àquele apresentado na Fig. 2.01.

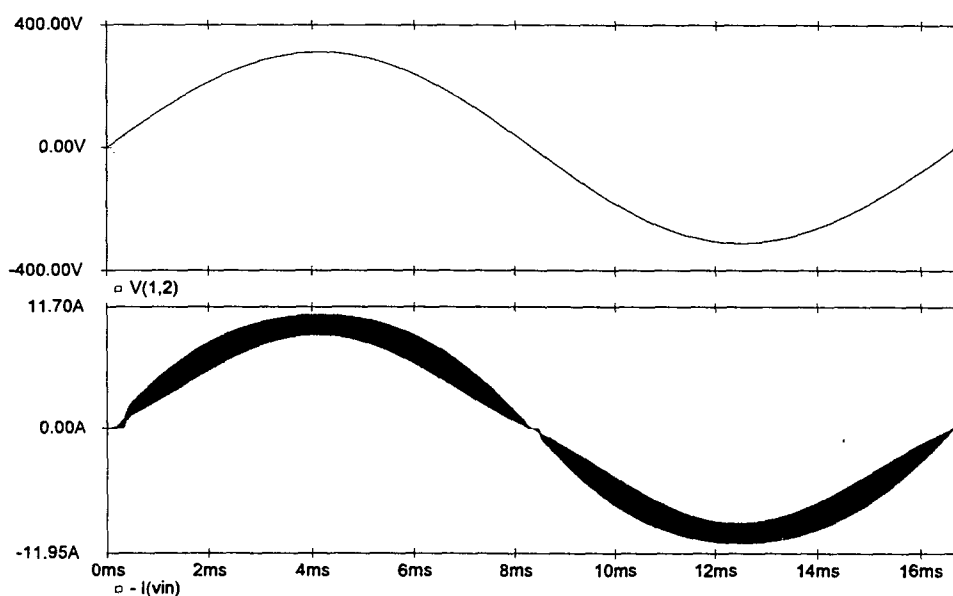


Fig. 2.04 - $V(1,2)$: Tensão de entrada do retificador; $I(vin)$: Corrente absorvida pelo retificador.

2.2.1 - Incorporação do Conversor Boost ao Retificador de Entrada

Um dos grandes problemas verificados na utilização do conversor Boost como sugerido na Fig. 2.03 é o fato de que a corrente é obrigada a circular através de três semicondutores, o que torna elevadas as perdas em condução [3]. Uma alternativa de solução para este problema, utilizada em [3], foi a incorporação do conversor ao circuito retificador, conforme apresentado na Fig. 2.05, também denominado na literatura como retificador Boost:

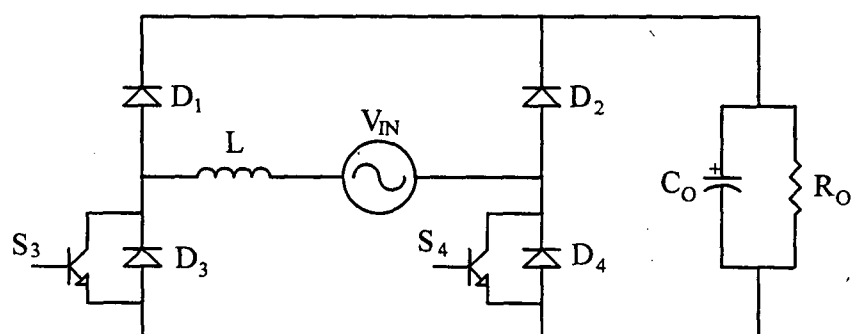


Fig. 2.05 - Retificador e Conversor Boost associados para correção do fator de potência.

Deve-se observar que neste circuito o indutor Boost foi transladado para a entrada do circuito, em série com a fonte de alimentação, transformando-o em um retificador de corrente, o que não altera o funcionamento do circuito, uma vez que na configuração anterior ele também estava em série com a fonte, com a diferença que entre eles havia o circuito retificador.

Outra alteração importante foi a introdução dos interruptores S_3 e S_4 em paralelo com os diodos D_3 e D_4 . Estes interruptores são fruto do desmembramento do conversor Boost inicial que processava tanto o semiciclo positivo quanto o negativo (após a retificação). Nesta nova topologia usa-se dois circuitos Boost, um para processar cada semiciclo, necessitando então de dois interruptores Boost. Estes circuitos são constituídos da seguinte forma:

Circuito Boost Positivo (processa o semiciclo positivo): L , D_1 e S_3 ;

Circuito Boost Negativo (processa o semiciclo negativo): L , D_2 e S_4 .

A operação do circuito pode agora ser explicada inteiramente com base no funcionamento do conversor Boost: durante o semiciclo positivo, a etapa de armazenamento de energia no indutor é realizada comandando-se S_3 . Durante este período D_1 permanece bloqueado e a corrente circula através de L , S_3 e D_4 . Quando S_3 é bloqueado inicia a etapa de transferência de energia para a carga e a corrente circula através da carga, D_1 e D_4 . Deve-se observar que D_4 permanece em condução durante as duas etapas e, apesar de não ter participação direta na operação do circuito como conversor boost, é imprescindível para seu funcionamento. Durante o semiciclo negativo ocorre um processo semelhante envolvendo L , D_2 , S_4 e D_3 . É importante atentar para o fato de que funcionando desta forma a corrente circula por apenas dois semicondutores simultaneamente, o que reduz as perdas de condução em relação ao circuito da Fig. 2.03.

2.2.2 - Princípio de Funcionamento

1) Seqüência 01 - $V_{IN} > 0$

Os diodos D_1 e D_4 e o interruptor S_3 formam a configuração Boost referente a esta etapa. Desta forma tem-se o seguinte circuito equivalente:

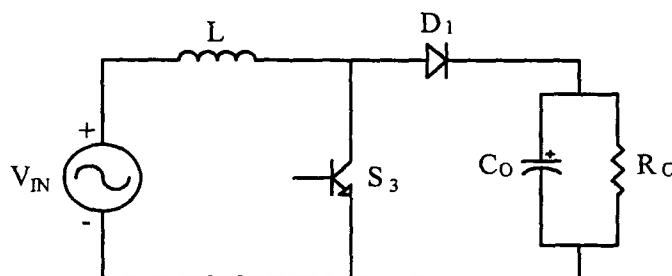


Fig. 2.06 - Circuito Boost equivalente da Etapa 01 ($V_{IN} > 0$).

O diodo D_4 , ligado entre o emissor de S_3 e ao negativo da fonte V_{IN} , foi omitido uma vez que conduz ao longo de toda esta seqüência, podendo então ser considerado como um interruptor fechado. Durante o período em que a tensão de entrada é positiva, o circuito equivalente da Fig. 2.06 apresenta duas configurações distintas:

(a) Armazenamento de Energia no indutor:

Com S_3 fechado e D_1 bloqueado, a corrente no indutor cresce com uma derivada positiva dada pela Eq. 2.01:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{IN}}{L} \quad (2.01)$$

(b) Transferência de Energia :

Quando S_3 é aberto D_1 passa a conduzir, fazendo circular corrente pela carga. A corrente agora é submetida a uma derivada dada pela Eq. 2.02:

$$\frac{di}{dt} = \frac{(V_{IN} - V_O)}{L} \quad (2.02)$$

É importante observar que esta derivada é negativa, uma vez que no circuito Boost, a tensão de saída é, no mínimo, igual à tensão de entrada, sendo normalmente maior que esta. Assim, quando o circuito assume esta configuração, a corrente torna-se decrescente.

O retificador de corrente é controlado de tal forma que os circuitos Boost que o formam operem em *condução contínua*, ou seja, a corrente no indutor normalmente não se anula em um período de comutação. O processo pelo qual se obtém o controle da corrente de entrada será explicado posteriormente.

Durante o período em que $V_{IN} > 0$ os interruptores S_3 e S_4 são comandados conforme a Fig. 2.07.

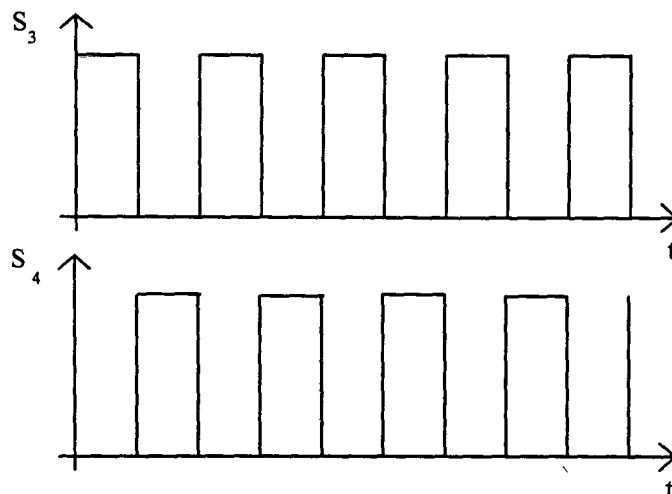


Fig. 2.07 - Comando dos interruptores S_3 e S_4 .

A Fig. 2.08 apresenta as configurações assumidas pelo circuito:

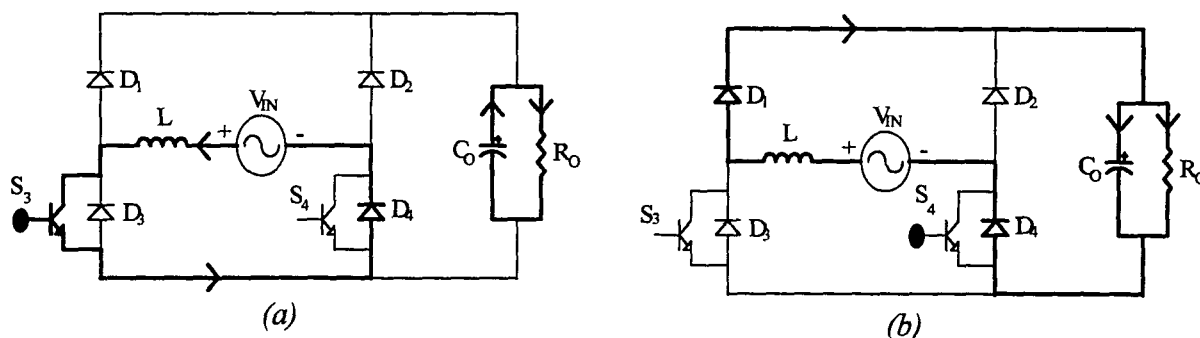


Fig. 2.08 - (a) Etapa de armazenamento de energia (S_3 e D_4 conduzindo); (b) Etapa de transferência de energia (D_1 e D_4 conduzindo).

Na Fig. 2.08.a é apresentada a configuração do circuito durante o período de armazenamento de energia no indutor (o sinal na base do interruptor S_3 indica que ele está comandado). Durante este período a corrente do resistor de carga é fornecida pelo capacitor.

Na Fig. 2.08.b é apresentada a configuração assumida pelo circuito durante o período de transferência de energia. Agora o indutor passa a descarregar a energia armazenada, fornecendo corrente para o capacitor e para o resistor de carga. Deve-se notar que durante o semiciclo positivo o interruptor S_4 , apesar de estar comandado, não entra em condução devido a polaridade de V_{IN} .

A duração de cada uma destas etapas é comandada pelo circuito de controle, que determina o instante em que os interruptores devem ser abertos ou fechados. A seguir são apresentadas as formas de onda da tensão de entrada e da corrente absorvida pelo circuito:

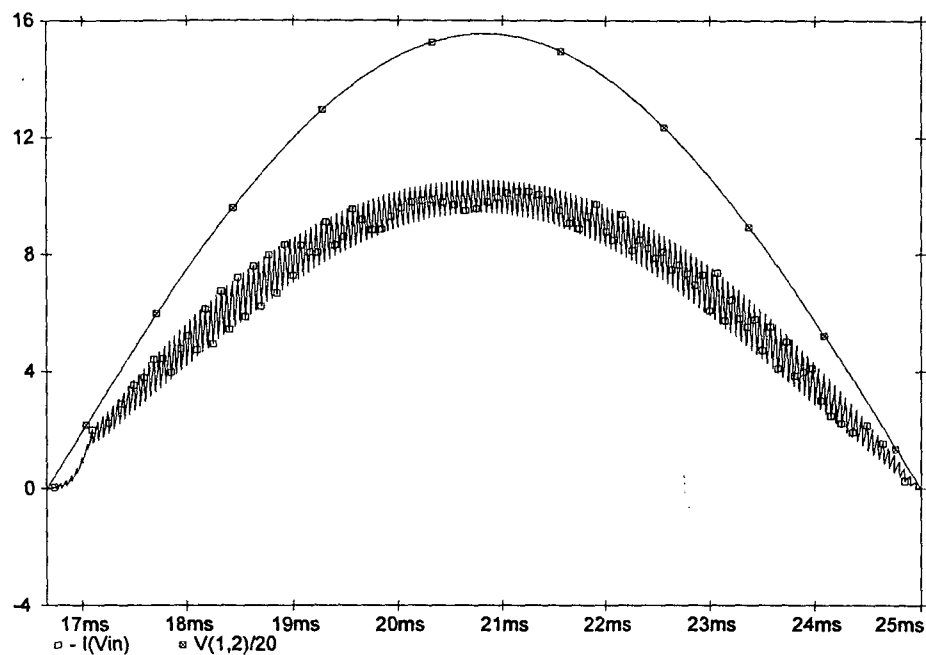


Fig. 2.09 - $I(V_{in})$: Corrente de entrada; $V(1,2)/20$: Tensão de entrada atenuada 20 vezes.

Com base na Fig. 2.09 pode-se concluir que houve uma sensível melhora em relação ao fator de potência do circuito, uma vez que o conteúdo harmônico da corrente de entrada foi bastante reduzido. É evidente a presença de certa quantidade de harmônicos mas, como são de ordem elevada são facilmente filtrados.

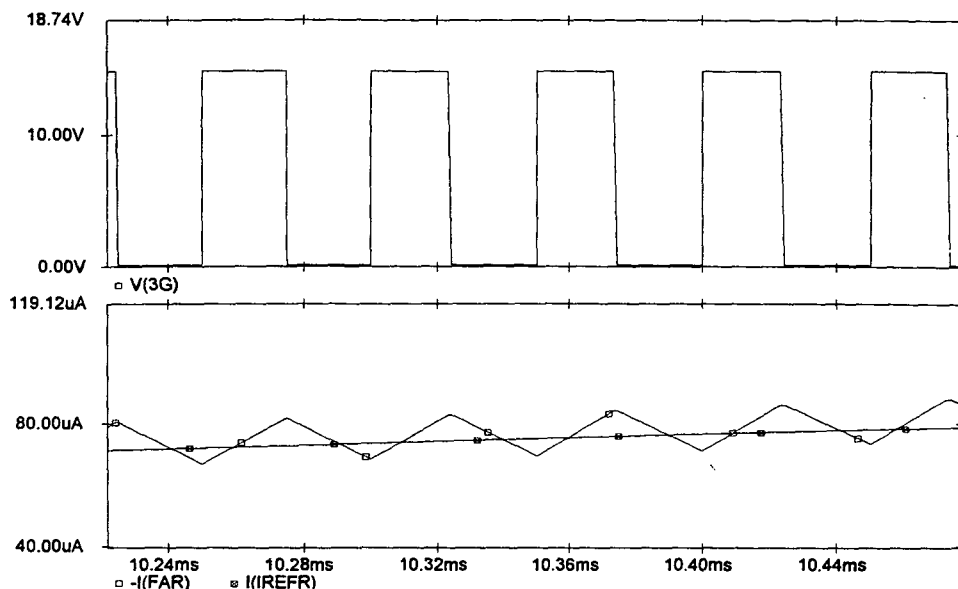


Fig. 2.10 - $V(3G)$: Tensão de comando do interruptor S_3 ; $I(FAR)$: Amostra da corrente de entrada; $I(REFR)$: Corrente de referência.

A Fig. 2.10 apresenta a ação do controle sobre o interruptor S_3 , comandando-o em função dos valores da amostra da corrente de entrada e da corrente de referência. Este sinal de referência tem o mesmo formato da tensão de entrada, o que leva a corrente a se aproximar bastante dela, como pode ser visto na Fig. 2.09.

2) Seqüência 02 - $V_{IN} < 0$

Como agora a tensão de entrada é negativa, o interruptor S_4 entra em operação, juntamente com D_2 e D_3 . Tem-se na Fig. 2.12, as configurações assumidas pelo circuito durante o período em que a tensão de entrada é negativa, em função do comando apresentado na Fig. 2.07:

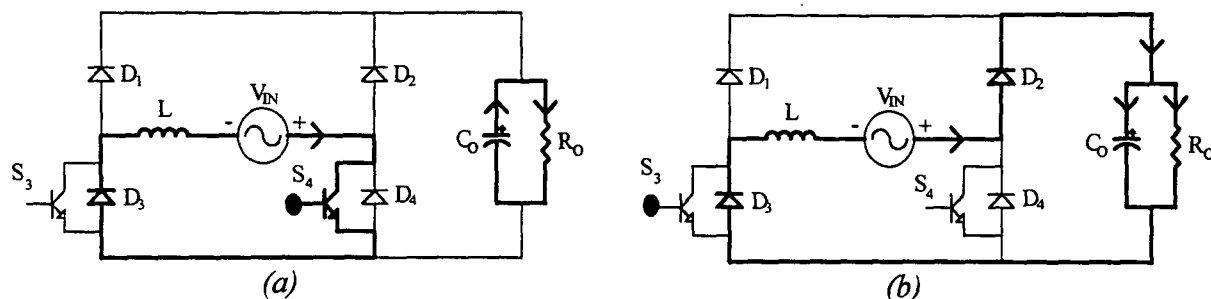


Fig. 2.12 - (a) Etapa de armazenamento de energia; (b) Etapa de transferência de energia.

Através das Figs. 2.12.a e 2.12.b observa-se que o funcionamento é semelhante ao verificado durante a Etapa 01 ($V_{IN} > 0$), modificando-se apenas os interruptores utilizados. A Fig. 2.13 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de entrada desta etapa.

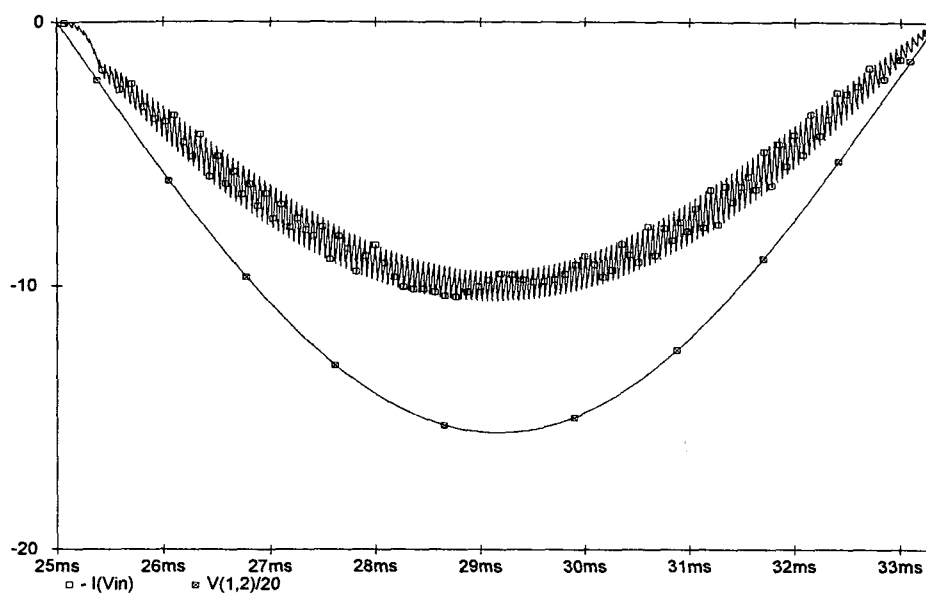


Fig. 2.13 - $I(V_{in})$: Corrente de entrada; $V(1,2)/20$: Tensão de entrada atenuada 20 vezes.

Na Fig. 2.13 pode-se ver que durante o semiciclo negativo da tensão de entrada também é diminuída a quantidade de harmônicos de corrente. Na Fig. 2.14 tem-se a forma de onda da tensão de saída, que é praticamente constante, apresentando apenas uma pequena ondulação. Deve-se observar que o valor da tensão de saída é superior ao pico da tensão de entrada (311 Volts).

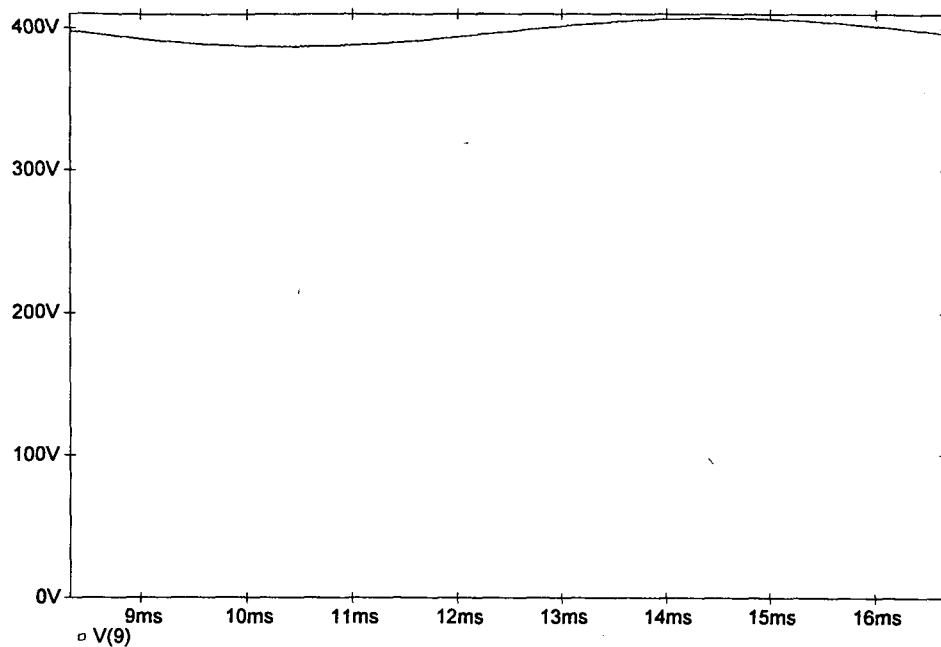


Fig. 2.14 - $V(9)$: Tensão de saída.

2.3 - CONCLUSÃO

Com base nas formas de onda apresentadas, pode-se dizer que o circuito da Fig. 2.05 apresenta uma das características necessárias às aplicações descritas no item 1.13, que é o elevado fator de potência. Entretanto ainda não existe a possibilidade de inversão do sentido de circulação da corrente, que é imprescindível para permitir a regeneração de energia.

CAPÍTULO III

RETIFICADOR DE CORRENTE MONOFÁSICO REGENERATIVO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA

3.1 - INTRODUÇÃO

O grande impecilho à regeneração de energia no retificador apresentado na Fig. 2.01 é o fato de que apenas diodos são utilizados na ponte, o que impede a inversão do fluxo de corrente. Assim sendo, o primeiro passo para a obtenção de um circuito regenerativo é a determinação do tipo de interruptor a ser utilizado.

3.2. - ANÁLISE DOS INTERRUPTORES

A escolha dos interruptores é feita em função das características exigidas pelo circuito que, neste caso, envolve a necessidade de inversão do sentido da corrente que flui pelo retificador. Assim sendo, os interruptores deste circuito deverão ser bidirecionais em corrente.

Quanto à tensão, como não haverá inversão da polaridade no barramento CC de saída, o interruptor deve ser unidirecional. A Fig. 3.01(a) apresenta a característica $V \times I$ idealizada deste interruptor e na Fig. 3.01(b) tem-se um exemplo de interruptor que atende às características desejadas. Deve-se esclarecer que os interruptores S_1 a S_4 são interruptores unidirecionais em tensão e bidirecionais em corrente, podendo ser qualquer outro interruptor que atenda estas características, e não necessariamente o interruptor sugerido na Fig. 3.01(b)

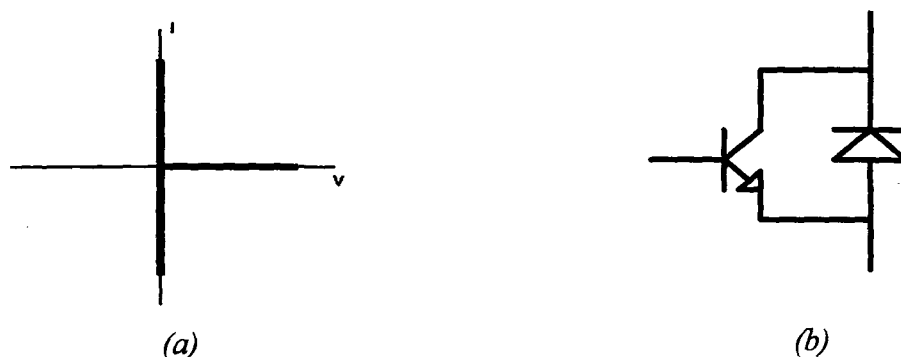


Fig. 3.01 - (a) Característica do interruptor necessária no retificador de corrente; (b) Exemplo de interruptor que possui a característica desejada.

3.3 - CIRCUITO MONOFÁSICO COM REGENERAÇÃO DE ENERGIA

A Fig. 3.02 apresenta o circuito do retificador de corrente monofásico utilizando o interruptor sugerido:

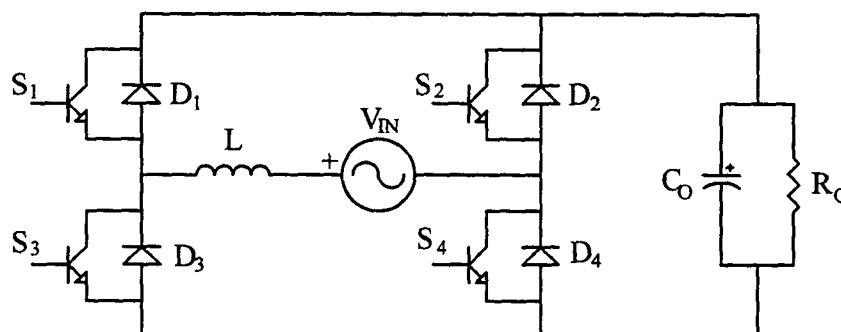


Fig. 3.02 - Retificador de corrente com interruptores bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão.

Uma vez que as modificações feitas se resumiram a introdução de dois novos interruptores semelhantes àqueles já existentes, é importante para a análise e compreensão deste circuito o entendimento do circuito anterior, uma vez que este é apenas uma complementação dele.

Um fato importante que surge com este circuito é que, tendo em vista a existência de quatro interruptores controlados, passa a haver a possibilidade de ocorrer o chamado “curto-circuito de braço”, quando dois interruptores de um mesmo braço (S₁ e S₃ ou S₂ e S₄) são comandados simultaneamente, causando um curto-circuito no capacitor de saída, o que poderia danificar os interruptores por sobrecorrente. Para evitar isto, serão

agora apresentadas algumas regras a serem seguidas na geração dos comandos para este tipo de circuito.

Inicialmente serão definidos os formadores dos braços e grupos:

- D_1/S_1 e D_3/S_3 formam o braço da esquerda e D_2/S_2 e D_4/S_4 formam o braço da direita;
- D_1 e D_2 estão conectados ao barramento positivo da saída do retificador e assim D_1/S_1 e D_2/S_2 formam o grupo positivo; D_3 e D_4 estão conectados ao barramento negativo da saída do retificador e assim D_3/S_3 e D_4/S_4 formam o grupo negativo.

Com base na definição feita, são estabelecidas as seguintes regras para o comando dos interruptores do retificador:

A primeira é que *sempre dois interruptores devem estar em condução, um de cada grupo, para evitar a abertura da fonte de corrente*, devido à elevada tensão gerada nesta condição. Esta regra não se revela um problema a ser considerado na geração dos comandos dos interruptores uma vez que mesmo sem nenhum interruptor receber pulso de comando, os diodos são naturalmente polarizados de forma a não permitir interrupção da circulação de corrente no circuito.

A segunda e mais importante é que *deve-se garantir que dois interruptores de um mesmo braço nunca sejam comandados simultaneamente* para evitar que ocorra o curto-circuito do capacitor de saída.

3.4 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Inicialmente, deve-se observar que o circuito possui dois modos distintos de operação: retificação e regeneração de energia. Em função do modo de operação o comando dos interruptores e o funcionamento do circuito são alterados.

É fundamental para a análise e compreensão deste circuito um sólido conhecimento a respeito do funcionamento do conversor tipo Boost, as principais etapas de operação e suas aplicações, tendo em vista dois fatores:

- A análise do retificador será feita através da decomposição do mesmo em vários conversores tipo Boost distintos, em função das etapas de operação;

- Devido a esta possibilidade de decompor o circuito em vários conversores Boost, o elevado fator de potência obtido é explicado completamente pela teoria envolvendo o estudo do conversor Boost na correção do fator de potência de fontes de alimentação.

Assim é interessante, como etapa preliminar, o estudo do ANEXO 01 que apresenta uma análise do funcionamento do conversor Boost. Para um melhor entendimento, a análise do circuito será feita com base em seus dois modos de operação:

- Modo retificador, transferindo potência da fonte de alimentação para a carga;
- Modo regenerativo, transferindo potência da carga para a fonte de alimentação.

A estrutura em estudo permite que os interruptores sejam comandados de várias formas mas, como o que se deseja é destacar sua capacidade de regeneração de energia, apenas uma destas formas será abordada, que é o acionamento de dois interruptores simultaneamente, S_1 e S_4 ou S_2 e S_3 . Deve-se garantir que enquanto um par de interruptores estiver comandado o par restante não receba comando.

3.4.1 - Princípio de Funcionamento em Modo Retificador

a) Seqüência 01 - $V_{IN} > 0$

Adotando-se a polaridade da fase apresentada na Fig. 3.02 como sendo positiva, os interruptores S_2 e S_3 receberão o comando apresentado na Fig. 3.03.

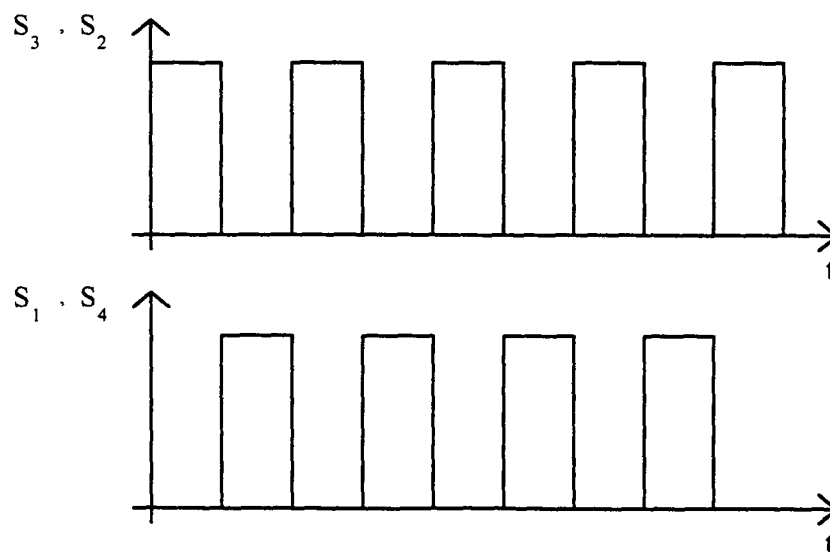


Fig. 3.03 - Comando para o acionamento dos interruptores.

A Fig. 3.04 apresenta as configurações assumidas pelo circuito durante a Sequência 01 de operação ($V_{IN} > 0$) com o comando apresentado na Fig. 3.03:

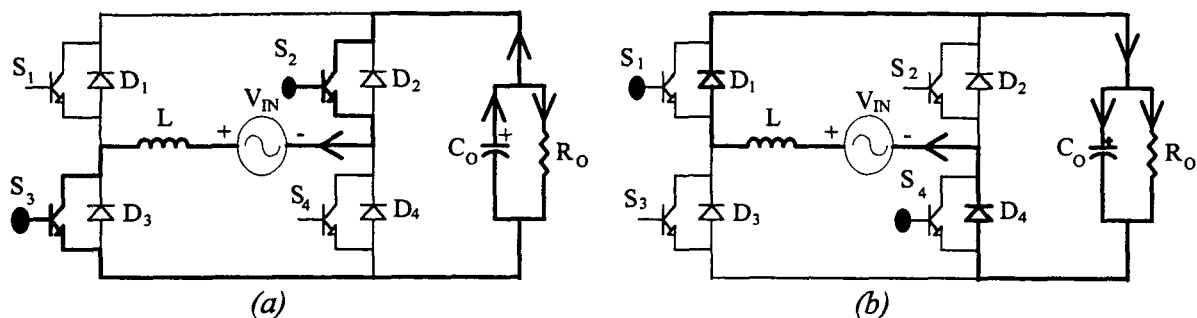


Fig. 3.04 - (a) Etapa de armazenamento de energia; (b) Etapa de transferência de energia.

Comparando-se a Fig. 2.08.b com a Fig. 3.04.b conclui-se que não existe diferença entre elas em termos dos interruptores em condução.

Já na Fig. 3.04.a observa-se uma mudança em relação ao circuito da Fig. 2.08.a: o interruptor S_2 passa a conduzir em lugar de D_4 durante a etapa de armazenamento de energia. Isto faz com que passe a haver circulação de corrente pelo capacitor nesta etapa. Esta alteração, entretanto, não introduz mudanças significativas em termos do resultado final, que é a elevação do fator de potência da estrutura original. Isto pode ser comprovado observando-se a Fig. 3.05 que apresenta o resultado de simulação do circuito:

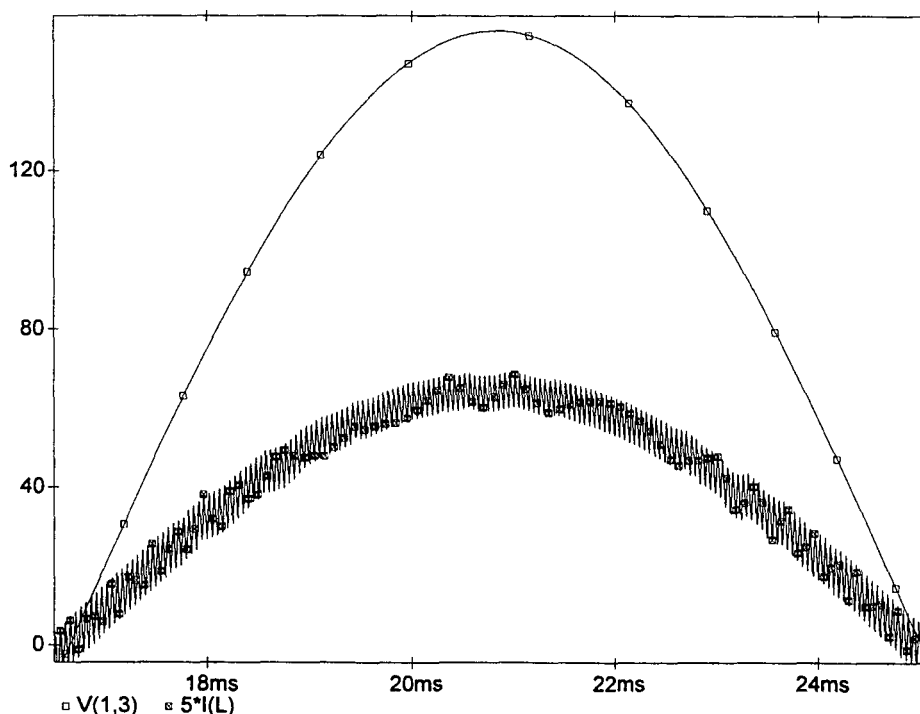


Fig. 3.05 - $V(1,3)$: Tensão de entrada; $5 \cdot I(L)$: Corrente de entrada (ampliada 5 vezes).

b) Seqüência 02 - $V_{IN} < 0$

Tem-se na Fig. 3.06, as configurações assumidas pelo circuito durante o período em que a tensão de entrada é negativa, em função do comando apresentado na Fig. 3.03.

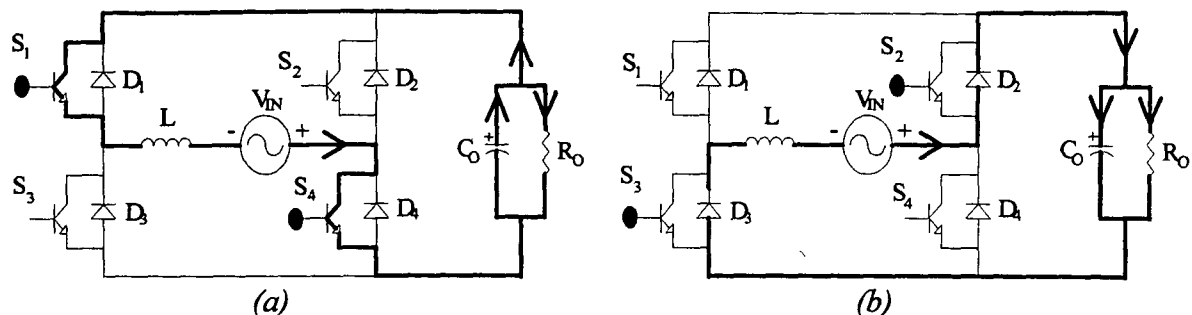


Fig. 3.06 - (a) Etapa de armazenamento de energia; (b) Etapa de transferência de energia.

Através das Figs. 3.06.a e 3.06.b observa-se que o funcionamento é semelhante ao verificado durante a Seqüência 01 ($V_{IN} > 0$), modificando-se apenas os interruptores utilizados. A Fig. 3.07 apresenta as formas de onda da corrente e da tensão de entrada obtidas da simulação desta etapa, onde pode-se observar que também durante o semiciclo negativo permanece a característica de baixo conteúdo harmônico, que permite elevar o fator de potência:.

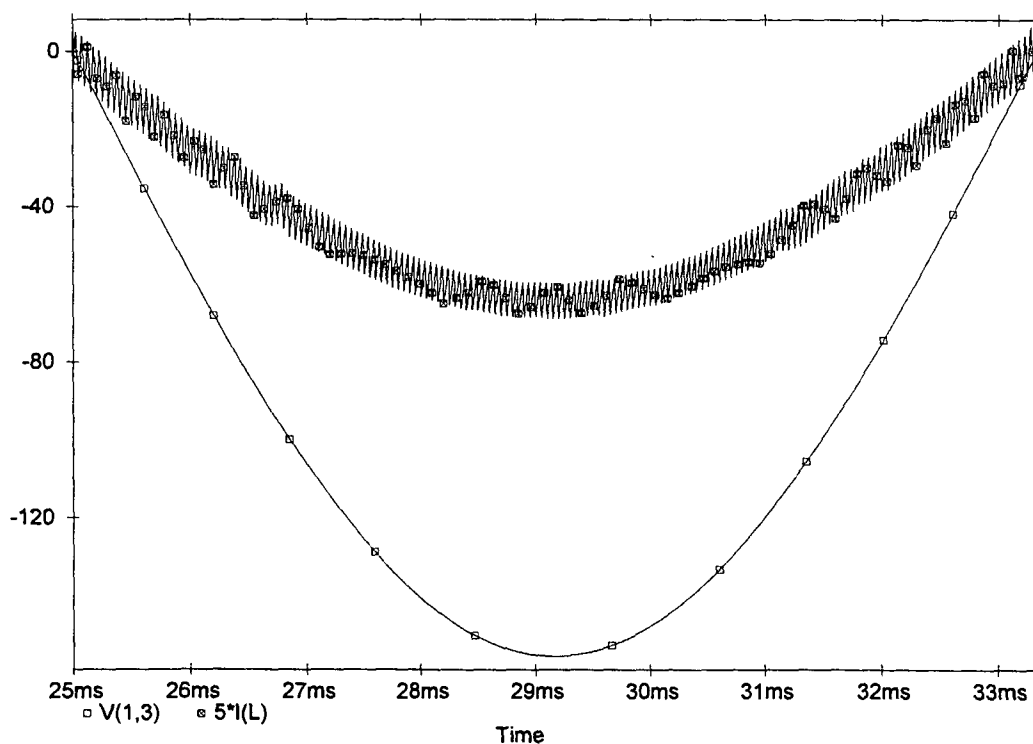


Fig. 3.07 - $V(1,3)$: Tensão de entrada; $5 \cdot I(L)$: Corrente de entrada (ampliada 5 vezes).

3.4.2 - Princípio De Funcionamento Em Modo Regenerativo (ou Inversor)

A transferência da energia armazenada no capacitor para a rede é obtida quando se inverte o fluxo de potência, fazendo com que a rede passe de fornecedora a receptora de potência. A forma de se obter esta inversão fica clara ao tomar-se o exemplo de uma bateria.

Quando a corrente flui no sentido bateria \rightarrow carga, a bateria fornece potência para a carga; quando a corrente flui no sentido carga \rightarrow bateria, a bateria está em processo de carregamento e está operando como receptora de potência.

Aplicando esta idéia ao retificador de corrente, deve-se inverter o sentido normal de fluxo de corrente (fonte \rightarrow retificador), ou seja, a corrente de entrada deve ficar defasada 180° em relação a tensão de entrada. Isto é obtido através da ação do controle da seguinte forma: quando a tensão de saída atingir uma tensão limite, acima do valor nominal imposto pelo retificador, o compensador de tensão tem sua tensão de saída invertida, invertendo a polaridade da referência de corrente, o que provoca a inversão da corrente de entrada. O princípio de operação do circuito de controle será detalhadamente analisado no Capítulo VII.

a) Sequência 01 - $V_{IN} > 0$

Na Fig. 3.09 tem-se as configurações assumidas pelo circuito durante esta etapa:

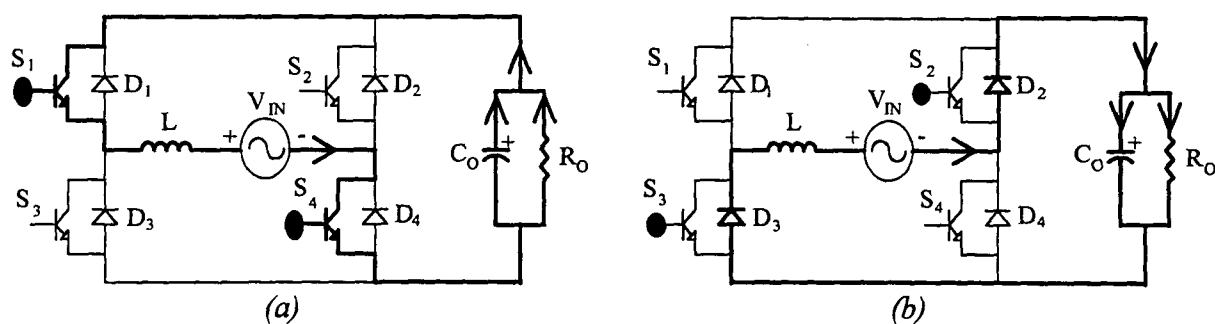


Fig. 3.09 - (a) Etapa de armazenamento de energia; (b) Etapa de transferência de energia.

A Fig. 3.09(a) mostra a condução dos interruptores S_1 e S_4 , que força a circulação da corrente do capacitor para a fonte. Na Fig. 3.09(b), quando os interruptores são bloqueados, a corrente força a entrada em condução de D_3 e D_2 .

A Fig. 3.10 apresenta as formas de onda da corrente de entrada e da tensão de entrada obtidas por simulação:

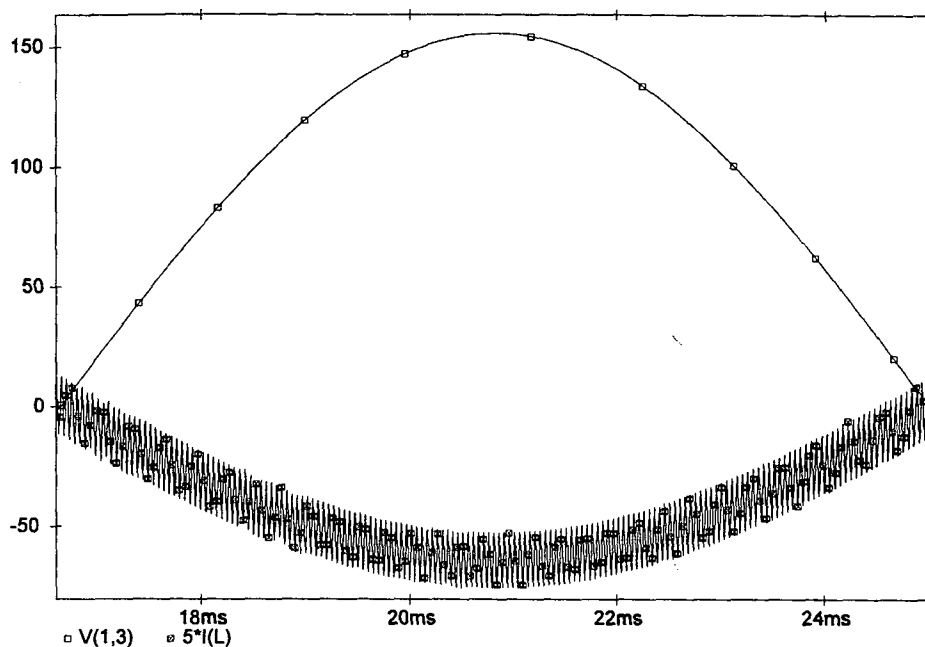


Fig. 3.10 - $V(1,3)$: Tensão de entrada; $5 \cdot I(L)$: Corrente de entrada (ampliada 5 vezes); $V(9)$: Tensão de saída.

Na Fig. 3.10 pode-se observar a inversão da corrente da fonte, o que caracteriza a inversão do fluxo de potência (nesta simulação, a carga foi substituída por uma fonte de tensão).

b) Seqüência 02 - $V_{IN} < 0$

Na Fig. 3.11 tem-se as configurações assumidas pelo circuito durante esta seqüência.

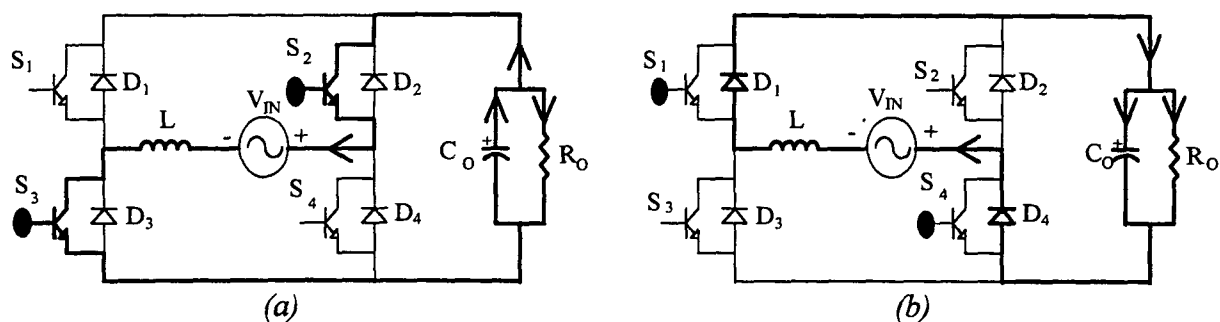


Fig. 3.11 - (a) Etapa de armazenamento de energia; (b) Etapa de transferência de energia.

As formas de onda da corrente de entrada e das tensões de entrada e de saída obtidas por simulação são apresentadas na Fig. 3.12.

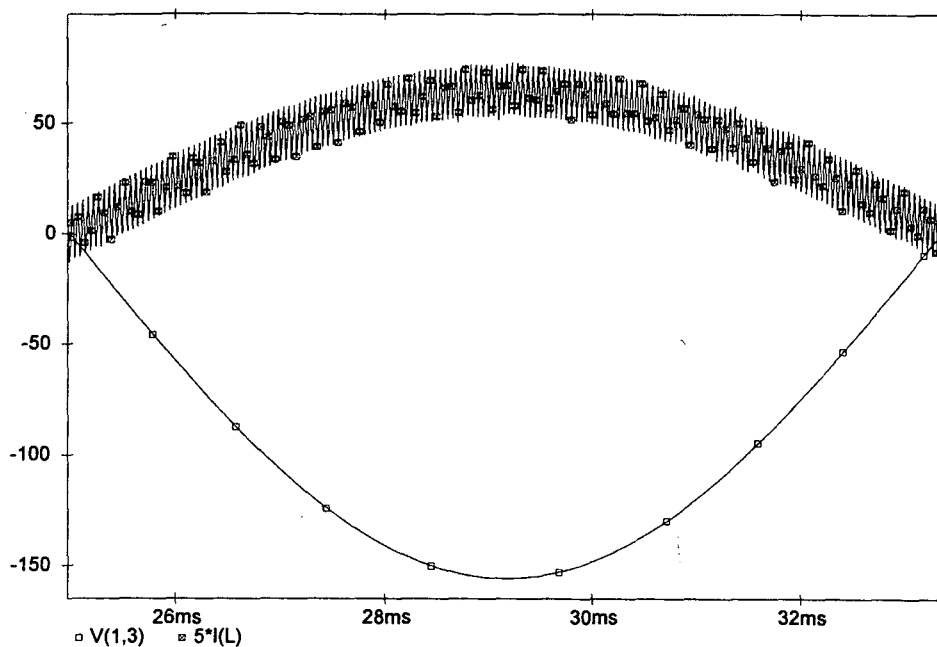


Fig. 3.12 - $V(1,3)$: Tensão de entrada; $5 \cdot I(L)$: Corrente de entrada (ampliada 5 vezes); $V(9)$: Tensão de saída.

3.5 - CONCLUSÃO

Através da análise do circuito retificador de corrente monofásico apresentado na Fig. 3.02 pode-se concluir que o circuito satisfaz as exigências de alto fator de potência e capacidade de regeneração de energia identificadas no Capítulo I.

Desta forma, resta agora estender os conceitos até aqui utilizados ao circuito retificador de corrente trifásico, que é o objetivo central da realização deste trabalho. Esta etapa está apresentada no Capítulo IV.

CAPÍTULO IV

RETIFICADOR TRIFÁSICO DE CORRENTE COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E REGENERAÇÃO DE ENERGIA

4.1 - INTRODUÇÃO

Com base nos conceitos introduzidos no capítulo anterior, aplicado ao retificador monofásico, pode-se agora partir para a definição do circuito retificador trifásico que incorporará as mesmas características de alto fator de potência e possibilidade de regeneração de energia.

Neste capítulo será apresentado o circuito trifásico, buscando-se identificar as semelhanças com o circuito monofásico estudado. Serão também analisadas suas etapas de operação e regras de comando dos interruptores.

4.2 - O CIRCUITO DO RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO

Voltando à Fig. 3.02, os dois circuitos Boost que estavam um em cada braço podem ser reunidos em um só braço do retificador sem nenhum prejuízo ao funcionamento. Como em um sistema trifásico existem três fases, para que se chegue a um circuito equivalente ao monofásico, deve-se ter três braços, um para cada fase. O circuito da Fig. 4.01 apresenta este circuito:

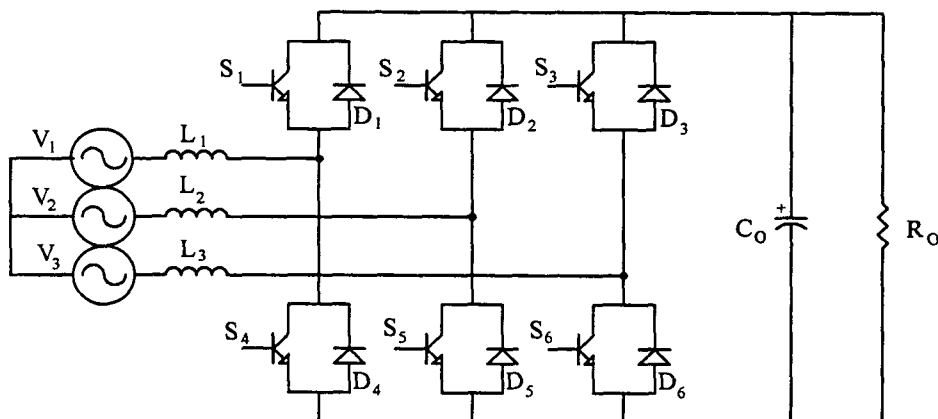


Fig. 4.01 - Circuito do Retificador de Corrente Trifásico.

onde:

S_4/D_1 = interruptor e diodo do boost positivo da fase V_1 ;

S_1/D_4 = interruptor e diodo do boost negativo da fase V_1 ;

S_5/D_2 = interruptor e diodo do boost positivo da fase V_2 ;

S_3/D_5 = interruptor e diodo do boost negativo da fase V_2 ;

S_6/D_3 = interruptor e diodo do boost positivo da fase V_3 ;

S_3/D_6 = interruptor e diodo do boost negativo da fase V_3 .

4.3 - ANÁLISE DO CIRCUITO

Tendo em vista a relativa complexidade introduzida ao circuito do retificador trifásico pela utilização dos interruptores bidirecionais em corrente, é interessante que se realize uma breve análise das possibilidades de comando destes interruptores.

Basicamente as regras que serão apresentadas aqui são apenas adaptações daquelas vistas para o retificador trifásico a diodos e para o retificador monofásico bidirecional em corrente:

- **Sempre três interruptores, um de cada braço, devem estar em condução simultaneamente** para evitar a interrupção da corrente nos indutores. Quanto a isto não há motivo para preocupação pois os diodos se encarregam de manter as três correntes sem interrupção mesmo que nenhum comando seja aplicado ao circuito.
- Novamente está presente a possibilidade de ocorrência do chamado curto de braço, já descrito para o circuito monofásico. Assim sendo, *deve-se garantir que o comando dos interruptores de um mesmo braço nunca ocorra simultaneamente.*

4.3.1. Possibilidades de Condução dos Interruptores

A condução tanto dos interruptores comandados (S_1 a S_6) como dos diodos (D_1 a D_6) é determinada pelo sentido de circulação da corrente em cada fase. Quando em operação normal como retificador, a polaridade da corrente é a mesma da tensão das fases e assim pode-se concluir que os diodos do grupo positivo (D_1 , D_2 e D_3) somente poderão conduzir quando a polaridade das fases a que cada um está ligado for positiva, o mesmo ocorrendo para os interruptores comandados do grupo negativo (S_4 , S_5 e S_6). Os diodos do grupo negativo (D_4 , D_5 e D_6) somente poderão conduzir quando a polaridade das fases a que cada um está ligado for negativa, o mesmo ocorrendo com os interruptores do grupo positivo (S_1 , S_2 e S_3). As possibilidades de comando para operação normal como retificador são apresentadas nas Tabelas 01 a 03, onde :

+ : indica polaridade positiva da fase;

- : indica polaridade negativa da fase;

A : interruptor Apto a conduzir, bastando para isto receber o comando;

B : interruptor/diodo Bloqueado;

C : interruptor/diodo em Condução.

TABELA 01 - Braço Ligado a V_1

FASE V_1	S_1	D_1	S_4	D_4
+	B	C (B)	A (C)	B
-	A (C)	B	B	C (B)

TABELA 02 - Braço Ligado a V_2

FASE V_2	S_2	D_2	S_5	D_5
+	B	C (B)	A (C)	B
-	A (C)	B	B	C (B)

TABELA 03 - Braço Ligado a V_3

FASE V_3	S_3	D_3	S_6	D_6
+	B	C (B)	A (C)	B
-	A (C)	B	B	C (B)

Analisando-se a TABELA 01 (referente ao braço ligado à fase V_1) juntamente com o circuito da Fig. 4.01, pode-se observar que enquanto a fase V_1 estiver positiva D_4 estará bloqueado devido a polarização reversa. O mesmo ocorre com S_1 que, mesmo recebendo pulso de comando, não entrará em condução. Neste semi-ciclo, D_1 estará diretamente polarizado e em condução, enquanto que S_4 , também diretamente polarizado, estará apto a conduzir, bastando para isto receber um pulso de comando. Quando S_4 entrar em condução toda a corrente passará a circular por ele e então D_1 terá sua corrente anulada, bloqueando-se. O mesmo raciocínio pode ser aplicado aos braços ligados às fases V_2 e V_3 .

Quando operando no modo de regeneração de energia, ocorre a inversão da polaridade da corrente em relação a tensão de cada fase e desta forma o comportamento descrito acima é invertido, ou seja, os interruptores S_1 , S_2 e S_3 e os diodos D_4 , D_5 e D_6 podem conduzir durante o semiciclo positivo das tensões das fases e os interruptores S_4 , S_5 e S_6 e os diodos D_1 , D_2 e D_3 durante o semiciclo negativo.

Outra situação que deve ser analisada é a possibilidade de existência de períodos de roda-livre durante a operação do circuito, que ocorrem quando três semicondutores de um mesmo grupo entram em condução, não existindo a circulação de corrente pela carga. Devido às polaridades assumidas pelas fases do sistema, em um mesmo grupo nunca três diodos ou três interruptores comandados irão conduzir simultaneamente. Assim, sempre que houver roda-livre, haverá dois diodos e um interruptor ou dois interruptores e um diodo em condução em um mesmo grupo.

Como exemplo de operação será analisado o intervalo entre 0° e 60° , onde V_1 e V_3 são positivas e V_2 é negativa. Neste intervalo tem-se a seguinte configuração de interruptores:

	CONDUZINDO	APTO A COND.	BLOQUEADO
BRAÇO DE V_1	D_1	S_4	S_1 e D_4
BRAÇO DE V_2	D_5	S_2	S_5 e D_2
BRAÇO DE V_3	D_3	S_6	S_3 e D_6

Durante este intervalo, se S_4 for comandado a conduzir, D_1 irá bloquear, o mesmo ocorrendo com D_3 e D_5 se S_6 e S_2 , respectivamente, forem comandados. A roda livre se obtém em duas situações: se somente S_2 for comandado, tem-se D_1 , S_2 e S_3 (todos do grupo positivo) em condução, ou então se S_4 e S_6 forem comandados, quando então S_4 , D_5 e S_6 (todas do grupo negativo) estarão em condução. Em ambas as situações não haverá circulação de corrente pela carga.

A Fig. 4.02 apresenta o circuito desenhado de forma a apresentar apenas os interruptores e diodos que atuam durante o intervalo entre 0° e 60° , procurando destacar também a ação dos circuitos Boost:

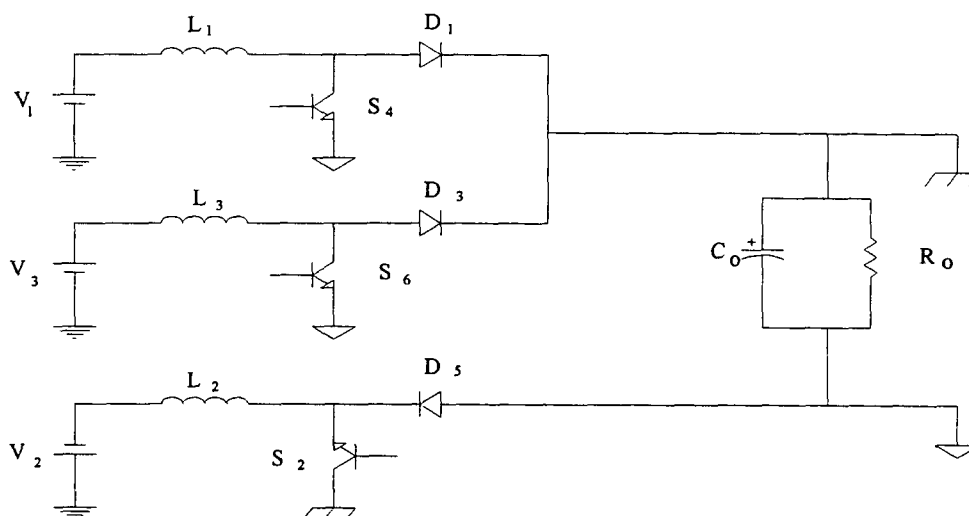


Fig. 4.02 - Três dos circuitos boost que formam o retificador de corrente trifásico.

onde as fontes de tensão CC sugerem a polaridade instantânea das três fases. É importante salientar que a cada 60° esta configuração é alterada pela inversão de polaridade de uma das fases.

4.4 - A LÓGICA DE COMANDO DOS INTERRUPTORES

A análise do funcionamento do circuito e a definição de suas etapas de operação será feita a partir de algumas considerações que não são totalmente explicadas neste capítulo, pois tem sua origem no princípio de operação do conversor Boost ou na forma de atuação do circuito de controle. Sempre que forem feitas tais considerações será indicado qual o capítulo que discorre sobre o assunto.

Como já foi apresentado, cada braço está diretamente ligado a uma das fases do sistema, possuindo cada um deles dois circuitos Boost que operam um em cada semiciclo. A forma de comando destes interruptores deve ser tal que evite a possibilidade de curto de braço. Como cada fase terá um controlador próprio, a solução para que se evite este problema foi a geração de comandos complementares para os interruptores de uma mesma fase. O comando será aplicado diretamente aos interruptores do grupo negativo (S_4 , S_5 e S_6) e de forma complementar aos interruptores do grupo positivo (S_1 , S_2 e S_3).

Conforme mostra a Fig. 4.02, a cada instante o retificador em estudo pode ser encarado com uma associação de três conversores Boost atuando em conjunto. Desta forma, a duração dos pulsos aplicados a cada um dos interruptores é uma função da tensão de saída, suposta fixa, e da tensão de entrada de cada Boost (ver ANEXO 01), que neste caso se trata da amplitude da fase ao qual cada um está conectado.

Da mesma forma que em um Boost operando como conversor CC/CC, tem-se que quanto maior for a amplitude da tensão de entrada, para uma dada tensão de saída, menor será a razão cíclica, ou seja, menor será a duração do pulso aplicado ao interruptor Boost (ver ANEXO 01). Como a amplitude de entrada varia de um valor mínimo negativo ($-V_P$) até um máximo positivo ($+V_P$), a duração dos pulsos aplicados aos

interruptores (S_4 , S_5 e S_6) irá variar de um valor máximo a um valor mínimo, respectivamente.

Como todo o estudo é realizado em função da duração dos pulsos de comando dos interruptores, e estes variam no tempo em função da variação das amplitudes das fases, será escolhido um determinado instante para análise: $\theta = 15^\circ$. A razão da escolha deste ângulo é que neste momento as três fases possuem amplitudes diferentes, permitindo assim a análise completa do circuito.

Para este ângulo tem-se as fases V_1 e V_3 positivas e V_2 negativa, sendo que V_3 tem maior amplitude que V_1 . Assim sendo, pode-se concluir que a duração do pulso de comando da fase V_3 (aplicado a S_6) terá a menor duração, seguido pelo pulso da fase V_1 (aplicado a S_4) e finalmente pelo da fase V_2 (aplicado a S_5), que possui a maior duração, uma vez que esta fase é negativa. Os pulsos de comando dos interruptores para um período de comutação são apresentados na Fig. 4.03.

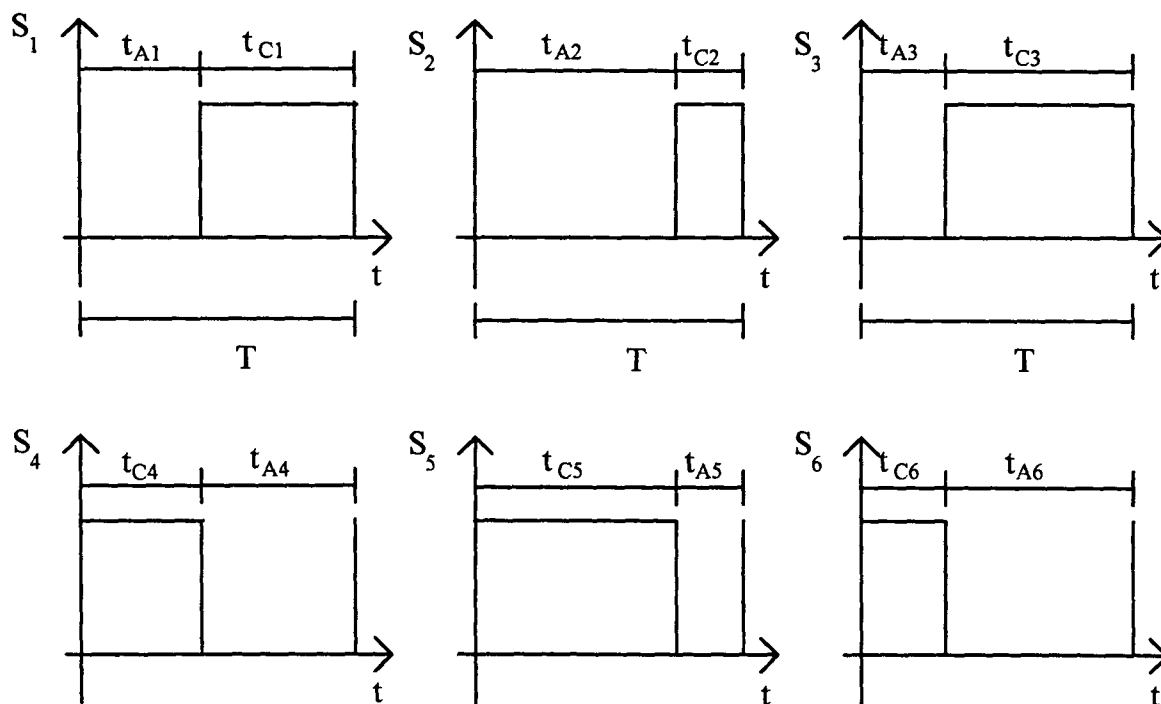


Fig. 4.03 - Formas de onda aproximadas dos comandos dos interruptores em $\theta = 15^\circ$.

onde:

t_{cn} = tempo de duração do comando do interruptor S_n

t_{an} = tempo em que S_n não é comandado, dentro de um período de comutação (T)

4.5 - ETAPAS DE OPERAÇÃO (MODO RETIFICADOR)

Com base nas formas de onda da Fig. 4.03 pode-se concluir que para $\theta = 15^\circ$ existem quatro etapas de operação dentro de um período de comutação, considerando-se aqui somente a análise de transferência de energia das fontes de alimentação para a carga.

4.5.1 - Etapa 01 ($0 < t < t_{C6}$)

No início de cada novo período de comutação todos os interruptores do grupo negativo (S_4 , S_5 e S_6) recebem um pulso de comando dos controladores de suas respectivas fases. Assim, como V_1 e V_3 são positivas, S_4 e S_6 entram em condução, juntamente com o diodo D_5 da fase V_2 , que está com polaridade negativa. Conforme o estudo realizado no item 4.1.1, quando se tem dois interruptores e um diodo de um mesmo grupo em condução, a carga não é envolvida, caracterizando uma etapa de roda-livre. Durante este período ocorre o armazenamento de energia nos indutores.

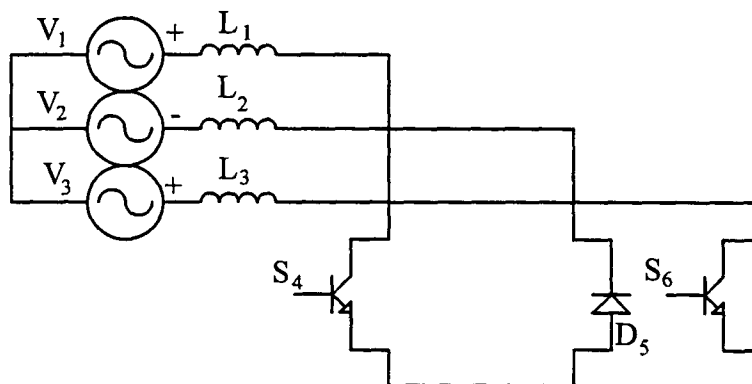


Fig. 4.04 - Circuito resultante da Etapa 01.

Substituindo-se os interruptores e diodos em condução por um curto circuito tem-se o circuito equivalente da Fig. 4.05.

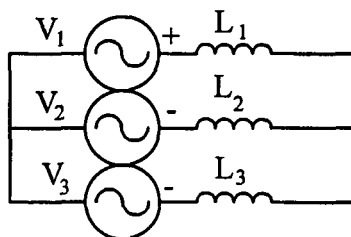


Fig. 4.05 - Circuito equivalente da Etapa 01.

Este circuito é um circuito trifásico equilibrado ($L_1 = L_2 = L_3$) com cargas ligadas em estrela, que pode ser transformado em um sistema trifásico a quatro fios, de onde se conclui que a tensão sobre cada um dos indutores é a própria tensão de fase

4.5.2 - Etapa 02 ($t_{C6} < t < t_{C4}$)

Na seqüência, como o pulso de V_3 é o que tem menor duração, S_6 é bloqueado fazendo com que D_3 entre em condução. O pulso de V_1 ainda permanece alto e assim tem-se que S_4 , D_5 e D_3 estão em condução nesta etapa. S_3 e S_5 estão comandados mas não conduzem. Esta etapa tem a característica de transferência de energia dos indutores L_2 e L_3 para a carga.

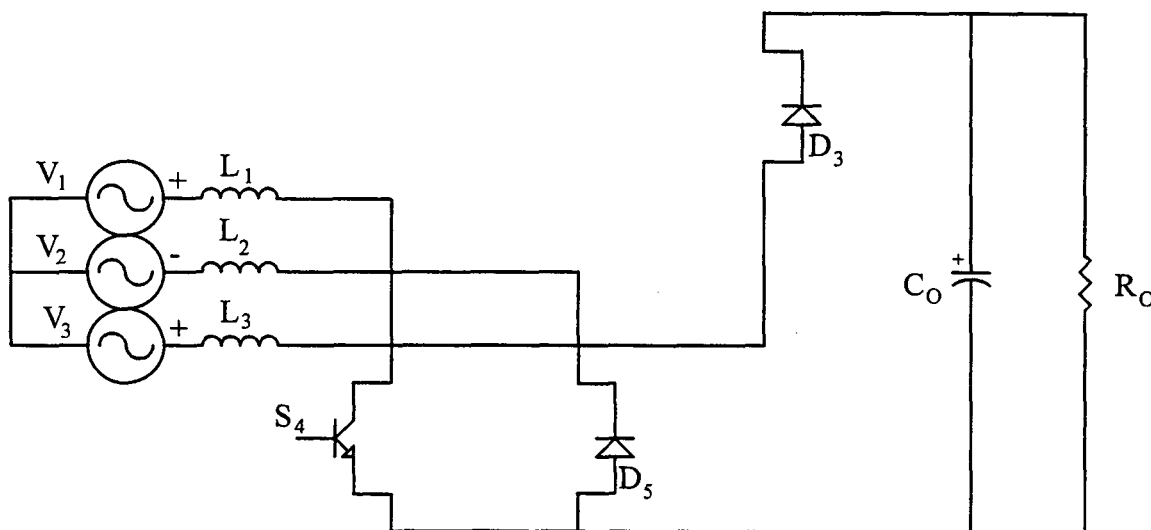


Fig. 4.06 - Circuito resultante da Etapa 02.

Transformando o circuito acima em um circuito equivalente tem-se:

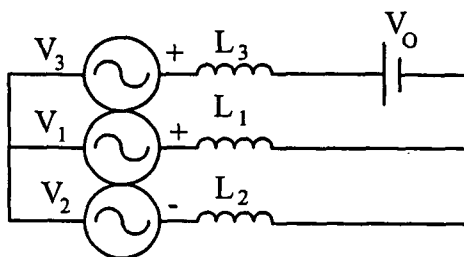


Fig. 4.7 - Circuito equivalente da Etapa 02.

onde a fonte de tensão V_0 representa a tensão de saída.

4.5.3 - Etapa 03 ($t_{c4} < t < t_{c5}$)

Nesta etapa os interruptores S_3 e S_5 continuam comandados sem entrar em condução, mas S_4 deixa de conduzir e D_1 assume a corrente. Como os comandos dos interruptores são complementares, no instante em que o comando de S_4 vai a zero, S_1 é comandado sem entretanto entrar em condução, pois a fase V_1 é positiva. Desta forma tem-se D_1 , D_5 e D_3 em condução. Nesta etapa todos os indutores transferem energia para a carga.

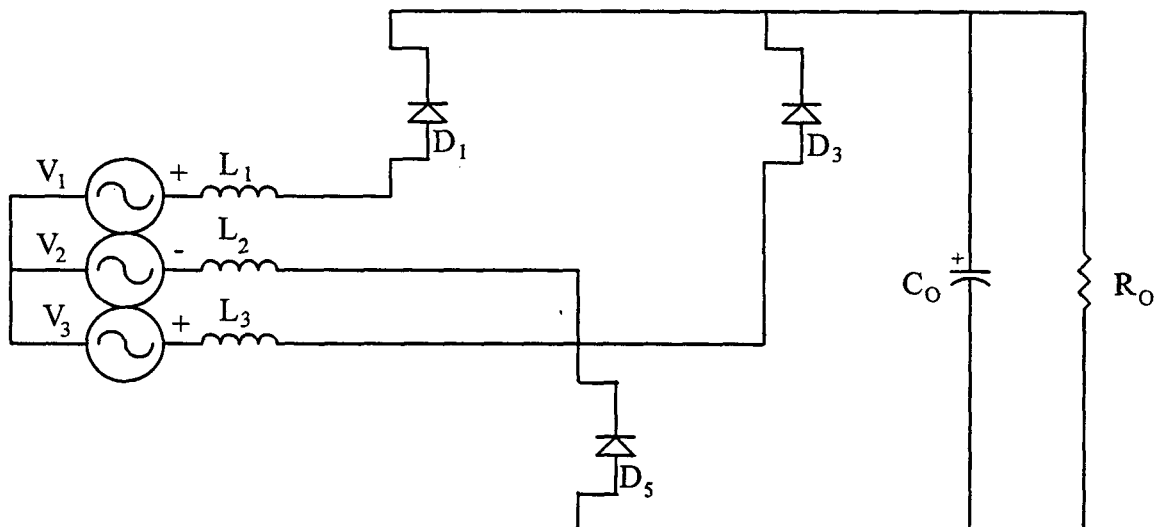


Fig. 4.08 - Circuito resultante da Etapa 03.

Transformando o circuito acima em um circuito equivalente tem-se:

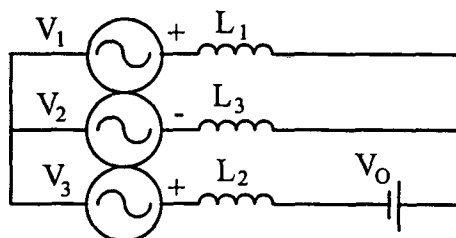


Fig. 4.09 - Circuito equivalente da Etapa 03.

onde a fonte de tensão V_0 representa a tensão de saída.

4.5.4 - Etapa 04 ($t_{c5} < t < T$)

Esta etapa tem início quando o comando de S_5 vai a zero e, portanto, S_2 é comandado e passa a conduzir, uma vez que a fase V_2 é negativa. Por sua vez, S_1 e S_3 continuam comandados sem entrar em condução. Durante esta etapa tem-se então D_1 , S_2 e D_3 em condução. Novamente, segundo o item 4.1.1, tem-se aqui uma nova etapa de roda-livre pois dois diodos e um interruptor de um mesmo grupo estão em condução.

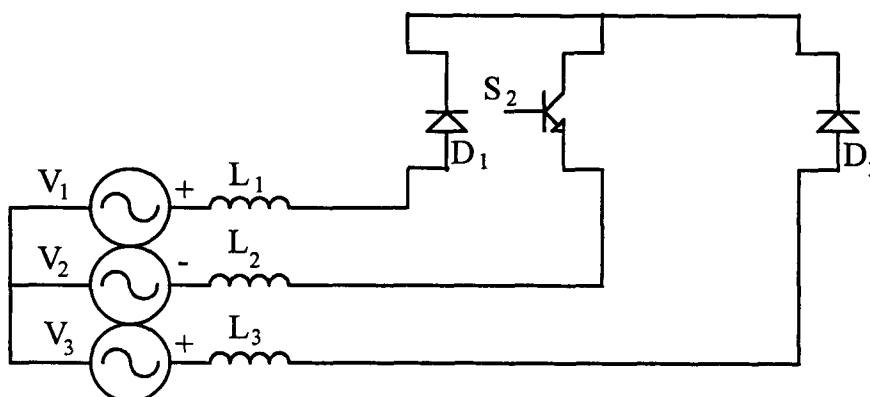


Fig. 4.10 - Circuito resultante da Etapa 04.

O circuito equivalente desta etapa é igual ao da Etapa 01:

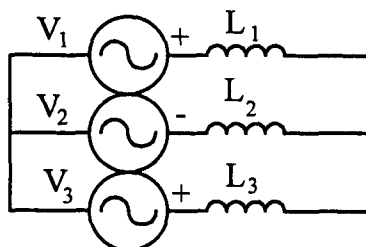


Fig. 4.11 - Circuito equivalente da Etapa 04.

4.6 - CONCLUSÃO

Da Análise das etapas de operação chega-se a conclusão de que durante a operação para $\theta = 15^\circ$ o circuito passa por duas etapas de armazenamento de energia (01 e 04), uma etapa onde apenas as fases V_2 e V_3 transferem energia (02) e uma etapa onde todas as fases transferem energia (03). A existência de duas etapas de armazenamento de energia poderia indicar que a frequência da ondulação da corrente seria igual a duas vezes a frequência de comutação mas, como estas etapas são a primeira e a última, existe uma união entre elas, gerando um só período de armazenamento de energia com duração igual a soma da duração individual das etapas 01 e 04.

Quanto às etapas de operação durante a operação no modo inversor, elas não se diferenciam das apresentadas para o modo retificador, exceto pelo fato de que os semicondutores que conduzem no modo retificador serão substituídos pelos seus complementares (S_4 por S_1 , D_4 por D_1 , etc), uma vez que a corrente tem sua polaridade invertida.

CAPÍTULO V

CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA

5.1 - INTRODUÇÃO

No circuito retificador em estudo, tem-se que a tensão de saída V_O é fruto da ação simultânea de três circuitos Boost. Assim, existe uma relação entre cada fase e a tensão de saída, uma vez que a entrada de cada circuito Boost é a tensão de fase e a saída deste circuito está ligada à tensão V_O . Esta característica de transferência é o que se apresentará neste capítulo.

5.2 - CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA POR FASE

Como já foi abordado, cada braço está ligado a uma das fases, possuindo dois circuitos Boost idênticos que operam em intervalos distintos: um no semiciclo positivo e outro no semiciclo negativo. Devido a simetria existente entre os dois semiciclos da senóide, pode-se afirmar que o comportamento dos circuitos Boost positivo e negativo são semelhantes.

Da teoria de operação do conversor Boost sabe-se que a duração dos pulsos de comando do interruptor é uma função da tensão de entrada e da tensão de saída: quanto maior for a tensão de entrada, para uma tensão de saída fixa, menor será a duração do pulso de comando.

Considerando que neste caso a tensão de saída é fixa e a entrada é uma tensão que varia senoidalmente, pode-se concluir que a duração dos pulsos de comando dos dois interruptores terá uma variação senoidal. Como a tensão de entrada varia de um valor mínimo de $-V_P$ até um valor máximo de $+V_P$, o comando dos interruptores irá variar de um valor máximo a um valor mínimo, respectivamente.

A Fig. 5.01 (a) e (b) apresenta as formas de onda dos comandos dos interruptores do braço ligado à fase V_1 no pico positivo e no pico negativo, respectivamente:

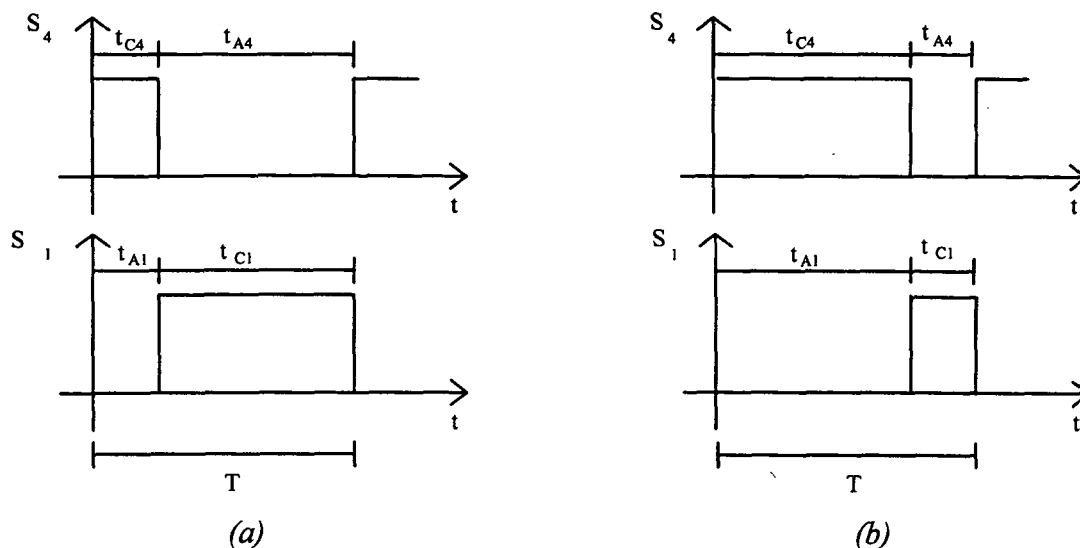


Fig. 5.01 - (a) Comando dos interruptores S_4 e S_1 no pico positivo da fase V_1 ; (b) Comando dos interruptores S_4 e S_1 no pico negativo da fase V_1 .

Na Fig. 5.01, como os valores máximo e mínimo da senoide são iguais, o comando do interruptor S_4 no pico positivo terá a mesma duração que o comando do interruptor S_1 no pico negativo.

Como os comandos são complementares, a medida que a amplitude da senoide diminui no tempo, t_{C4} aumenta e t_{C1} diminui. Desta forma, existirá um momento em que a duração dos comandos de S_4 e S_1 será igual, que é o ponto onde a senoide passa por zero. Neste instante tem-se:

$$t_{C4} = t_{C1} = \frac{T}{2}$$

Analisando-se somente o comportamento do Boost positivo, quando a fase V_1 cruza por zero é aplicado a S_4 o comando com duração equivalente a metade de um período de comutação. A partir daí a fase se torna negativa e o comando terá sua duração elevada mas, mesmo assim o interruptor não irá conduzir mais tempo, uma vez que a polaridade da entrada foi invertida e S_4 está reversamente polarizado.

Pode-se então definir uma razão cíclica efetiva para os interruptores, que expressa a variação do tempo de comando em relação ao intervalo efetivo de atuação do interruptor. Desta forma pode-se definir o seguinte:

$T_I = T/2 =$ período de atuação efetiva dos interruptores;

$t_{CI} =$ duração efetiva do comando, que varia de 0 a T_I

$D_I = \frac{t_{CI}}{T_I} =$ Razão cíclica efetiva de cada interruptor, variando de 0 a 1.

Assim, a característica de transferência para o circuito Boost positivo da fase V_I pode ser escrito como sendo:

$$\frac{V_o}{|v_I(t)|} = \frac{1}{1 - D_{II}} \quad (5.01)$$

onde $v_I(t) = V_p \cdot \text{sen}(\theta)$

Entretanto esta característica de transferência refere-se apenas à operação durante o semiciclo positivo. Durante o semiciclo negativo outro Boost com característica semelhante irá atuar. Como as características de transferência são idênticas, pode-se considerar que o efeito total é equivalente a um só circuito Boost submetido a uma variação igual a duas vezes a tensão de pico da senoide. Assim a característica de transferência pode ser escrita como:

$$\frac{V_o}{|v_I(t)|} = \frac{2}{1 - D_{II}} \quad (5.02)$$

onde $v_I(t) = V_p \cdot \text{sen}(\theta)$ e $D_{II} = \frac{t_{CI}}{T_I}$

Para as demais fases tem-se:

$$\frac{V_o}{|v_2(t)|} = \frac{2}{1 - D_{12}} \quad (5.03)$$

onde $v_2(t) = V_p \cdot \text{sen}(\theta - 120^\circ)$ e $D_{12} = \frac{t_{CI2}}{T_1}$

$$\frac{V_o}{|v_3(t)|} = \frac{2}{1 - D_{13}} \quad (5.04)$$

onde $v_3(t) = V_p \cdot \text{sen}(\theta - 240^\circ)$ e $D_{13} = \frac{t_{CI3}}{T_1}$

Considerando o período de comutação total (T), as Eq. 5.02 a 5.04 podem ser rescritas. Definindo-se a razão cíclica de cada fase como:

$$D = \frac{t_c}{T} \quad (5.05)$$

onde t_c é o tempo de duração do comando na saída de cada controlador, aplicado diretamente ao interruptor do Boost positivo de cada fase (S_4 , S_5 ou S_6 na Fig. 4.04).

Analisando-se o comando do interruptor S_4 na Fig. 5.01, pode-se afirmar que durante o período em que V_1 é positiva e S_4 está ativo, a duração efetiva do comando (t_{CI}) equivale a duração do comando vindo do controlador (t_c). Desta forma, pode-se encontrar a relação entre D e D_1 :

$$D_1 = \frac{t_{CI}}{T_1} = \frac{t_c}{T_1} = \frac{t_c}{\frac{T}{2}} = 2 \cdot \frac{t_c}{T} = 2 \cdot D \quad (5.06)$$

Assim tem-se que:

$$D_1 = 2 \cdot D \quad (5.07)$$

Desta forma tem-se que a característica de transferência individual de cada fase é dada por:

$$\frac{V_o}{v_n(t)} = \frac{2}{1 - 2 \cdot D_n} \quad (5.08)$$

onde n assume os valor 1, 2 ou 3 em função da fase que está sendo considerada.

A Fig. 5.02 apresenta a Eq. 5.08 traçada, para uma variação de D entre 0 e 1:

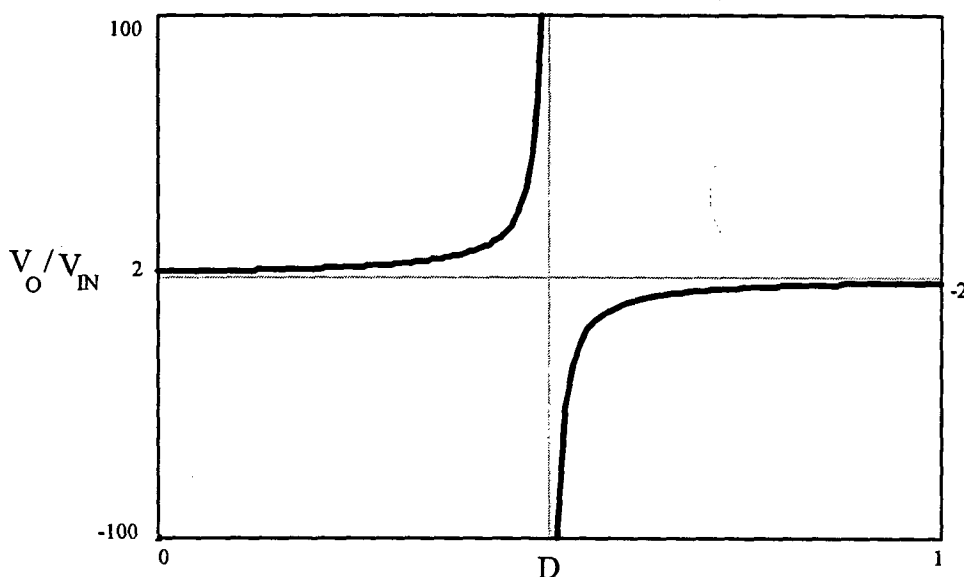


Fig. 5.02 - Gráfico da característica de transferência individual das fases do Retificador de Corrente Trifásico.

Percebe-se na Fig. 5.02 que quando D se aproxima de 0.5, a relação V_o/V_{IN} tende a infinito, uma vez que quando $D = 0.5$ a tensão da fase passa por zero. A partir desta figura pode-se concluir que **a menor tensão de saída que se pode obter é igual a duas vezes o valor de pico da tensão das fases.**

5.3 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi encontrada a característica de transferência do retificador de corrente trifásico, tendo como base a operação de cada braço como sendo contituido por dois conversores Boost operando um em cada semiciclo da tensão de fase.

Desta característica de transferência pode-se definir uma característica importante deste circuito: a menor tensão de saída que pode ser obtida é igual a duas vezes o valor da tensão de pico da tensão de fase aplicada, o que pode ser encarado como uma desvantagem deste circuito.

CAPÍTULO VI

CÁLCULO DOS INDUTORES DE ENTRADA (BOOST)

6.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado o estudo teórico a partir do qual se determina a expressão para o cálculo dos indutores de entrada do retificador de corrente. Além disto será apresentada também toda a seqüência de projeto dos indutores, desde a determinação de seu valor até os cálculos envolvidos em sua construção, como escolha do núcleo, da bitola do fio e o número de espiras.

6.2 - DETERMINAÇÃO DAS INDUTÂNCIAS DE ENTRADA

O projeto dos indutores de entrada é baseado no funcionamento do circuito Boost operando em condução contínua. Para este modo de operação, no Capítulo 05 foi encontrada a característica de transferência para cada uma das fases em relação a tensão de saída:

$$\frac{V_o}{v_n(t)} = \frac{2}{1 - 2 \cdot D_n} \quad (6.01)$$

Conforme foi demonstrado no Capítulo IV durante o estudo das etapas de operação do circuito, o retificador trifásico passa por dois modos diferentes de operação dentro de um período de comutação: armazenamento de energia (Etapas 01 e 04) e transferência de energia (Etapas 02 e 03).

Durante as etapas de armazenamento de energia a corrente do indutor sofre elevação enquanto que nas etapas de transferência, a corrente é reduzida. Estes dois ciclos fazem com que a corrente varie em torno de um valor médio que segue a forma de onda da corrente de referência utilizada no controle. Esta ondulação de corrente será o parâmetro utilizado para a determinação do valor dos indutores.

A ondulação na corrente depende basicamente de quatro fatores: a duração da etapa de armazenamento de energia, a tensão aplicada ao indutor durante esta etapa, o valor do indutor e o valor da corrente do indutor.

6.2.1 - A tensão Aplicada ao Indutor na Etapa de Armazenamento de Energia

Como foi apresentado no Capítulo 04, durante a etapa de roda livre, quando ocorre o armazenamento de energia nos indutores, a tensão existente sobre cada indutor é igual a tensão da fase a que ele está ligado.

6.2.2 - A Duração da Etapa de Armazenamento de Energia

A duração da Etapa de armazenamento de energia depende, conforme foi visto no estudo das etapas de operação, da duração do comando dos interruptores Boost das fases mais positiva e mais negativa. Isto pode ser observado na Fig. 6.01, que apresenta os comandos dos interruptores S_4 , S_5 e S_6 para $\theta = 15^\circ$, quando V_3 é a fase mais positiva e V_2 é a mais negativa:

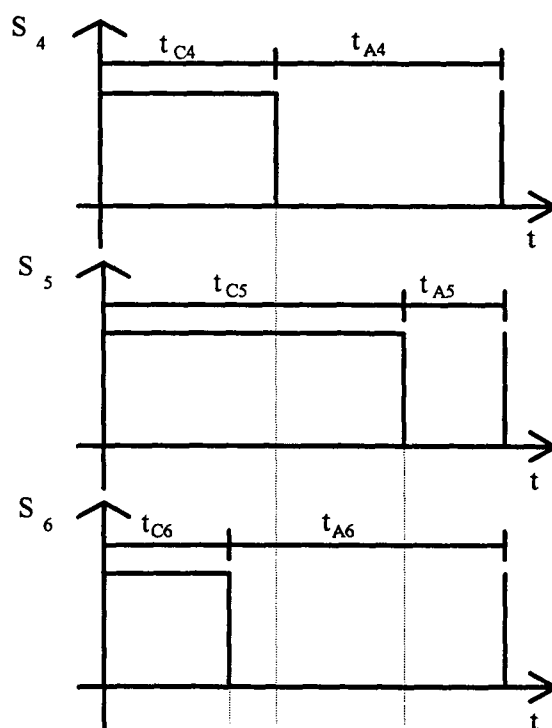


Fig. 6.01 - Comando dos interruptores S_4 , S_5 e S_6 para $\theta = 15^\circ$.

Entre 0 e t_{C6} e durante t_{A5} , tem-se etapas de armazenamento de energia (ver Capítulo IV).

O projeto do indutor é feito então a partir da equação:

$$v = L \frac{di}{dt} \quad (6.02)$$

Como a tensão sobre o indutor (para o indutor da fase V_1) é a própria tensão da fase, a equação pode ser escrita como sendo:

$$V_p \cdot \text{sen}(\theta) = L \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (6.03)$$

onde

ΔI = variação máxima da corrente

Δt = duração da etapa de armazenamento de energia

Quanto ao valor máximo da tensão sobre o indutor, fica evidente que ocorre em $\theta = 90^\circ$. Resta então determinar em que momento ocorrerá o máximo Δt .

Inicialmente, como a senoide é simétrica, basta que se analise entre 0 e 90° de uma das fases para que se determine qual o ângulo no qual Δt será máximo. A fase escolhida é a fase V_1 e no intervalo entre 0 e 90° tem-se duas situações diferentes:

- 0° a 30° : V_3 é a fase mais positiva e V_2 a fase mais negativa;
- 30° a 90° : V_1 é a fase mais positiva e V_2 a fase mais negativa.

Os intervalos de roda livre são determinados através da equação 6.01, que pode ser reescrita da seguinte forma:

$$1 - 2 \cdot D_n = \frac{2 \cdot v_n(t)}{V_o} \quad (6.04)$$

$$D_n = \frac{1}{2} - \frac{v_n(t)}{V_o} \quad (6.05)$$

$$D_n = \frac{t_c}{T} \quad (6.06)$$

$$t_c = \left(\frac{1}{2} - \frac{v_n(t)}{V_o} \right) \cdot T \quad (6.07)$$

A equação 6.07 define a duração do comando aplicado a cada um dos interruptores do grupo negativo (S_4 , S_5 e S_6).

Durante o intervalo de 0 a 30°, tem-se V_3 mais positiva e V_2 mais negativa. Assim Δt é dado por:

$$\Delta t = \underbrace{\left(\frac{1}{2} - \frac{V_p \cdot \text{sen}(\theta - 240^\circ)}{V_o} \right) \cdot T}_{t_{C6}} + \underbrace{\left[T - \left(\frac{1}{2} - \frac{V_p \cdot \text{sen}(\theta - 120^\circ)}{V_o} \right) \cdot T \right]}_{t_{A5}} \quad (6.08)$$

$$\Delta t = T \cdot \left[1 + \frac{V_p}{V_o} \left[\text{sen}(\theta - 120^\circ) - \text{sen}(\theta - 240^\circ) \right] \right] \quad (6.09)$$

Durante o intervalo entre 30° e 90° tem-se V_1 mais positiva e V_2 mais negativa. Assim Δt é dada por:

$$\Delta t = \underbrace{\left(\frac{1}{2} - \frac{V_P \cdot \text{sen}(\theta)}{V_O} \right) \cdot T}_{t_{C4}} + \underbrace{\left[T - \left(\frac{1}{2} - \frac{V_P \cdot \text{sen}(\theta - 120^\circ)}{V_O} \right) \cdot T \right]}_{t_{A5}} \quad (6.10)$$

$$\Delta t = T \cdot \left[1 + \frac{V_P}{V_O} \left[\text{sen}(\theta - 120^\circ) - \text{sen}(\theta) \right] \right] \quad (6.11)$$

Aplicando as equações 6.09 e 6.11 na equação 6.03 tem-se:

- Para o intervalo entre 0 e 30°

$$\frac{L \cdot \Delta I}{T \cdot V_P} = \text{sen}(\theta) \cdot \left[1 + \frac{V_P}{V_O} \left[\text{sen}(\theta - 120^\circ) - \text{sen}(\theta - 240^\circ) \right] \right] \quad (6.12)$$

onde o termo à esquerda da igualdade pode ser considerado como uma ondulação de corrente parametrizada (ΔI_{PAR}). O ábaco apresentado na Fig. 6.02 apresenta a variação de ΔI_{PAR} para variações de θ entre 0 e 30°, para vários valores de V_P/V_O .

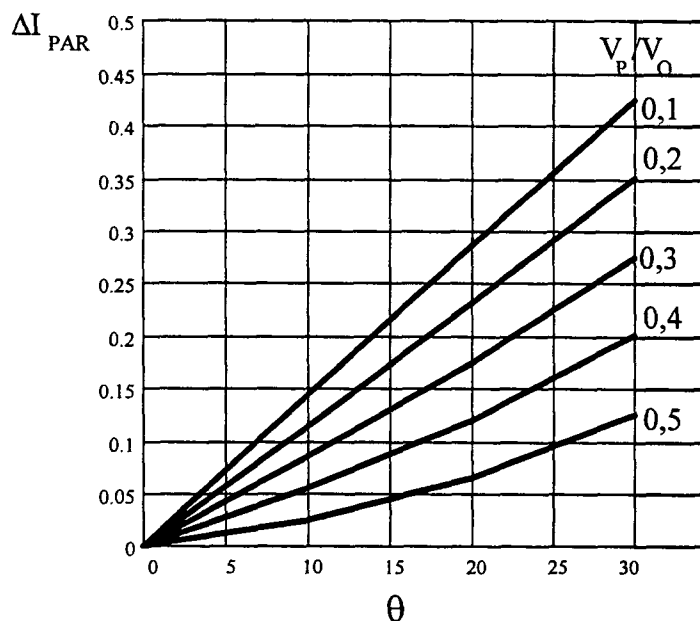


Fig. 6.02 - Variação de ΔI_{PAR} para θ variando entre 0° e 30°.

- Para o intervalo entre 30° e 90°:

$$\frac{L \cdot \Delta I}{T \cdot V_P} = \text{sen}(\theta) \cdot \left[1 + \frac{V_P}{V_O} \left[\text{sen}(\theta - 120^\circ) - \text{sen}(\theta) \right] \right] \quad (6.13)$$

O ábaco apresentado na Fig. 6.03 apresenta a variação de ΔI_{PAR} para variações de θ entre 30° e 90°, para vários valores de V_P/V_O .

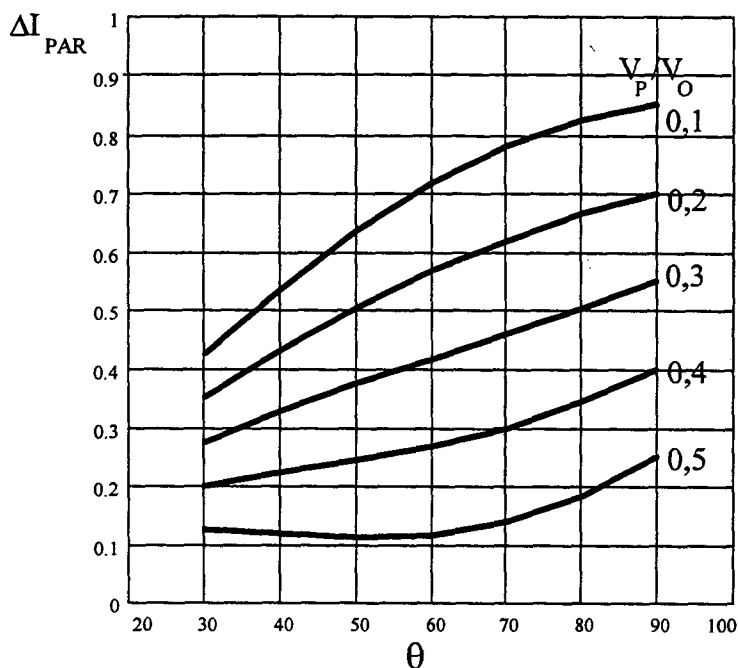


Fig. 6.03 - Variação de ΔI_{PAR} para θ variando entre 30° e 90°.

Através das figuras 6.02 e 6.03 pode-se concluir que o maior valor assumido por ΔI_{PAR} ocorre em $\theta = 90^\circ$. Desta forma, a expressão para o cálculo do valor do indutor pode ser escrita da seguinte forma:

$$L = \frac{(1 - 1,5\alpha) \cdot V_P}{\Delta I \cdot f} \quad (6.14)$$

onde

$$\alpha = V_P/V_O$$

$f_c = 1/T =$ frequência de comutação.

6.2.3 - A Máxima Corrente do Indutor (Corrente de Entrada)

O valor máximo da corrente de entrada é determinado em função da potência de saída, do rendimento da estrutura, da tensão de entrada e, como existe mais de um circuito boost, do número de circuitos que irão fornecer potência para a carga. Como em média cada circuito processa 1/3 da potência [2 e 3]:

$$I_{RMS} = \frac{1}{3} \frac{P_{SAIDA}}{\eta \cdot V_{RMS}} \quad (6.15)$$

onde:

$\eta =$ rendimento da estrutura

$I_{RMS} =$ corrente eficaz de entrada ;

$V_{RMS} =$ Tensão de fase eficaz de entrada

A corrente máxima que circulará pelos indutores é dada então por:

$$I_{MAX} = \sqrt{2} \cdot I_{RMS} \quad (6.16)$$

6.3 - EQUAÇÕES PARA CONSTRUÇÃO DOS INDUTORES DE ENTRADA (BOOST)

Com base em [2] o projeto dos indutores é realizado através das expressões:

a) Produto AeAw:

$$AeAw = \frac{L \cdot I_{PICO} \cdot I_{EFMAX} \cdot 10^4}{k_w \cdot B_{MAX} \cdot J_{MAX}} \text{ cm}^4 \quad (6.17)$$

onde $B_{MAX} = 0.25$ Tesla, $J_{MAX} = 300$ A/cm² e $k_w = 0.7$

b) Número de Espiras (N)

$$N = \frac{L \cdot I_{PICO} \cdot 10^4}{B_{MAX} \cdot Ae} \quad (6.18)$$

c) Entreferro (lg)

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{L} \text{ cm} \quad (6.19)$$

d) Profundidade de Penetração (Δ)

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (6.20)$$

onde f_c é a frequência de comutação.

e) Diâmetro Máximo do Condutor (D)

$$D = 2 \cdot \Delta \text{ cm} \quad (6.21)$$

e) Área do Condutor (A)

$$A = \frac{I_{EF}}{J_{MAX}} \text{ cm}^2 \quad (6.22)$$

6.4 - PROJETO DOS INDUTORES DE ENTRADA

A seqüência de projeto tem como ponto de partida três dados fundamentais: a tensão de entrada, a tensão de saída e a potência desejada. Para o protótipo em estudo estes valores são:

- Tensão de Entrada: 110 V_{RMS};
- Potência: 1000 W;
- Frequência de Comutação (f_C): 20 kHz.
- Tensão de Saída : 500 V_{CC};

É importante observar que a tensão de saída utilizada para a realização dos cálculos é de 500 Volts e não 310 Volts, que é a tensão de saída do protótipo. Isto se deve ao fato de que inicialmente a tensão de saída seria de 500 Volts, sendo posteriormente alterada devido às características do conversor de frequência a ser utilizado. Como o protótipo já estava em testes, optou-se por manter os mesmos indutores. A consequência disto será uma menor ondulação na corrente de entrada, que não se traduz em prejuízo ao trabalho.

As considerações de projeto são as seguintes:

- Rendimento estimado de 90 %;
- Máxima ondulação de corrente (ΔI) igual a 20 % da corrente de pico na entrada.

(a) Cálculo da Indutância

$$\text{- Da Eq. 6.15} \quad \Rightarrow \quad I_{RMS} = 3,36 \text{ A}$$

$$\text{- Da Eq. 6.16} \quad \Rightarrow \quad I_{MAX} = 4,76 \text{ A}$$

$$\alpha = \frac{V_P}{V_O} \quad \Rightarrow \quad \alpha = 0,311$$

$$\Delta I = 0,2 \cdot I_{MAX} \quad \Rightarrow \quad \Delta I = 0,952 \text{ A}$$

$$\text{- Da Eq. 6.14} \quad \Rightarrow \quad L = 4,36 \text{ mH}$$

(b) Escolha do Núcleo

- Da Eq. 6.17 $\Rightarrow AeAw = 13,282 \text{ cm}^4$

O núcleo escolhido foi E 65/26 ($Ae = 5,32 \text{ cm}^2$ $Aw = 3,70 \text{ cm}^2$)

(c) Cálculo do Número de Espiras

- Da Eq. 6.18 $\Rightarrow N = 156 \text{ espiras}$

(d) Cálculo do Entreferro

- Da Eq. 6.19 $\Rightarrow lg = 0,373 \text{ cm}$

(e) Escolha do Fio

- Da Eq. 6.20 $\Rightarrow \Delta = 0,053 \text{ cm}$

- Da Eq. 6.21 $\Rightarrow D = 0,106 \text{ cm}$

- Da Eq. 6.22 $\Rightarrow A = 0,011 \text{ cm}^2$

O foi escolhido é o **condutor 17 AWG** ($D = 0,115 \text{ cm}$ e $A = 0,0104 \text{ cm}^2$), uma vez que as discrepâncias entre seus dados e as especificações são bastante reduzidas.

6.5 - CONCLUSÃO

Com base no desenvolvimento teórico apresentado obteve-se uma expressão bastante simples para o cálculo das indutâncias de entrada, que teve sua origem basicamente na operação do conversor Boost.

Quanto as expressões para os cálculos que envolvem a construção do indutor, não houve nenhuma adaptação especial em função de características próprias do circuito, sendo os mesmos cálculos utilizados para indutores de diferentes topologias.

Em relação à escolha do condutor 17 AWG, cujas características não se adaptaram exatamente às obtidas pelos cálculos, se justifica em função de que as

discrepâncias são pequenas, bem como porque a escolha do condutor 16 AWG envolveria a utilização de um núcleo maior, não disponível no laboratório.

CAPÍTULO VII

O CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA

7.1 - INTRODUÇÃO

O caminho trilhado para a definição do circuito do retificador de corrente trifásico teve início na busca de um circuito retificador que pudesse reunir duas características importantes no acionamento de máquinas elétricas: elevado fator de potência e possibilidade de operar no modo de regeneração de energia.

O ponto de partida foi a utilização do conversor CC/CC tipo Boost para elevar o fator de potência de um retificador monofásico em ponte. Deste circuito original foram sendo introduzidas pequenas alterações até que se chegou ao circuito que reúne ambas as características.

Entretanto, mesmo com todas as alterações realizadas, o princípio de operação do circuito permanece o mesmo: utilização de uma configuração Boost para elevar o fator de potência. Este tipo de circuito pode ser utilizado de diversas maneiras para realizar a mesma função e, dentre elas optou-se pela operação em condução contínua, com controle por corrente média. A seguir será realizado um estudo mais detalhado a respeito desta forma de operação, e os circuitos utilizados para implementar o controle.

7.2 - CONVERSOR BOOST EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)

Antes de abordar o controle é interessante relembrar o funcionamento do conversor Boost em condução contínua. Neste modo de operação tem-se que a corrente do indutor varia de um valor mínimo diferente de zero até um valor máximo durante a etapa de armazenamento de energia (quando o interruptor boost está conduzindo e o diodo bloqueado) saindo deste valor novamente ao mínimo durante a etapa de transferência de energia (diodo conduzindo e interruptor boost bloqueado).

Uma característica muito importante assumida pelo conversor Boost neste modo de operação é que a tensão de saída independe da corrente de saída, sendo função somente da tensão de entrada e da razão cíclica, o que significa que em condução contínua o conversor apresenta boa regulação contra variações da corrente de saída. A relação entre tensão de saída e de entrada é dada pela Eq. 7.01

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D} \quad (7.01)$$

O modelo do conversor Boost em CCM é apresentado na Fig. 7.01 [3]:

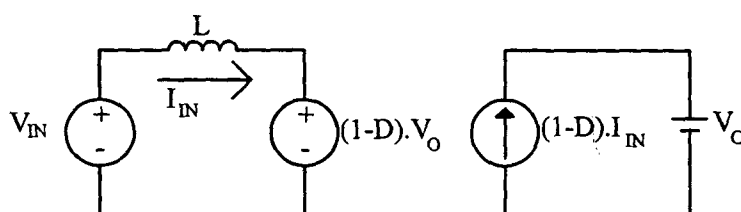


Fig. 7.01 - Modelo do Conversor Boost operando em Modo de Condução Contínua (CCM).

Neste modelo pode-se observar que, sob o ponto de vista de V_o , o conversor se comporta como uma fonte de corrente dependente da corrente de entrada e da razão cíclica D .

O comportamento da corrente no indutor para operação CCM é apresentado na Fig. 7.02. Analisando-se a figura é fácil concluir que ela oscila em torno de um valor médio que, no caso do conversor alimentado por tensão contínua pode ser calculado em função dos valores máximo e mínimo da corrente, conforme a Eq. 7.02.

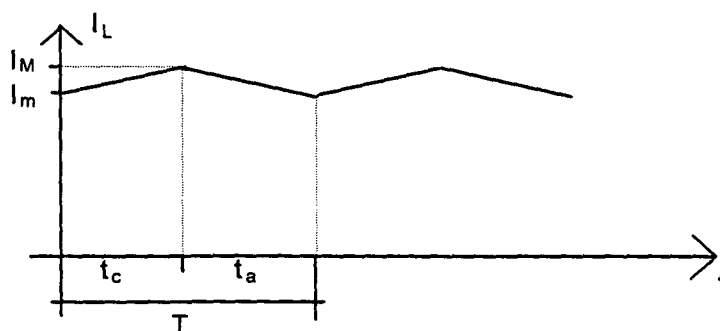


Fig. 7.02 - Comportamento da corrente do indutor em CCM.

O valor médio da corrente pode ser determinado por:

$$I_{\text{media}} = I_m + \frac{\frac{(I_M - I_m) \cdot t_c}{2} + \frac{(I_M - I_m) \cdot t_a}{2}}{T} \quad (7.02)$$

$$I_{\text{media}} = I_m + \frac{(I_M - I_m) \cdot D}{2} + \frac{(I_M - I_m) \cdot (1 - D)}{2} \quad (7.03)$$

$$I_{\text{media}} = \frac{(I_M + I_m)}{2} \quad (7.04)$$

As correntes I_M e I_m são dadas pelas Eqs. 7.05 e 7.06, cuja obtenção é apresentada no ANEXO 01:

$$I_M = \frac{I_o}{(1 - D)} + \frac{D \cdot E}{2 \cdot L \cdot f} \quad (7.05)$$

$$I_m = \frac{I_o}{(1 - D)} - \frac{D \cdot E}{2 \cdot L \cdot f} \quad (7.06)$$

Analisando-se o circuito do conversor Boost da Fig. 7.01 juntamente com as equações 7.01 a 7.06, conclui-se que os parâmetros V_o , I_o , I_M , I_m e I_{media} podem ser alterados perante variações de E , D e R_o . É interessante analisar o comportamento do circuito perante a variação destes três parâmetros individualmente.

- Variação da Razão Cíclica (D):

Segundo a Eq. 7.01, uma variação da razão cíclica provoca a alteração da tensão de saída V_O no mesmo sentido, ou seja, um aumento de D provoca um aumento da tensão de saída e vice versa. Através da lei de ohm constata-se que a corrente de carga I_O será alterada na mesma proporção.

Através das Eqs. 7.02 a 7.04, observa-se que uma variação da corrente de carga I_O provoca também a modificação dos valores máximo e mínimo da corrente no indutor e consequentemente da corrente média de entrada.

- Variação da Tensão de Entrada (E):

Se a tensão de entrada E for alterada, pela Eq. 7.01 constata-se que a tensão de saída V_O também se alterará no mesmo sentido da variação. Esta alteração de V_O terá efeito sobre I_O , I_M , I_m e $I_{m\acute{e}dia}$, conforme descrito no item anterior.

- Variação da Carga (R_O):

A alteração do valor de R_O , sendo que V_O é constante segundo a Eq. 7.01, provoca a modificação de I_O no sentido inverso ou seja, se R_O aumenta I_O diminui e vice versa. Através das Eqs. 4.02 a 4.04 conclui-se que I_M , I_m e $I_{m\acute{e}dia}$ também serão alteradas.

7.3 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA

Quando utiliza-se o conversor Boost em condução contínua na correção ativa do fator de potência, há o interesse em fazer com que a corrente absorvida pelo circuito esteja em fase com a tensão de entrada, emulando uma carga resistiva. A obtenção deste resultado através do controle da corrente média instantânea pode ser explicado com base nas equações 7.01 a 7.06, desde que seja considerado que o valor instantâneo da entrada senoidal permanece constante ao longo de um período de comutação. Desta forma, dentro de um período de comutação, o circuito pode ser analisado como um circuito boost CC/CC. A variação senoidal da entrada passa a ser encarada então como variações da tensão CC de entrada do conversor.

Inicialmente deve-se deixar bastante claros os objetivos do controle a ser realizado neste circuito:

- a) Como principal objetivo pode-se colocar a obtenção de uma corrente de entrada em fase com a tensão aplicada e baixo conteúdo harmônico;
- b) Como o circuito é um retificador aplicado ao controle eletrônico de motores, é necessário que seja mantida constante a tensão de saída. Desta forma, o segundo e não menos importante objetivo do controle a ser realizado é a manutenção da tensão de saída estabilizada.
- c) O terceiro objetivo está intimamente ligado aos dois anteriores: a regeneração da energia que, como já foi explicado, é necessária para reaproveitar a energia gerada nos instantes de frenagem de motores acionados eletronicamente.

Com base nestes objetivos pode-se concluir que serão necessárias duas malhas de controle: uma para o controle da corrente e outra para o controle da tensão de saída. Como a corrente de entrada deve ser senoidal e em fase com a tensão de entrada, o valores médios assumidos em cada período de comutação devem ter uma variação senoidal dentro de um período da tensão de entrada de tal forma que a corrente fique em fase com a tensão de entrada. Conforme as equações 7.02 a 7.04, o valor médio da corrente pode ser controlado através da razão cíclica.

O controle da corrente então será realizado através de uma malha que envolverá, em cada período de comutação, a comparação da corrente de entrada com uma corrente de referência senoidal e em fase com a tensão de entrada. Esta comparação irá determinar a razão cíclica necessária para a obtenção da corrente desejada.

Entretanto, conforme mostram as mesmas equações, o valor médio da corrente é dependente, além da razão cíclica, da corrente de saída e, conseqüentemente da tensão de saída (aplicando-se a lei de ohm). Desta forma, não basta apenas que a corrente de referência tenha a mesma forma de onda e fase da tensão de entrada: é necessário também que sua amplitude seja tal que possibilite a obtenção da tensão de saída desejada. A

função da malha de tensão é justamente informar ao circuito de controle qual o valor da tensão de saída para que seja ajustada a amplitude da corrente de referência. O circuito completo pode ser resumido pelo diagrama de blocos da Fig. 7.03.

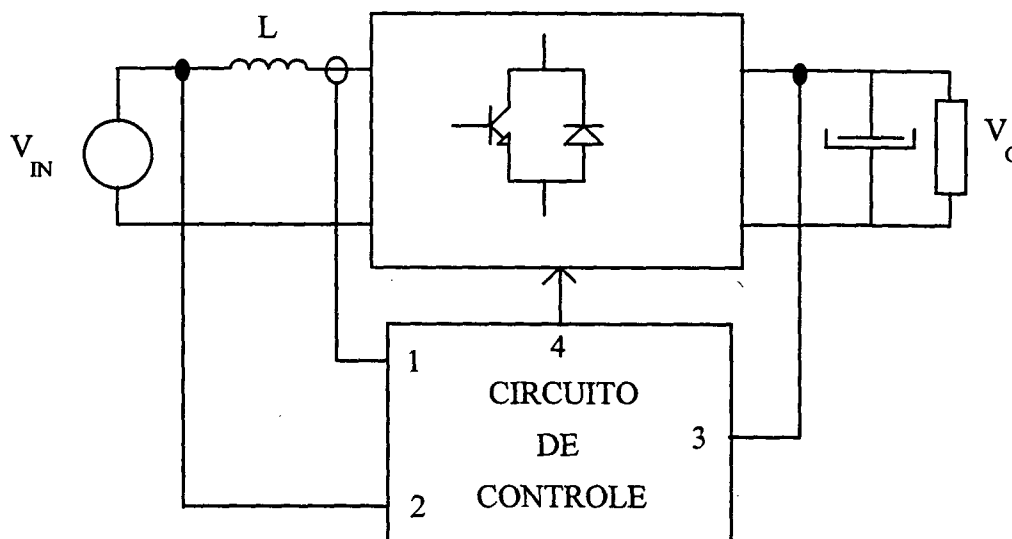


Fig. 7.03 - Diagrama de blocos geral do Controle por Corrente Média.

onde:

- (1) = amostra da corrente do indutor; ;
- (2) = amostra da tensão de Entrada;
- (3) = amostra da tensão de saída;
- (4) = Saída do comando para o circuito.

Este diagrama apresenta as variáveis utilizadas no controle sem entretanto definir separadamente as malhas de corrente e tensão, o que será feito posteriormente. Na Fig. 7.03 pode-se observar que o circuito de controle utiliza amostras da tensão de saída e da tensão de entrada. A primeira informa ao circuito a amplitude da corrente de referência e a segunda, a sua forma e fase. A corrente do indutor é também amostrada para a realização da comparação com a corrente de referência, que irá gerar os pulsos de comando para os interruptores.

7.4 - O CIRCUITO INTEGRADO UC3854

O controle por corrente média pode ser implementado utilizando-se o circuito integrado dedicado da UNITRODE, o UC3854. Este integrado foi desenvolvido com base na aplicação típica do conversor boost na correção do fator de potência, conforme a Fig. 7.04.

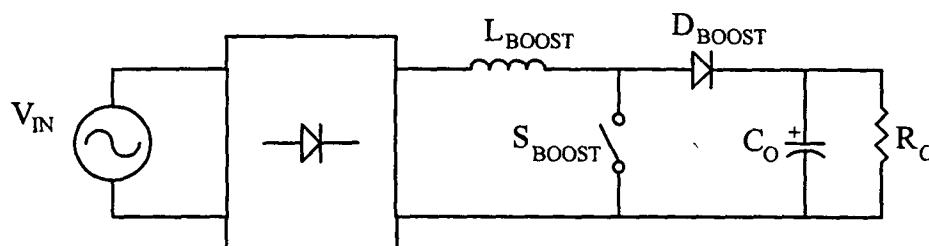


Fig. 7.04 - Esquema simplificado da aplicação do Conversor Boost na correção do fator de potência.

Nesta configuração, tanto a corrente do indutor como a tensão aplicada ao conversor são contínuas pulsantes, ou seja, não possuem inversão de polaridade.

Em [3] é apresentado uma aplicação para o UC3854 onde o conversor foi incorporado ao retificador (Fig. 7.05).

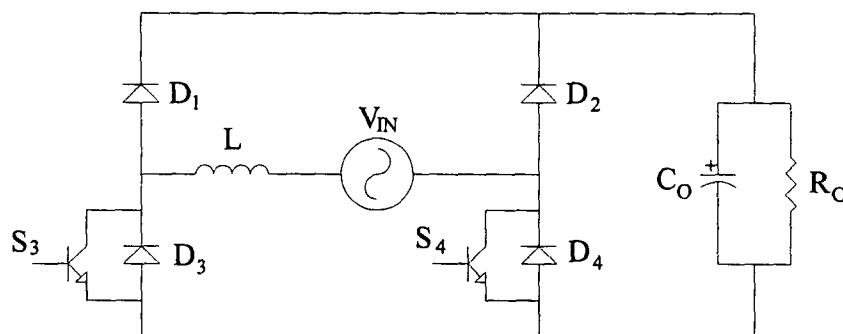


Fig. 7.05 - Retificador e Conversor Boost associados para correção do fator de potência.

Neste circuito a corrente do indutor é alternada e, conseqüentemente a amostra de corrente também será um sinal alternado. Entretanto, como o UC3854 não opera com sinais alternados, para permitir sua utilização a amostra de corrente do indutor foi retificada. O sinal de comando gerado pode ser aplicado a ambos os interruptores uma vez que somente irá entrar em condução aquele que estiver polarizado diretamente.

No caso do retificador trifásico poderia-se utilizar o mesmo integrado (um para cada fase), realizando também a retificação das amostras de tensão e corrente por ele utilizadas. Entretanto surgem na topologia do retificador trifásico dois complicadores.

O primeiro deles é que, diferentemente do circuito monofásico, os interruptores que formam os circuitos boost estão localizados em um mesmo braço (Fig. 4.01) e, caso o mesmo comando seja aplicado a ambos, o capacitor de saída será curto circuitado, ocorrendo o chamado curto-circuito de braço. Assim, para evitar este problema, é necessária a implementação de circuitos auxiliares que identifiquem qual dos interruptores deve receber o comando e impeça que o outro seja comandado, o que pode ser feito com base na polaridade da tensão de entrada.

Outro fator complicador é que o circuito que se deseja implementar deve possuir a capacidade de inversão do fluxo de potência através do retificador. Para que isto ocorra, conforme já foi comentado no item 3.1.1, é necessária a inversão da polaridade da corrente, o que implica em inverter a lógica dos circuitos auxiliares que selecionam os interruptores que serão comandados ou seja, os interruptores que no modo retificador atuam no semiciclo positivo da tensão de entrada, quando o circuito estiver no modo de regeneração de energia irão passar a atuar durante o semiciclo negativo e vice versa. Para realizar esta inversão outros circuitos auxiliares seriam necessários.

Devido a necessidade de utilização de muitos circuitos auxiliares, bem como a complexidade adicional introduzida por eles na operação do circuito, optou-se por uma solução alternativa que é aplicar o princípio de operação do UC3854 utilizando circuitos discretos. Desta forma surge a possibilidade de operação com tensões e corrente positivas e negativas e, desde que garantido o comando complementar dos interruptores de um mesmo braço, elimina-se a necessidade de circuitos auxiliares.

Entretanto, antes de apresentar o circuito de controle implementado, é interessante uma breve explanação a respeito das principais funções realizadas pelo UC3854. A Fig. 7.06 apresenta o diagrama de blocos simplificado deste integrado.

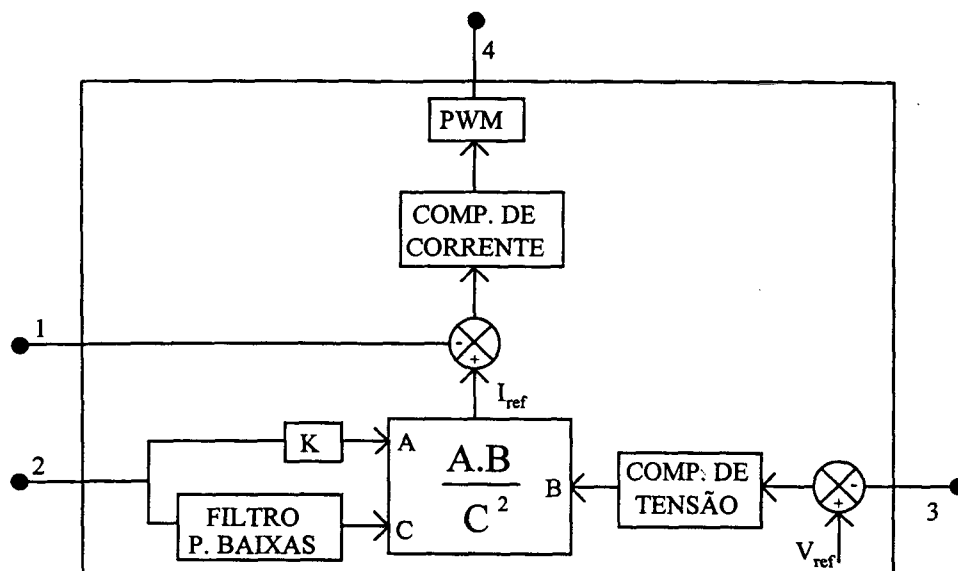


Fig. 7.06 - Diagrama de blocos simplificado do circuito integrado UC3854.

onde:

(1) - Amostra de corrente do circuito:

Este sinal é comparado com a corrente de referência no compensador de corrente para gerar o sinal que irá para o circuito gerador de PWM;

(2) - Amostra da tensão de entrada:

Este sinal é utilizado para gerar o sincronismo entre a corrente de entrada e a tensão de entrada. Este sinal passa também por um filtro passa baixa sendo utilizado como realimentação do tipo feedforward, funcionando da seguinte forma: caso a tensão de entrada diminua, o valor de C reduz, produzindo um aumento da corrente de entrada através da elevação da referência, evitando que a tensão de saída seja afetada por variações da entrada.

(3) - Amostra da tensão de saída:

Este sinal é utilizado para determinar a amplitude da corrente de referência, funcionando da seguinte forma: quando a tensão de saída cai abaixo do valor nominal, o sinal de saída do compensador aumenta, elevando a amplitude da corrente de referência e,

consequentemente da corrente de entrada. Quando ocorre uma elevação da tensão o funcionamento é inverso.

(4) - Saída do Comando

Este é o sinal comando com modulação PWM que é aplicado ao interruptor do circuito boost (Fig. 7.04).

7.5 - O CIRCUITO DE CONTROLE IMPLEMENTADO

O controlador implementado neste protótipo se diferencia do controle realizado pelo integrado apenas pelo fato de que não é realizada a realimentação feedforward, o que torna o circuito mais sensível à variações da tensão de entrada. A razão para a não utilização desta função do integrado é a necessidade de utilização de dois circuitos do tipo multiplicador/divisor por fase controlada, o que eleva muito o custo e a complexidade da estrutura sem melhorar significativamente seu desempenho.

O diagrama de blocos da Fig. 7.07 apresenta o controle implementado no protótipo:

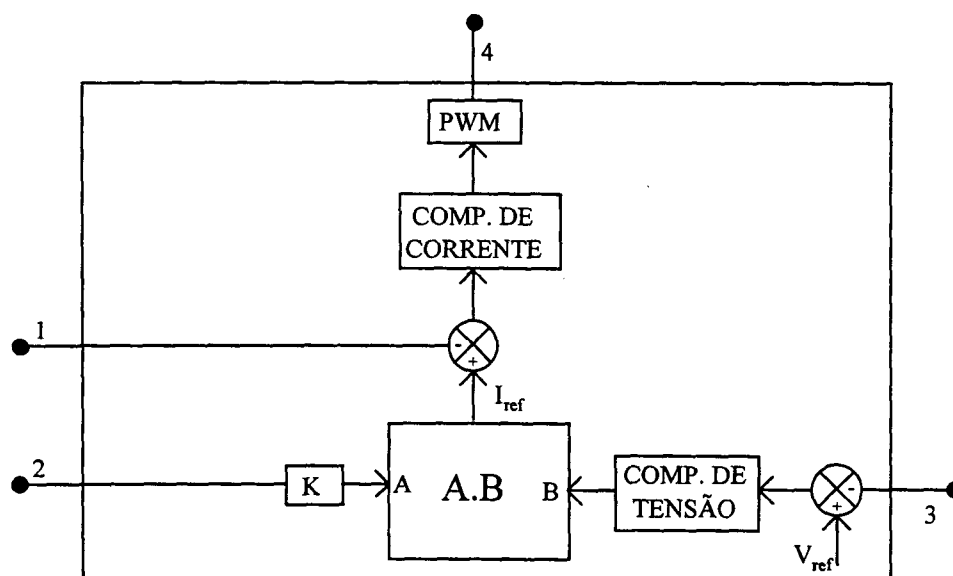


Fig. 7.07 - Diagrama de blocos do circuito de controle implementado.

(1) - Amostra da Corrente de Entrada;

(2) - Amostra da Tensão de Entrada;

(3) - Amostra da Tensão de Saída.

Com base na Fig. 7.07 é possível compreender os dois modos de operação do circuito:

- quando em modo retificador, a saída compensador de tensão (B) é positiva, fazendo com que o produto AB tenha a polaridade da referência de tensão (A). Assim, a corrente estará em fase com a tensão de entrada;
- quando em modo inversor, a tensão do barramento CC se eleva, fazendo com que a saída do compensador (B) se torne negativa. Desta forma, o produto AB terá polaridade contrária da amostra da tensão de entrada (A). Isto faz com que a corrente de entrada fique 180° defasada em relação a tensão de entrada, caracterizando a operação como inversor.

7.6 - EQUAÇÕES DE PROJETO DO COMPENSADOR DE CORRENTE

O projeto do compensador de corrente é feito a partir da obtenção da função de transferência de pequenos sinais do conversor, obtida através do modelo de grandes sinais, mostrado na Fig. 7.08.

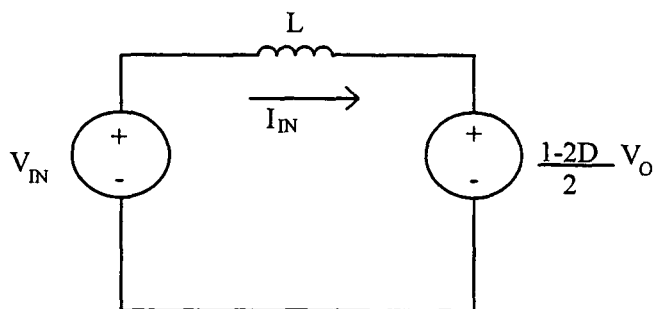


Fig. 7.08 - Modelo para grandes sinais.

$$V_{IN} = L \frac{dI_{IN}}{dt} + \frac{1-2D}{2} \cdot V_O \quad (7.07)$$

$$\frac{dI_{IN}}{dt} = \frac{1}{L} \cdot \left(V_{IN} - \frac{1-2D}{2} \cdot V_O \right) \quad (7.08)$$

$$\frac{d(I_{IN} + \hat{i})}{dt} = \frac{1}{L} \left(V_{IN} - \frac{1-2 \cdot (D + \hat{d})}{2} \cdot V_O \right) \quad (7.09)$$

$$\frac{dI_{IN}}{dt} + \frac{d\hat{i}}{dt} = \frac{1}{L} \left(V_{IN} - \frac{1-2D}{2} \cdot V_O \right) + \frac{\hat{d} \cdot V_O}{L} \quad (7.10)$$

logo

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = \frac{\hat{d} \cdot V_O}{L} \quad (7.11)$$

Aplicando a transformada de Laplace à Eq. 7.11 obtém-se:

$$G(s) = \frac{I_{IN}(s)}{D(s)} = \frac{V_O}{sL} \quad (7.12)$$

A Eq. 7.12 é chamada de função de transferência simplificada, uma vez que não considera a ondulação da tensão de saída. Verifica-se que a Eq. 7.12 é a mesma obtida para o conversor Boost [2, 3, 6 e 7], o que possibilita a utilização do circuito compensador apresentado na Fig. 7.09.

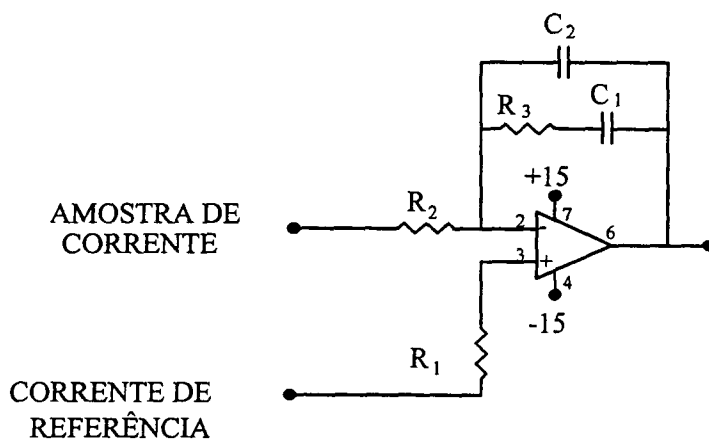


Fig. 7.09 - Compensador de corrente.

A curva de resposta deste compensador é mostrada na Fig. 7.10:

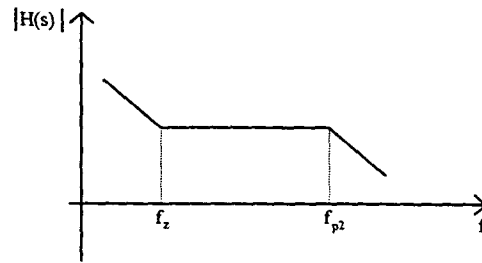


Fig. 7.10 - Curva de resposta do compensador de corrente.

A função de transferência do compensador de corrente é dada por:

$$H(s) = \frac{-(1 + s \cdot R_3 \cdot C_1)}{s \cdot R_2 \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left(1 + s \cdot \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}\right)} \quad (7.13)$$

A frequência dos zeros e pólos são dadas pelas Eqs. 7.14 a 7.16

$$f_{p1} = 0 \quad (7.14)$$

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2 \cdot \pi \cdot (R_3 \cdot C_1 \cdot C_2)} \quad (7.15)$$

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_3 \cdot C_1} \quad (7.16)$$

Entretanto, para o correto dimensionamento do compensador, deve-se levar em consideração a função de transferência devido a amostragem da corrente e o ganho do modulador [8], apresentados nas Eqs. 7.17 e 7.18, respectivamente, e o ganho com o qual a corrente de entrada é amostrada (K_A)[8].

$$H_A(s) = 1 - \frac{s}{2 \cdot f_s} + \left(\frac{s}{\pi \cdot f_s}\right)^2 \quad (7.17)$$

$$F_m = \frac{1}{V_T} \quad (7.18)$$

onde f_c é a frequência de comutação e V_T é a amplitude pico-a-pico da rampa utilizada na geração da modulação PWM;

A função de transferência em laço aberto (FTLA) é então dada por:

$$FTLA = \frac{K_A}{V_T} \cdot G(s) \cdot H(s) \cdot H_A(s) \quad (7.19)$$

Segundo [8], o projeto completo deste compensador é bastante complexo e, para simplifica-lo, podem ser adotadas algumas regras [3 e 8]:

- o zero deve ser colocado a pelo menos uma década da frequência de comutação;
- o polo deve ser colocado em uma frequência igual a metade da frequência de comutação;
- o ganho de $H(s)$ na faixa plana deve ser de aproximadamente 18 dB;
- a frequência de cruzamento da FTLA deve estar localizada em aproximadamente $\frac{1}{4}$ da frequência de comutação (f_c).

7.7 - PROJETO DO COMPENSADOR DE CORRENTE

Os critérios adotados no projeto da malha de corrente são aqueles descritos neste capítulo e, com base neles foi escolhido:

- Frequência do Zero = 500 Hz
- Frequência do Polo = 10 kHz
- Da Eq. 7.16 (adotando-se $R_3 = 47 \text{ k}\Omega$) $\Rightarrow C_1 = 6,8 \text{ nF}$

- Da Eq. 7.15

$$\Rightarrow C2 = 360 \text{ pF (utilizou-se 390 pF)}$$

Para verificar se o projeto está obedecendo as regras estabelecidas, é apresentado na Fig. 7.11 o diagrama de bode de $G(s)$, $H(s)$, e da FTLA. Observa-se na Fig. 7.11 que a FTLA tem frequência de cruzamento aproximadamente igual a 1500 Hz, abaixo de $\frac{1}{4}$ da frequência de comutação, o que é uma característica desejável. Desta forma pode-se concluir que os valores calculados satisfazem os critérios apresentados neste capítulo.

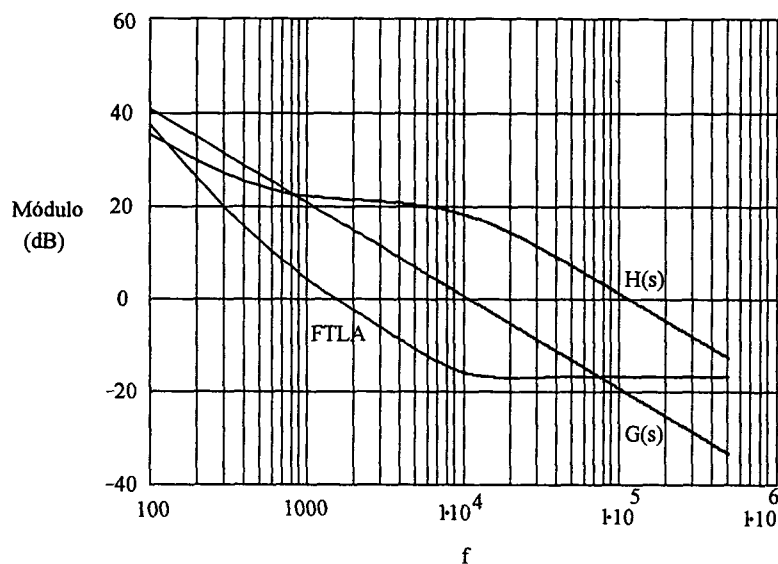


Fig. 7.11 - Diagrama do módulo de $G(s)$, $H(s)$ e da FTLA.

Na Fig. 7.12 é apresentado o diagrama de bode da fase de $G(s)$, $H(s)$, $HA(s)$ e da FTLA, onde observa-se que a FTLA apresenta uma margem de fase bastante grande, aproximadamente 130° .

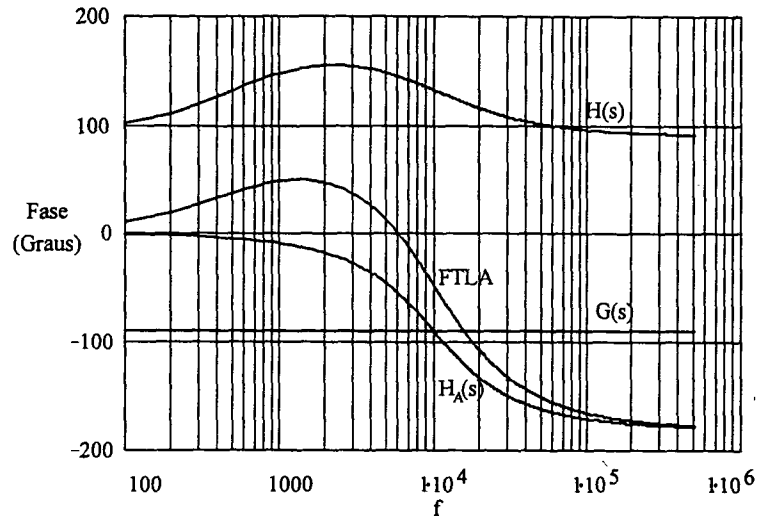


Fig. 7.12 - Diagrama de fase de $G(s)$, $H(s)$, $H_A(s)$ e $FTLA$.

O circuito final do compensador de corrente é apresentado na Fig. 7.13:

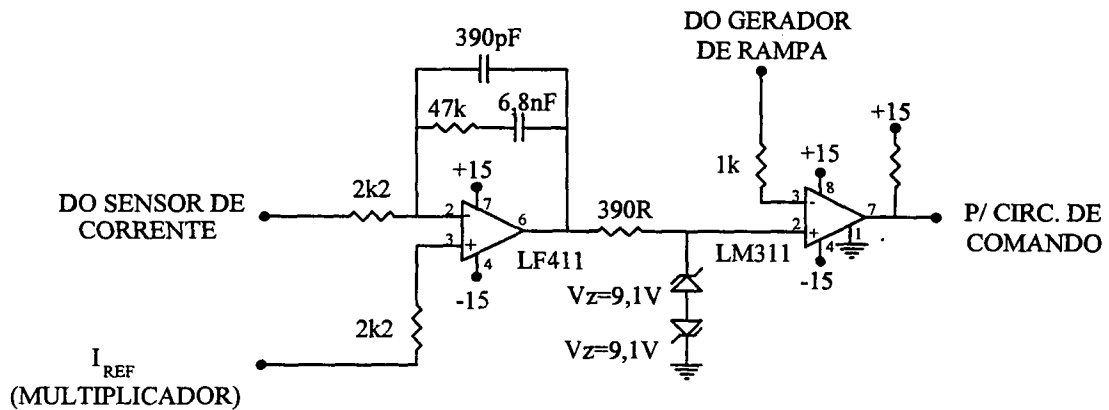


Fig. 7.13 - Circuito do compensador de corrente e modulador PWM.

7.8 - EQUAÇÕES DE PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO

O circuito do compensador é apresentado na Fig. 7.14 [3, 6 e 7]:

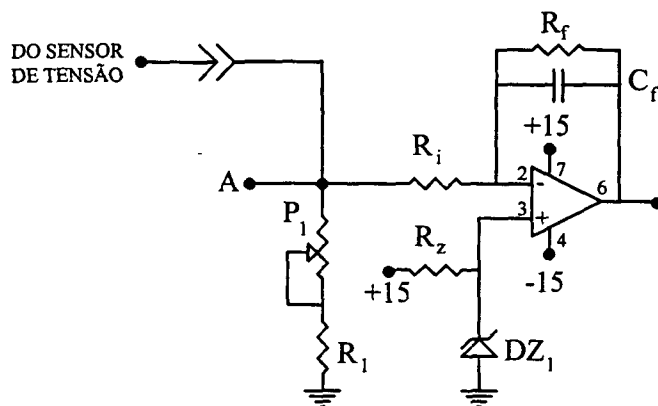


Fig. 7.14 - Compensador de tensão.

O projeto do compensador de tensão deve levar em consideração basicamente dois fatores:

- A máxima excursão na tensão de saída do compensador, que é o parâmetro responsável pela máxima corrente de entrada;
- A ondulação de tensão presente na saída do compensador, que tem influência direta sobre a distorção da corrente absorvida na entrada;

7.8.1 - Determinação da Máxima Excursão da Saída do Compensador de Tensão

(ΔV_C)

A determinação deste valor envolve a especificação da máxima corrente que se deseja na entrada do circuito quando houver um aumento de carga ou redução na tensão de entrada, na operação como retificador ou inversor. Isto se explica pois quando ocorrer uma destas situações, a tensão de saída tenderá a diminuir e o compensador vai elevar sua saída. Como a corrente de referência para o controlador de corrente é definida pelo produto desta tensão pela amostra da tensão de entrada, a corrente de entrada se elevará proporcionalmente.

Quando em funcionamento normal a saída do compensador é igual à tensão de referência (a menos de uma pequena ondulação). Para evitar a elevação muito grande da corrente nos interruptores, pode-se limitar a variação da tensão de saída do compensador

de tensão em 20 % do valor nominal, o que irá levar a uma variação máxima de igual proporção na corrente de entrada. Isto é feito pela inclusão no circuito de dois diodos zener ligados à saída do compensador.

7.8.2 - Determinação da Ondulação da Saída do Compensador de Tensão

Com a excursão máxima da tensão de saída do compensador, pode-se partir para a determinação da máxima ondulação admissível na saída do compensador. Na escolha deste valor deve-se considerar que se a ondulação for muito elevada haverá distorção na corrente de entrada. Assim adota-se um valor que produz uma distorção muito pequena [7]: 1% da variação possível na saída do compensador (de pico).

7.8.3 - Determinação do Ganho do Compensador na Frequência de Ondulação

A próxima etapa é a determinação do ganho na frequência de ondulação. Para isto, inicialmente determina-se o ganho do sensor de tensão:

$$G_{SV} = \frac{V_{REF}}{V_O} \quad (7.20)$$

Utilizando-se este ganho (G_{SV}), a máxima ondulação no barramento CC (V_{OND}) e a máxima ondulação na saída do compensador (V_{ONDC}) determina-se o ganho do compensador na frequência de ondulação pela expressão:

$$G_{COMP} = \frac{V_{ONDC}}{G_{SV} \cdot V_{OND}} \quad (7.21)$$

7.8.4 - Escolha Da Localização Do Polo Do Compensador

A seguir escolhe-se a frequência do polo do compensador, que deve ser tal que atenua a ondulação na frequência de ondulação (360 Hz). A frequência do polo deve estar pelo menos uma década abaixo desta frequência.

7.8.5 - Equações Para O Cálculo Dos Componentes Do Compensador De Tensão

Através da frequência do polo e da função de transferência do compensador determina-se os valores dos componentes:

$$f_{\text{POLO}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot C_f} \quad (7.22)$$

$$G_{\text{COMP}} = \frac{R_f}{R_i} \cdot \frac{1}{1 + 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{OND}} \cdot C_f \cdot R_f} \quad (7.23)$$

7.9 - PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO

- Escolha da Variação da Tensão na Saída do Compensador (ΔV_C)

Como a tensão de referência do circuito é de 4.2 Volts, ΔV_C foi escolhida igual a 5.1 Volts (positivo no modo retificador e negativo no modo inversor), o que proporciona uma corrente de pico máxima de entrada de 5,7 A.

- Tensão de Ondulação Máxima na Saída do Compensador (V_{ONDC}):

$$V_{\text{ONDC}} = 0.01 \times \Delta V_C = 0,051 \text{ Volts}$$

- Da Eq. 7.20) $\Rightarrow G_{\text{SV}} = 13,55 \times 10^{-3}$

- Da Eq. 7.21 $\Rightarrow G_{\text{COMP}} = 0,738$

- Da Eq. 7.22 ($f_{\text{POLO}} = 20 \text{ Hz}$ - $R_f = 47 \text{ k}\Omega$) $\Rightarrow C_f = 169 \text{ nF}$ (usado 180 nF)

- Da Eq. 7.23 ($f_{\text{OND}} = 360 \text{ Hz}$) $\Rightarrow R_i = 3357 \Omega$ (usado 3k3)

7.10 - SENSOR DE TENSÃO

A tensão de saída é amostrada através de um sensor de efeito Hall (LV 25-P da LEM) que possui saída em corrente [11]. O sensor é ligado à tensão a ser amostrada através de um resistor (R_V) conforme a Fig. 7.14:

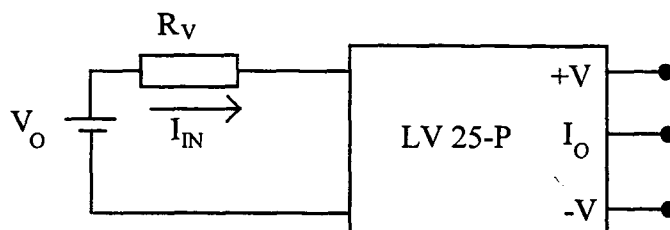


Fig. 7.14 - Esquema de ligação do sensor de tensão.

O resistor R_V é calculado de tal forma a **limitar a corrente de entrada I_{IN} a 10 mA**, onde V_O é a tensão do barramento CC:

$$I_{IN} = \frac{V_O}{R_V} \quad (7.24)$$

A corrente de saída máxima é de 25 mA quando a corrente de entrada é de 10 mA. A saída do sensor é ligada ao compensador de tensão através de um resistor que transforma o sinal de corrente em sinal de tensão. Este resistor é calculado de tal forma que a tensão sobre ele seja igual a tensão de referência do compensador:

$$R_{OV} = \frac{V_{REF}}{I_{OV}} \quad (7.25)$$

onde I_O é dado pela Eq. 7.26:

$$I_{OV} = 2,5 \cdot I_{IN} \quad (7.26)$$

Para os valores deste projeto escolheu-se:

- $R_V = 33 \text{ k}\Omega$ (3W);

- Da Eq. 7.24 $\Rightarrow I_{IN} = 9,39 \text{ mA}$;

- Da Eq. 7.25 $\Rightarrow R_{OV} = 178.83 \Omega$ (usado resistor de 47Ω + trimpot de 500Ω).

A Fig. 7.15 apresenta o circuito completo do compensador de tensão:

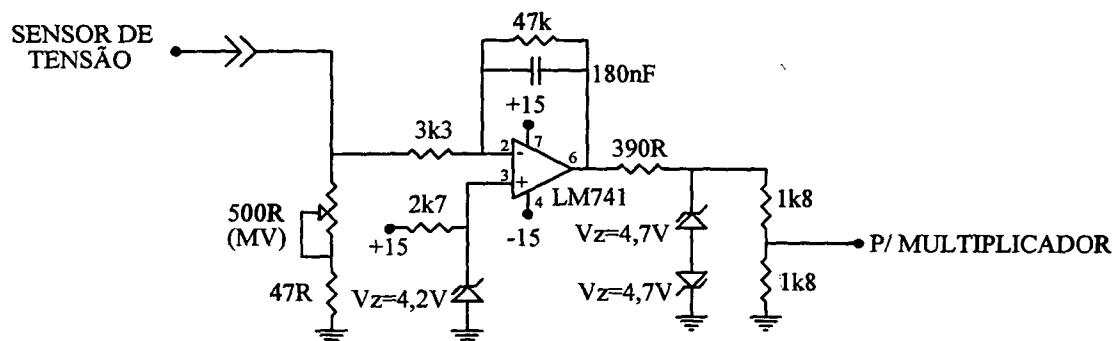


Fig. 7.15 - Circuito completo do compensador de tensão.

O divisor de tensão na saída do compensador é utilizado para adequar o valor desta tensão ao circuito multiplicador.

7.11 - PROJETO DO MULTIPLICADOR DE TENSÃO

O multiplicador de tensão utiliza o circuito integrado da Motorola MC1595L, sendo que o projeto dos resistores utilizados segue as recomendações feitas pelo fabricante na folha de dados do componente.

A expressão que determina a tensão de saída do multiplicador é apresentada na Eq. 7.27:

$$V_{OM} = \frac{4}{10} \cdot V_X \cdot V_Y \quad (7.27)$$

onde V_O é a tensão de saída do operacional ligado ao MC1595 e os termos V_X e V_Y são as tensões de entrada nos pinos 4 e 9, respectivamente. É importante observar que o projeto

foi feito considerando uma tensão máxima de entrada de 5 Volts que, se ultrapassada compromete a linearidade da resposta do multiplicador.

O circuito do multiplicador é apresentado na Fig. 7.16:

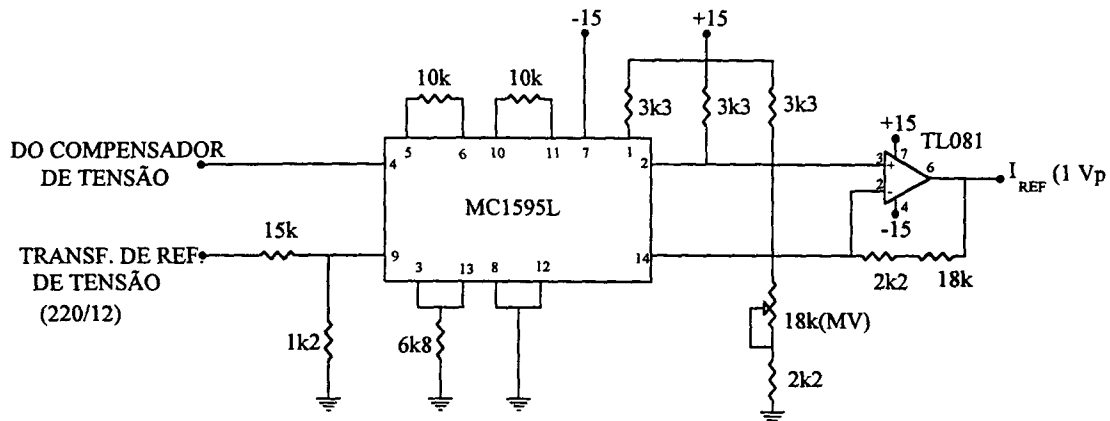


Fig. 7.16 - Circuito multiplicador de tensão.

É interessante salientar que a amplitude da referência de tensão atinge 1 Volt de pico quando o circuito opera em condições nominais. Outro ponto interessante é que devido a não utilização do neutro, as correntes das fases devem respeitar a lei dos nós:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (7.28)$$

Como as formas de onda das fases da rede elétrica comercial apresentam tanto desequilíbrio como distorções, a ação dos três controladores tentando impor cada um uma corrente com a forma de onda da tensão de sua fase provocava grandes deformações nas correntes das fases pela saturação dos controladores. A solução para este problema foi a geração da referência de tensão de uma das fases a partir das outras duas fases, seguindo a Eq. 7.29:

$$V_1 = -(V_2 + V_3) \quad (7.29)$$

A Fig. 7.17 apresenta o circuito utilizado na implementação desta referência:

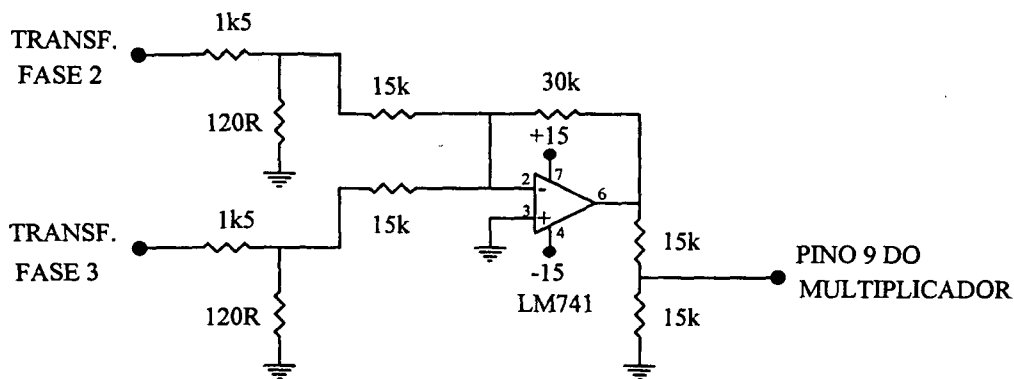


Fig. 7.17 - Circuito de geração de referência de tensão da fase V_1 .

Com a implementação deste circuito, como a referência de tensão é a responsável pelo formato da onda da referência de corrente, a forma de onda da corrente da fase V_1 tornou-se um pouco diferente das demais, como pode ser observado no Capítulo IX.

7.12 - RESISTORES DOS SENSORES DE CORRENTE

A corrente de entrada de cada fase é monitorada através de sensores do tipo “HALL” (LA 25-NP da LEM) [11]. Para a operação deste sensor é necessário apenas que seja selecionada a escala de operação em função da amplitude máxima de corrente que irá ser monitorada, o que é feito através da correta ligação entre os pinos do módulo.

O sensor fornece a informação da amplitude da corrente sob forma de sinal de corrente, sendo necessário transforma-lo em tensão. Isto é feito através de um resistor e de um buffer isolador (LM741). O cálculo do resistor é feito com base nos seguintes fatores:

- Escala utilizada (I_{ESCALA}): Como a máxima corrente será de 5,7 A de pico, a escala escolhida foi a de 5 A_{RMS} ;
- Máxima corrente de saída (I_{OIMAX}): 25 mA
- Ganho do sensor de corrente:

$$G_{SI} = \frac{I_{ESCALA}}{I_{OMAX}} = 5 \cdot 10^{-3} \quad (7.30)$$

- Valor de Pico da Referência de Corrente: 1 Volt (Fig. 7.16).

O resistor sensor é dado então por:

$$R_{OI} = \frac{I_{REFP}}{I_{INp} \cdot G_{SI}} = 42,55 \Omega \text{ (usado } 27\Omega + 15\Omega) \quad (7.31)$$

A Fig. 7.18 apresenta o circuito usado para converter o sinal de corrente em sinal de tensão:

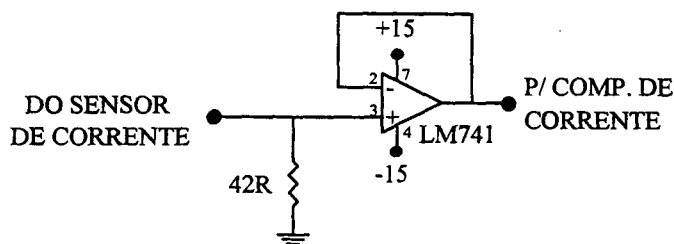


Fig. 7.18 - Circuito do conversor I-V da amostra de corrente.

7.13 - CIRCUITO GERADOR DE RAMPA

O circuito gerador de rampa se baseia na operação do integrado NE555, operando na configuração astável, onde a duração do nível alto na saída é extremamente pequena, suficiente apenas para provocar a descarga do capacitor C_6 através do transistor T_1 . A tensão de saída em forma de rampa é obtida pela carga de C_6 com corrente constante, devido ao transistor T_2 , que atua como uma fonte de corrente. O circuito completo é apresentado na Fig. 7.19.

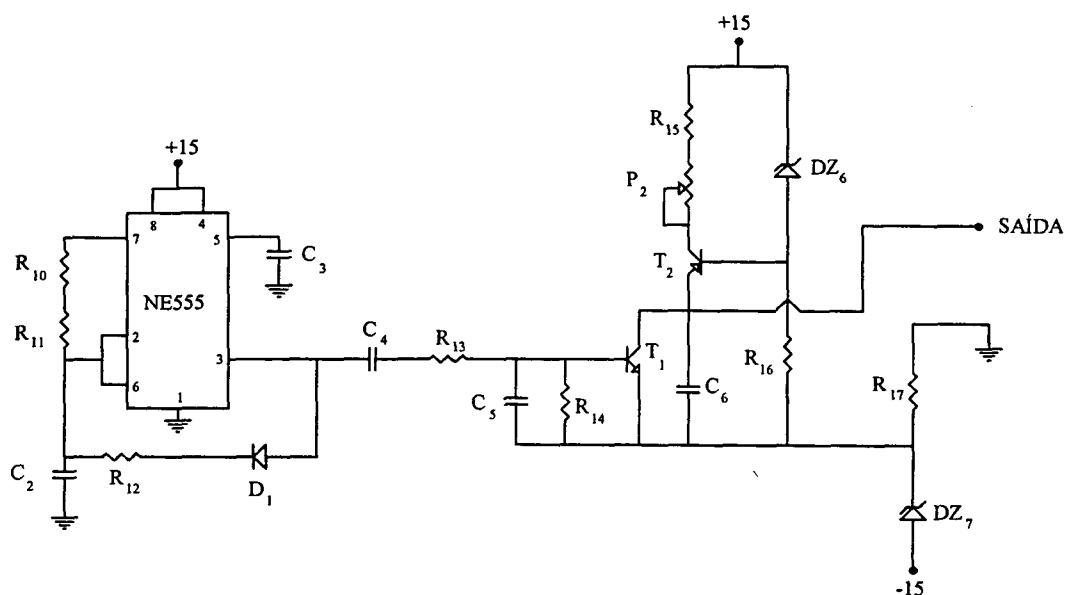


Fig. 7.19 - Circuito do Gerador de Rampa.

Como o integrado NE555 e o circuito de carga do capacitor C_6 operam em potenciais distintos (devido ao diodo zener DZ_7 , o potencial em que está ligado o emissor de T_1 é de aproximadamente 9 Volts negativos) o capacitor C_4 tem dupla função: atua como diferenciador do sinal aplicado a T_1 e também evita que a diferença de potenciais existentes entre o NE555 e o transistor T_1 influencie a operação do primeiro.

Devido a esta diferença de potenciais, a rampa inicia em - 9 Volts e o trimpot P_2 ajusta o valor do pico positivo que, para garantir a simetria da rampa, deve ser ajustado para + 9 Volts.

7.14 - PROJETO DOS PRINCIPAIS COMPONENTES DO GERADOR DE RAMPA

A forma de onda obtida do integrado NE555 é apresentada na Fig. 7.20:

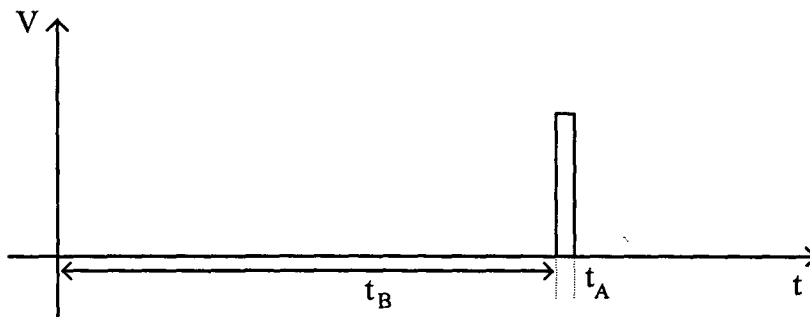


Fig. 7.20 - Forma de onda de saída do NE555.

Pode-se observar que o tempo em nível baixo (t_B) é muito maior que o tempo em nível alto (t_A), uma vez que este último serve apenas como pulso de descarga do capacitor que gera a rampa. Devido a isto, t_A pode ser desprezado quando se considera o período total da saída, permitindo que t_B seja obtido aproximadamente conforme a Eq. 7.32:

$$t_B = 0,693 \cdot R \cdot C \quad (7.32)$$

Como deseja-se que a frequência da rampa seja de 20 kHz, $t_B = 50 \mu\text{s}$ logo, da Eq. 7.32 tem-se, para um capacitor de 100 pF:

$$R = 721,5 \text{ k}\Omega$$

Entretanto, devido ao alto valor de resistência necessária, a margem de erro na operação do NE555 é muito grande, sendo que para o período desejado o resistor utilizado foi:

$$R = 510 \text{ k}\Omega \text{ (usado } 390 \text{ k}\Omega + 120 \text{ k}\Omega)$$

Quanto ao circuito de fonte de corrente para a carga do capacitor, a expressão que fornece a corrente necessária para a carga do capacitor é dada pela Eq. 7.33:

$$I_{\text{CARGA}} = \frac{C \cdot V_C}{\Delta t} \quad (7.33)$$

para uma amplitude de 18 V_{PP}(amplitude da rampa) e um capacitor de 3,3 nF tem-se que a corrente necessária é dada por:

$$I_{\text{CARGA}} = 1,188 \text{ mA}$$

A corrente constante é obtida através de uma tensão constante (zener de 2,4V) aplicada a um resistor cujo valor é dado por:

$$R = \frac{V_Z}{I_{\text{CARGA}}} \quad (7.34)$$

que resulta em um resistor de 2020 Ω (usado 1 kΩ + trimpot de 5 kΩ).

O circuito completo é apresentado na Fig. 7.21:

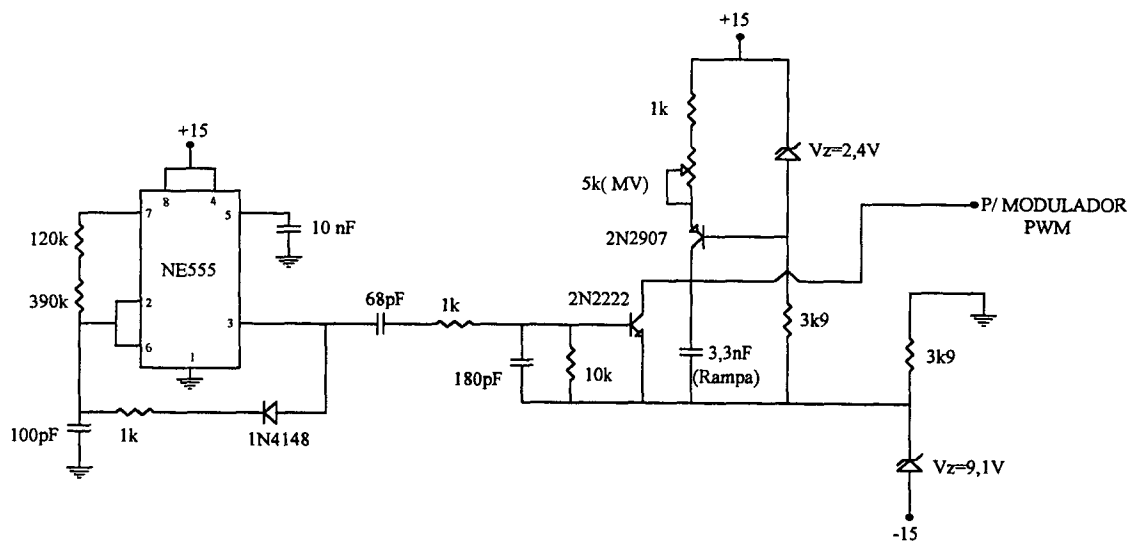


Fig. 7.21 - Circuito completo do Gerador de Rampa.

7.15 - CIRCUITO DE COMANDO

A Fig. 7.22 apresenta o circuito utilizado para o comando dos interruptores.

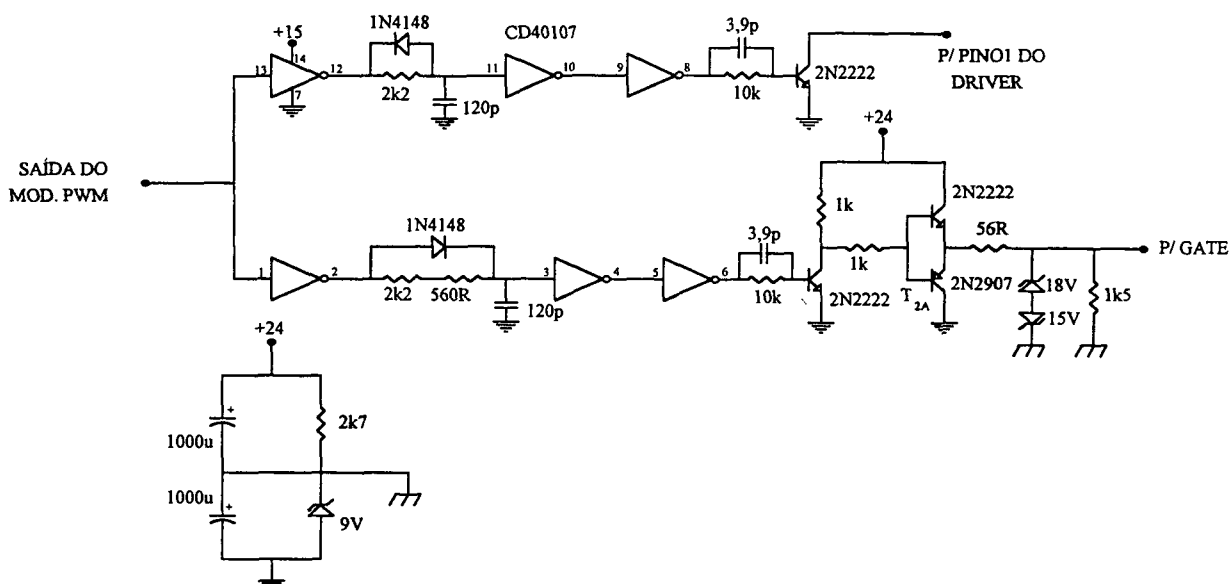


Fig. 7.22 - Circuito de Comando.

O circuito RC ligado às entradas dos inversores são responsáveis pelos tempos mortos necessários para evitar os curtos de braço. Seus valores são ajustados empiricamente devido à influência das características dos inversores.

O driver utilizado no comando dos IGBT's do grupo positivo é o M57919L, da MITSUBISHI. Este driver é composto por um acoplador óptico e um par de transistores ligados em push-pull.

Como o IGBT necessita de que uma tensão negativa seja aplicada ao gate para garantir e acelerar o bloqueio, foi implementada uma fonte auxiliar formada por dois capacitores de 1000 µF e um diodo zener de 9 Volts. Este circuito proporciona uma tensão de comando variando de -9 V (para o bloqueio) a 15 V (para a entrada em condução).

7.16 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a estratégia de controle utilizada no retificador trifásico de corrente. Tendo em vista a necessidade de operação com sinais positivos e negativos, não foi possível a utilização do integrado da UNITRODE UC3854, sendo necessária a utilização de diversos circuitos discretos para a realização das funções, o que tornou o circuito bastante complexo.

Apesar destas modificações, constatou-se que as regras de projeto do compensador de corrente, estabelecidas para o integrado, se mantiveram válidas, o que facilitou bastante o projeto deste circuito que é o coração do controlador.

Quanto aos demais circuitos que completam o controlador, todos tiveram como base de projeto a execução de uma determinada função realizada pelo UC3854. Como foram projetados de forma independente, alguns ajustes foram necessários quando passaram a operar em conjunto, originando algumas pequenas diferenças em relação aos valores de projeto aqui apresentados.

CAPÍTULO VIII

CÁLCULO TÉRMICO

8.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será desenvolvido o estudo referente a especificação do dissipador a ser utilizado na montagem do protótipo.

O cálculo térmico envolve basicamente a identificação e a quantificação das perdas de potência que ocasionam o aquecimento dos semicondutores, para que a partir destes resultados possam ser determinadas as características dos dissipadores que possibilitarão a operação dos interruptores sob temperaturas adequadas [9].

De um modo geral existem dois tipos de perdas:

- perdas de condução
- perdas de comutação

As perdas de condução são ocasionadas, como o próprio nome já diz, pela circulação de corrente quando o interruptor está em condução. As perdas de comutação envolvem as perdas devido aos tempos de entrada em condução e de bloqueio, durante os quais tem-se a existência de tensão e corrente relativamente elevada nos interruptores.

Um fator importante que tem influência direta sobre o no cálculo das perdas é o tipo de interruptor empregado. Para a implementação do protótipo utilizou-se um módulo (CM15TF-12E - POWEREX) composto por seis IGBT's com diodo em antiparalelo, ligados em ponte. Desta forma, todos os cálculos realizados são referentes à aplicação de IGBT's.

8.2 - CÁLCULO DA ENERGIA DISSIPADA [9]

Esta energia pode ser subdividida em: energia durante a comutação na entrada em condução W_{on} , energia em regime de condução W_{cond} e energia durante a comutação no bloqueio W_{off} .

Durante a comutação, podem ocorrer três formas de onda típicas de corrente de coletor e tensão coletor-emissor, das quais optou-se por considerar apenas a pior delas, em termos de dissipação.

8.2.1 - Perda De Energia Na Entrada Em Condução - W_{on}

Durante todo o processo de comutação as formas de onda são como mostradas na Fig. 8.01 (caso mais crítico):

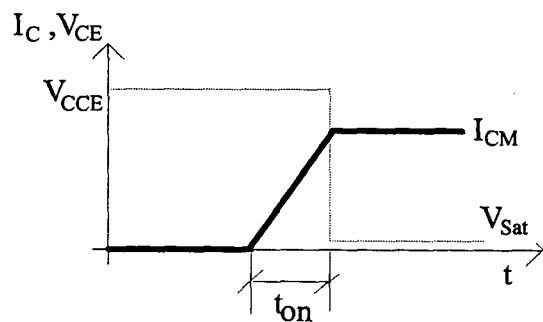


Fig. 8.01 - Formas de onda de tensão V_{CE} e corrente I_C .

A energia dissipada é dada pela Eq. 8.01:

$$W_{on} = \int_0^{t_{on}} I_{CM} \cdot \frac{t}{t_{on}} \cdot V_{CCE} \cdot dt \quad (8.01)$$

Integrando, tem-se:

$$W_{on} = \frac{I_{CM} \cdot V_{CCE} \cdot t_r}{2} \quad (8.02)$$

8.2.2 - Perda De Energia No Bloqueio - W_{off}

É constituída de duas parcelas: a energia dissipada desde o instante do bloqueio até o início da corrente de cauda e a energia correspondente à corrente de cauda propriamente dita. Devido ao pequeno valor da corrente de cauda, será desconsiderado o efeito dela sobre a dissipação de energia. Desta forma tem-se:

$$W_{off} = \frac{I_{CM} \cdot V_{CCE} \cdot t_f}{2} \quad (8.03)$$

8.2.3 - Perda De Energia Em Regime De Condução - W_{cond}

Em regime, a perda de energia é dada pela Eq. 8.04:

$$W_{cond} = I_{CM} \cdot V_{CESat} \cdot t_{cond} \quad (8.04)$$

8.3 - POTÊNCIA TOTAL MÉDIA ($P_{TOT(AV)}$)

A potência total média dissipada $P_{TOT(AV)}$ é obtida pela média das energias dissipadas para um pulso com período $t_c = 1/f$. Portanto, tem-se:

$$P_{TOT(AV)} = \frac{W_{on} + W_{cond} + W_{off}}{t_c} \quad (8.05)$$

$$P_{TOT(AV)} = f_c \cdot (W_{on} + W_{cond} + W_{off}) \quad (8.06)$$

8.4 - PERDAS EM REGIME DE CONDUÇÃO DO DIODO

As perdas em condução do diodo são dadas pela Eq. 8.07:

$$P = V_{COND} \cdot I_{DM} + r_f \cdot I_{DRMS}^2 \quad (8.07)$$

onde:

V_{COND} = tensão entre anodo e catodo com o diodo em condução;

I_{DM} = Corrente média que circula pelo diodo;

r_f = resistência do diodo diretamente polarizado;

I_{DRMS} = Corrente eficaz que circula pelo diodo.

8.5 - CORRENTE MÉDIA ATRAVÉS DOS IGBT'S (I_{SM})

A determinação da corrente média através dos IGBT's é feita considerando-se que dentro de um período de comutação a corrente é constante durante a condução do interruptor. Desta maneira pode-se dizer que em um período de comutação o valor médio da corrente através do IGBT é:

$$I_{SM} = \frac{I \cdot t_c}{T} = I \cdot D \quad (8.08)$$

onde t_c é o intervalo de tempo de condução do IGBT e D a razão cíclica.

Para o retificador de corrente trifásico, tanto a corrente quanto a razão cíclica variam senoidalmente ao longo de um período da rede. Inicialmente considerando-se a razão cíclica, a partir da Eq. 5.08 chega-se a (para a fase V_1):

$$D(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{V_p \cdot \text{sen}(\theta)}{V_o} \quad (8.09)$$

Quanto a corrente de entrada (que irá circular pelos IGBT's), se for desconsiderada a ondulação, sua variação é senoidal e pode ser descrita pela Eq. 8.10:

$$I(\theta) = I_p \cdot \text{sen}(\theta) \quad (8.10)$$

Desta forma, o valor médio da corrente em um período de comutação para um determinado ângulo θ pode ser escrito como:

$$I_{SM} = I(\theta) \cdot D(\theta) = (I_P \cdot \text{sen}(\theta)) \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{V_P \cdot \text{sen}(\theta)}{V_O} \right) \quad (8.11)$$

Como se deseja determinar o valor médio da corrente ao longo de um período de rede, aplica-se a definição de valor médio, considerando-se que cada IGBT conduz durante meio período:

$$I_{SM} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_P \cdot \text{sen}(\theta)) \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{V_P \cdot \text{sen}(\theta)}{V_O} \right) \cdot d\theta \quad (8.12)$$

que resulta em:

$$I_{SM} = \frac{I_P}{4 \cdot \pi} \left[\left(\frac{V_O - \pi \cdot V_P}{V_O} \right) + 1 \right] \quad (8.13)$$

8.6 - TEMPO DE CONDUÇÃO MÉDIO (t_{COND})

Para o cálculo das perdas em condução é necessário que se determine o tempo de condução médio em um período de comutação. Isto é feito partindo-se da expressão da razão cíclica, uma vez que :

$$t_c = D \cdot T \quad (8.14)$$

Calculando-se a razão cíclica média (D_M) pode-se então chegar ao tempo médio de condução (t_{CM}). A Eq. 8.15 apresenta a expressão da razão cíclica média:

$$D_M = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{V_P}{V_O} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \cdot d\theta \quad (8.15)$$

que resulta em:

$$D_M = \frac{1}{4} - \frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_P}{V_O} \quad (8.16)$$

Desta forma, o tempo médio de condução, por período de comutação é dado por:

$$t_{CM} = \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_P}{V_O} \right) \cdot T \quad (8.17)$$

O número de vezes que este período de condução se repete em um ciclo da rede é dado pela relação entre a frequência de comutação e a frequência da rede elétrica. Assim, o tempo de condução médio em um ciclo da rede é:

$$t_{COND} = \left[\left(\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_P}{V_O} \right) \cdot T \right] \cdot \frac{f_C}{f_R} \quad (8.18)$$

8.7 - CORRENTE MÉDIA ATRAVÉS DOS DIODOS (I_{DM})

Analisando-se o princípio de funcionamento descrito no Capítulo IV, chega-se a conclusão que o diodo e o IGBT que formam um circuito Boost conduzem de modo complementar. Assim, pode-se afirmar que a razão cíclica da corrente através do diodo é dada por:

$$D_D(\theta) = 1 - D(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{V_P \cdot \text{sen}(\theta)}{V_O} \quad (8.19)$$

Desta forma a corrente média é dada por:

$$I_{DM} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_P \cdot \text{sen}(\theta)) \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{V_P \cdot \text{sen}(\theta)}{V_O} \right) \cdot d\theta \quad (8.20)$$

que resulta em:

$$I_{DM} = \frac{I_P}{4} \cdot \frac{2 \cdot V_O + \pi \cdot V_P}{\pi \cdot V_O} \quad (8.21)$$

8.8 - CÁLCULO DAS PERDAS NOS IGBT'S E NOS DIODOS

Os dados para o cálculo das perdas nos IGBT's são:

- $V_P = 155,56$ Volts

- $V_O = 310$ Volts

- $I_P = 4.76$ A

- $f_C = 20$ kHz

- $T (1/f_C) = 50$ μ s

A partir destes dados pode-se realizar o cálculo das perdas:

- Corrente Média nos IGBT's (I_{SM}):

Da Eq. 8.13 $\Rightarrow I_{SM} = 0,16$ A

- Tempo de Condução Médio (t_{COND}):

Da Eq. 8.18 $\Rightarrow t_{COND} = 1,5$ ms

- Corrente Média dos Diodos (I_{DM}):

Da Eq. 8.21 $\Rightarrow I_{DM} = 1,35$

- Perda de Energia na Ligação (W_{on}):

Da Eq. 8.02

$$\text{com } t_r = 300 \text{ ns, } I_{CM} = I_{SM} \text{ e } V_{CCE} = V_O \Rightarrow W_{on} = 7,44 \mu\text{W}$$

- Perda de Energia no Bloqueio (W_{off}):

Da Eq. 8.03

$$\text{com } t_r = 350 \text{ ns, } I_{CM} = I_{SM} \text{ e } V_{CCE} = V_O \Rightarrow W_{off} = 8,68 \mu\text{W}$$

- Perda de Energia durante a Condução (W_{cond}):

Da Eq. 8.04,

$$\text{com } I_{CM} = I_{SM} \text{ e } V_{CEsat} = 2,7 \text{ V} \Rightarrow W_{cond} = 648 \mu\text{W}$$

- Potência Total Média ($P_{TOT(AV)}$):

$$\text{Da Eq. 8.06} \Rightarrow P_{TOT(AV)} = 13,28 \text{ W}$$

- Perdas nos Diodos

Da Eq. 8.07

$$\text{Considerando } r_f = 0, V_{COND} = 2,5 \text{ V} \Rightarrow P_D = 3,375 \text{ W}$$

8.9 - CÁLCULO DA RESISTÊNCIA TÉRMICA DO DISSIPADOR

A Fig. 8.02 apresenta um módulo de IGBT e Diodo e seu diagrama de resistências térmicas [9]:

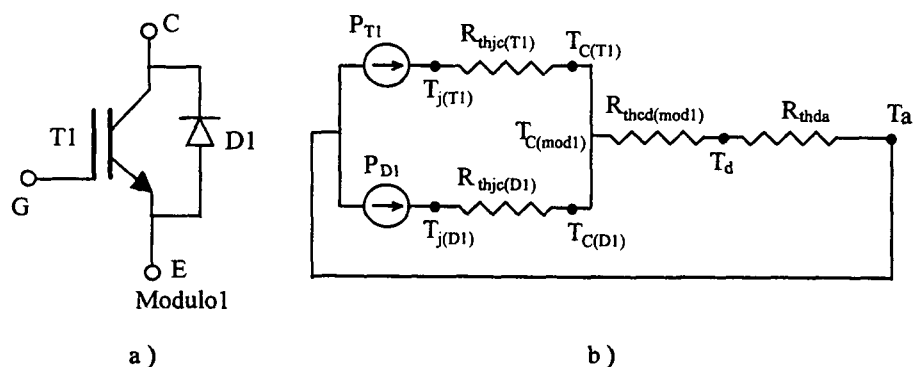


Fig. 8.02 - (a) Módulo IGBT e Diodo, (b) Diagrama de Resistências Térmicas.

onde:

P_{SN} = Potência dissipada no interruptor N

P_{DN} = Potência dissipada no diodo N

T_j = Temperatura da Junção

T_c = Temperatura da cápsula

T_d = Temperatura do dissipador

T_a = Temperatura ambiente

R_{thjc} = Resistência térmica entre a junção e a cápsula

R_{thcd} = Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador

R_{thda} = Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente

O módulo de IGBT's utilizado na montagem do protótipo é composto por seis conjuntos do tipo apresentado na Fig. 8.02. Desta forma, o diagrama de resistências térmicas completo do módulo deve levar em consideração todos os IGBT's e diodos. O diagrama completo é apresentado na Fig. 8.03, sendo que :

$$P_{SN} = 13,28 \text{ W}$$

$$R_{thjc(S)} = 1,3 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thcd} = 0,55$$

$^\circ\text{C/W}$

$$P_{DN} = 3,375 \text{ W}$$

$$R_{thjc(D)} = 3,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

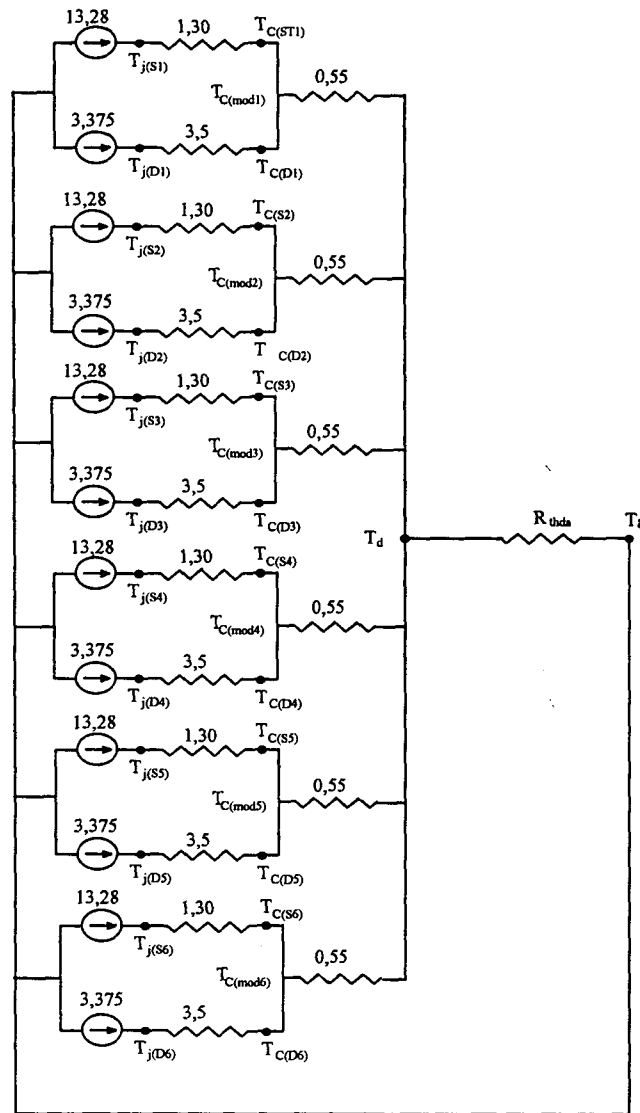


Fig. 8.03 - Diagrama de resistências térmicas do módulo com seis IGBT's e seis diodos.

8.10 - CÁLCULO DA TEMPERATURA DA CÁPSULA (T_C)

Segundo [9], no caso de associação entre um IGBT e um diodo, deve-se calcular a temperatura para ambos e adotar a menor delas como valor para os cálculos seguintes. A Eq. 8.22 apresenta a expressão para o cálculo da temperatura da cápsula:

$$T_C = T_j - P \cdot R_{thjc} \quad (8.22)$$

onde a temperatura da junção (T_j) é adotada como sendo igual a 100 °C (folha de dados).

Uma vez que as resistências térmicas de todos os IGBT's são iguais, o mesmo ocorrendo para os diodos, basta realizar o cálculo uma única vez. Da Eq. 8.22 obtiveram-se os seguintes resultados:

$$T_{CDN} = 88,2 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_{CSN} = 82,73 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Desta forma, o valor da temperatura da cápsula será adotado como sendo igual a 82,73 °C.

8.11 - CÁLCULO DA TEMPERATURA DO DISSIPADOR (T_d)

A temperatura do dissipador é dado pela expressão 8.23 [9]:

$$T_d = T_c - R_{thcd} \cdot (P_{SN} + P_{DN}) \quad (8.23)$$

Esta expressão deve ser aplicada a cada um dos módulos de associação de IGBT com diodo. Entretanto, como todos apresentam as mesmas características, basta realizá-lo para um dos conjuntos.

Da Eq. 8.23 obteve-se que a temperatura do dissipador (T_d) é igual a 73,57 °C.

8.12 - CÁLCULO DA RESISTÊNCIA TÉRMICA DO DISSIPADOR (R_{thda})

A resistência térmica do dissipador (R_{thda}) é dada pela Eq. 8.24:

$$R_{thda} = \frac{T_d - T_a}{\sum_{N=1}^6 (P_{TN} + P_{DN})} \quad (8.24)$$

onde T_a é a temperatura ambiente, adotada igual a 40 °C, devido a possibilidade de operação do equipamento em ambiente fechado.

Da Eq. 8.24 obtém-se que a resistência térmica do dissipador a ser utilizado é igual a $0,336 \text{ }^\circ\text{C/W}$.

8.13 - CONCLUSÃO

Neste capítulo pode-se observar que o cálculo do dissipador a ser utilizado no módulo de IGBT's utilizado envolve a determinação da corrente média que circula pelos diodos e IGBT's, bem como as perdas decorrentes dos transitórios de entrada em condução e de bloqueio, além das perdas em condução

A determinação da R_{thda} envolve a utilização do diagrama de resistências térmicas, que foi desenvolvido a partir do diagrama sugerido em [9], da associação de um IGBT e um diodo. Apesar da ampliação do diagrama, devido a existência de seis conjuntos deste tipo, as expressões desenvolvidas em [9] permanecem válidas.

O dissipador a ser utilizado deve apresentar um resistência térmica de $0,336 \text{ }^\circ\text{C/W}$ para que satisfaça as considerações feitas:

- Temperatura da junção = $100 \text{ }^\circ\text{C}$;
- Temperatura Ambiente = $40 \text{ }^\circ\text{C}$.

CAPÍTULO IX

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

9.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados e discutidos tanto os resultados obtidos por simulação quanto os resultados obtidos do protótipo. Assim sendo ele será dividido em duas etapas principais.

Inicialmente serão apresentadas as principais formas de onda obtidas por simulação numérica, através das quais serão comprovadas as considerações teóricas realizadas no desenvolvimento deste trabalho.

Na segunda etapa serão apresentados os resultados obtidos através de aquisições realizadas do protótipo montado, com uma potência de 1 kW. Com estes resultados será demonstrado que o comportamento do protótipo se aproxima bastante daquele vislumbrado através dos resultados de simulação.

9.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO (OPERAÇÃO COMO RETIFICADOR)

A Fig. 9.01 apresenta o esquema básico do circuito simulado, onde pode-se observar o retificador em ponte, os indutores de entrada e outros cinco blocos que representam o compensador de tensão, o multiplicador (representado pela letra X), o compensador de corrente, o modulador PWM e o sensor de corrente. Nesta simulação não foi utilizado o sensor de tensão, mas um divisor resistivo. Foram utilizados nesta simulação os seguintes parâmetros:

- Tensão de Fase de Entrada: 110 V_{RMS};
- Tensão de Saída: 311 V_{CC};
- Potência: 1000 W;
- f_c : 20 kHz;

- $L_1 = L_2 = L_3: 4,36 \text{ mH}$.

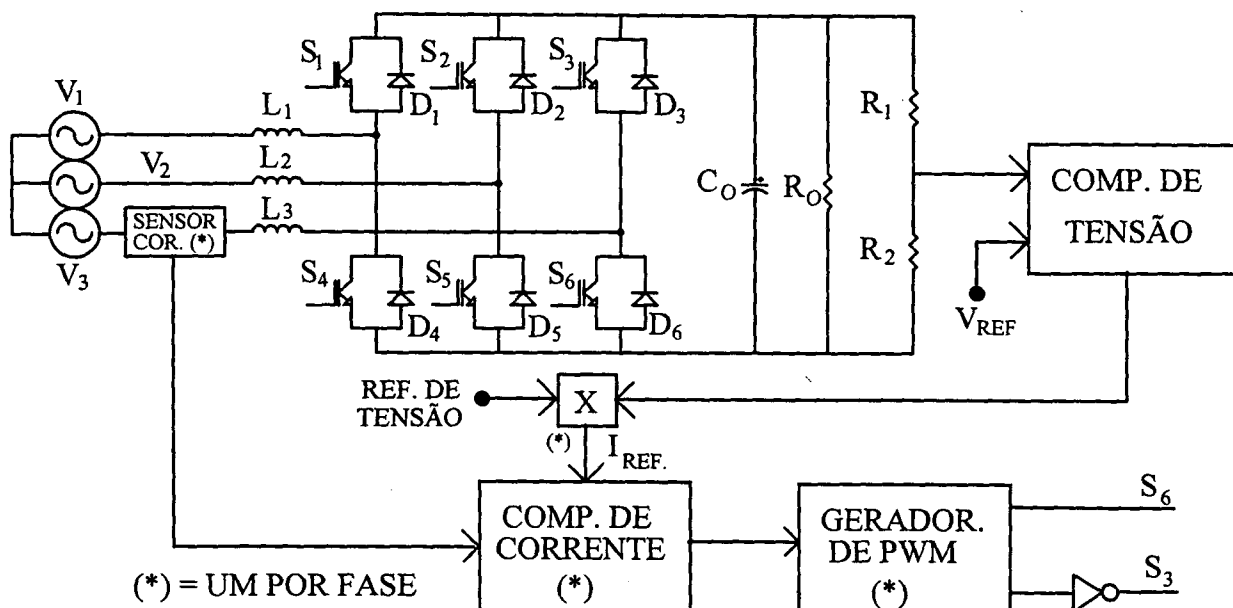


Fig. 9.01 - Circuito básico utilizado na simulação.

9.2.1 - Etapas de Roda-Livre

Conforme foi apresentado no Capítulo IV, o circuito possui duas etapas de roda-livre que ocorrem em seqüência dentro das etapas de operação (Etapas 01 e 04). A Etapa 01 ocorre quando todos os interruptores do grupo negativo (S_4 , S_5 e S_6) recebem pulso de comando e a Etapa 04 ocorre quando nenhum deles está comandado. Esta situação é comprovada na Fig. 9.02, onde observa-se a interrupção da corrente de carga durante estas duas etapas. Neste intervalo de simulação as fases apresentam a seguinte configuração de amplitudes: $V_3 > V_2 > V_1$. Desta forma os comando se apresentam com os seguintes intervalos de condução: Comando $S_4 >$ Comando $S_5 >$ Comando S_6 .

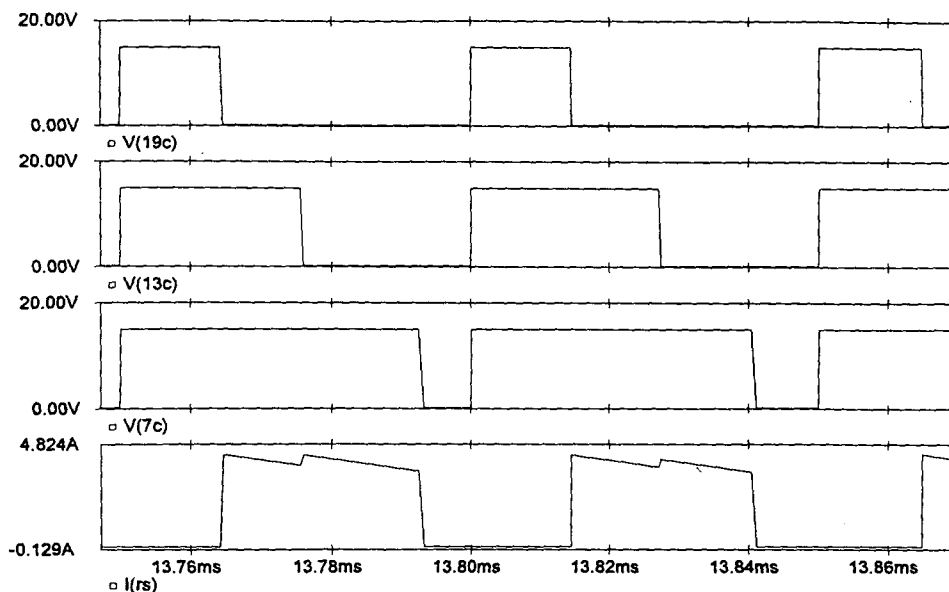


Fig. 9.02 - $V(19c)$: Comando do interruptor S_6 ; $V(13c)$: Comando do interruptor S_5 ; $V(7c)$: Comando do interruptor S_4 ; $I(rs)$: Corrente de saída do retificador de corrente.

9.2.2 - Tensão e Corrente de Entrada

A Fig. 9.03 apresenta a tensão e a corrente de entrada da fase V_1 . Como pode-se observar, a tensão está em fase com a corrente, que possui apenas harmônicos de alta frequência, que podem ser facilmente eliminados.

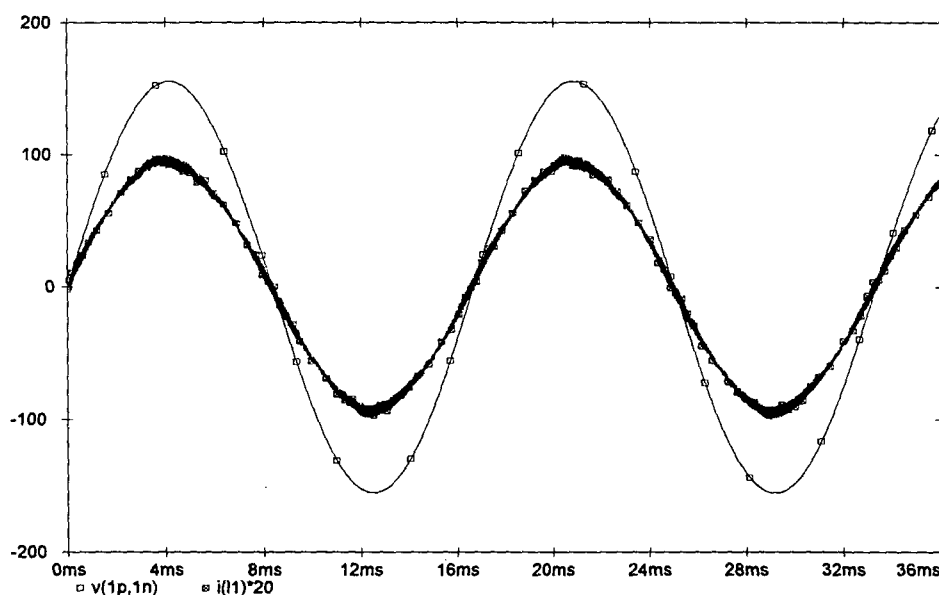


Fig. 9.03 - $v(1p,1n)$: Tensão da fase V_1 ; $i(l1)$: Corrente de entrada da fase V_1 .

9.2.3 - Correntes de Fase

A Fig. 9.04 apresenta as correntes das três fases:

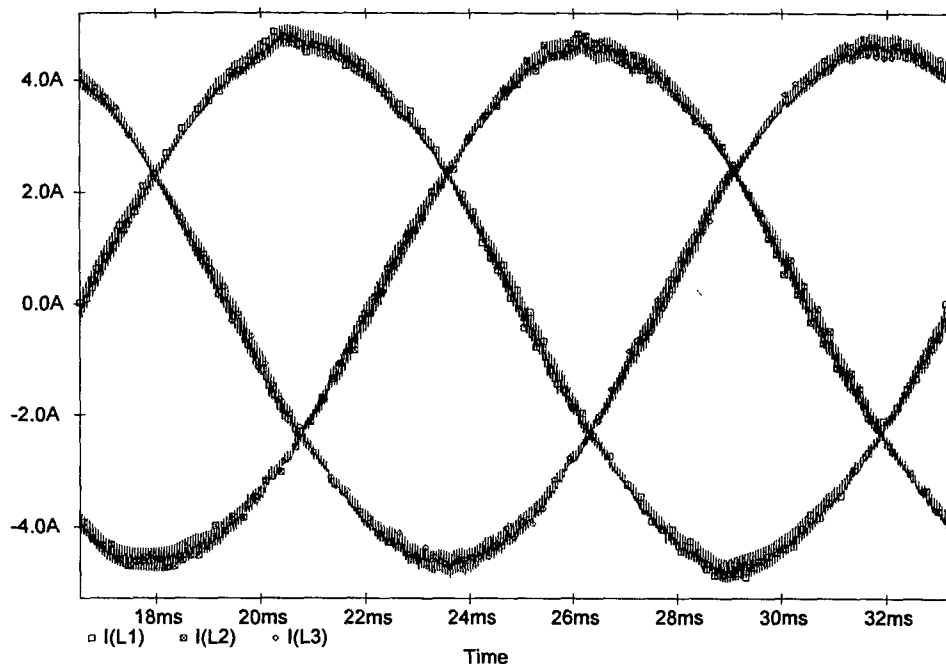


Fig. 9.04 - $I(L1)$, $I(L2)$ e $I(L3)$: Correntes nas fases V_1 , V_2 e V_3 , respectivamente.

9.2.4 - Tensão em um Interruptor e Corrente de Entrada

A Fig. 9.05 apresenta a tensão no interruptor S_4 e a corrente de entrada da fase V_1 . Observa-se que enquanto a tensão V_{CE} do interruptor está alta (em bloqueio), a corrente é decrescente, enquanto que durante o período em que a tensão V_{CE} é nula (em condução), a corrente cresce. Isto se explica pois durante a condução de S_4 o indutor está armazenando energia e quando S_4 está bloqueado, o indutor está transferindo energia.

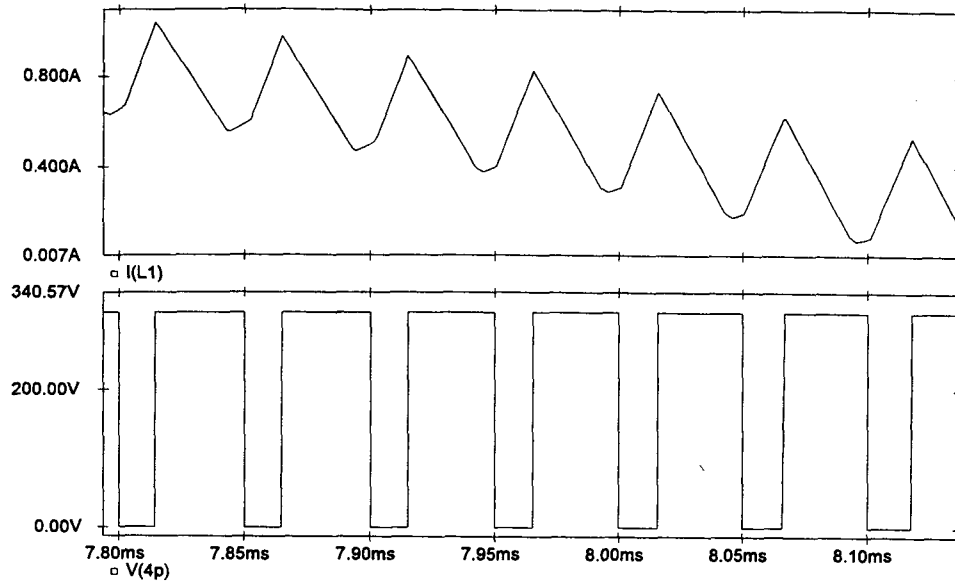


Fig. 9.05 - $I(L1)$: Corrente no indutor L_1 (fase V_1); $V(4p)$: Tensão entre coletor e emissor de S_4 .

9.2.5 - Operação do Diodo e do Interruptor do Boost Positivo da Fase V_1

Na Fig. 9.06 pode-se observar que a corrente é comutada entre o diodo (D_1) e o interruptor (S_4) que formam o Boost positivo da fase V_1 . Quando S_4 é bloqueado, o diodo assume a corrente:

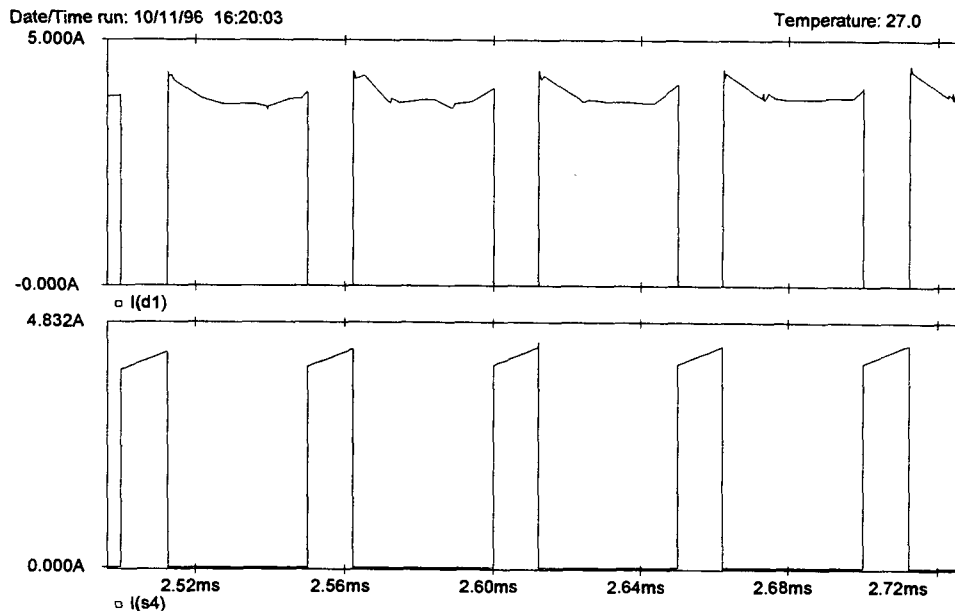


Fig. 9.06 - $I(d1)$: Corrente no diodo D_1 ; $I(s4)$: Corrente no interruptor S_4 .

9.2.6 - Saída do Compensador de Corrente

Na Fig. 9.07 é apresentada a saída do compensador de corrente, onde observa-se que ela apresenta uma defasagem de 180° em relação à tensão de entrada. Isto se deve ao fato que quanto maior for a amplitude da entrada, menor deve ser a duração do pulso de comando.

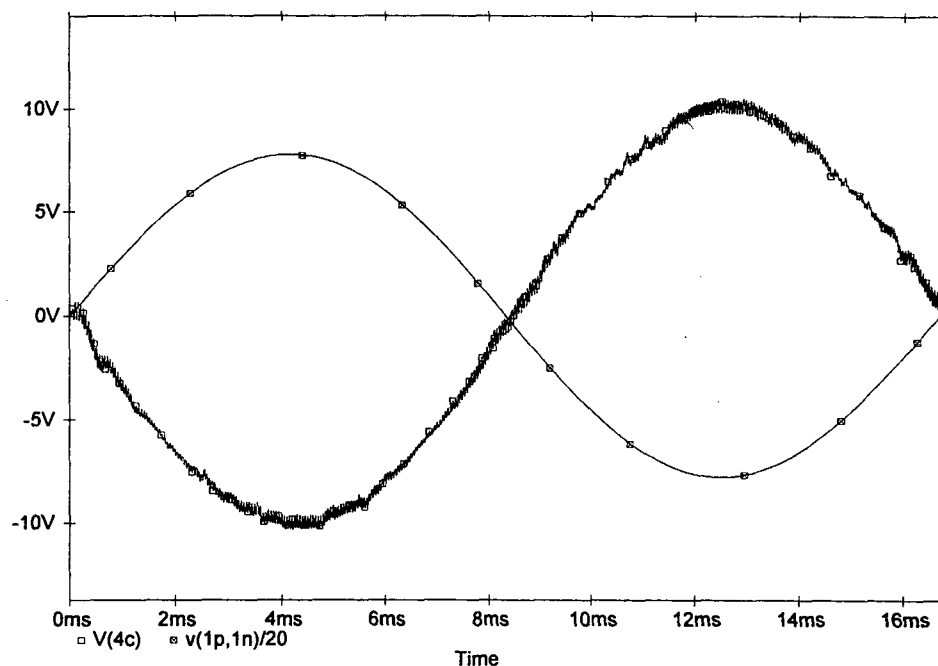


Fig. 9.07 - $V(4c)$: Tensão de saída do compensador de corrente da fase V_1 ; $v(1p,1n)/20$: Tensão da fase V_1 atenuada 20 vezes.

9.2.7 - Saída do Compensador de Corrente e a Rampa para Geração da Modulação PWM

A Fig. 9.08 apresenta o pico da tensão de saída do compensador de corrente da fase V_1 . Observa-se que a saída do compensador está um pouco maior que a rampa utilizada para a geração da modulação PWM. Isto ocorre porque a obtenção de uma tensão de saída de 311 Volts, a partir de uma entrada de 110 Volts ($155,56 V_p$), é o limite permitido pela característica de transferência apresentada no Capítulo V (Eq. 5.08), que determina que a menor tensão de saída possível de se obter é igual a duas vezes a tensão de pico da entrada. Caso a tensão de saída se torne menor que 311 Volts, a saída do compensador se torna maior que a rampa e o interruptor deixa de receber comando,

fazendo com que se perca o controle direto da corrente, embora se mantenha senoidal devido ao fato de que as duas outras fases estão sob controle.

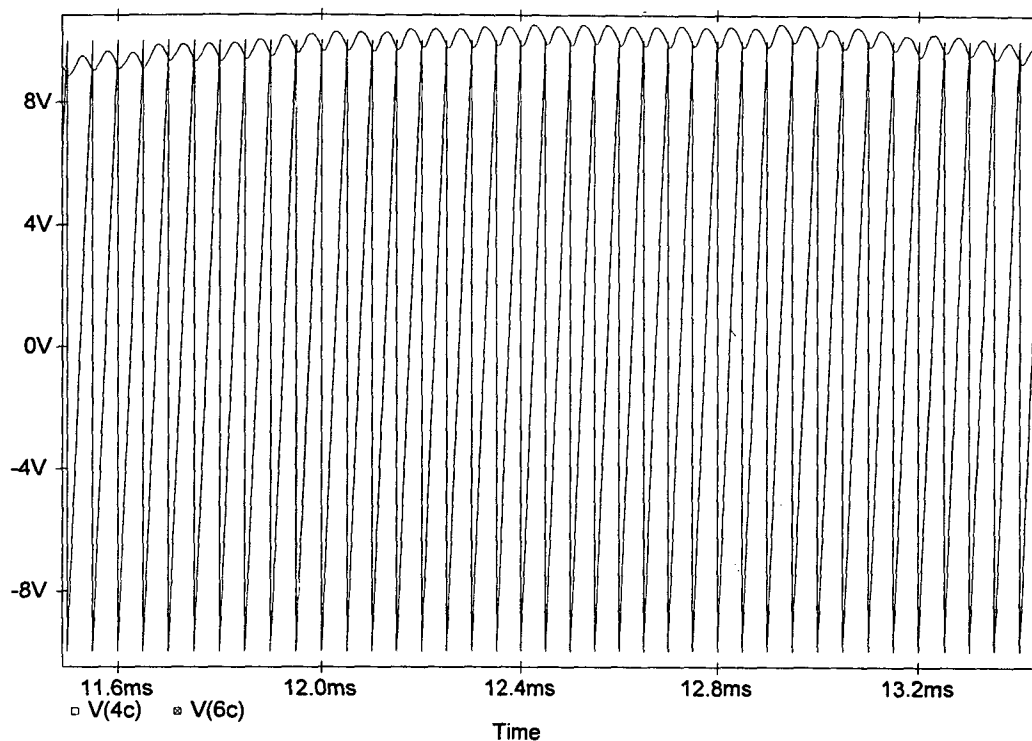


Fig. 9.08 - $V(4c)$: Tensão de saída do compensador de corrente da fase V_1 ; $V(6c)$: Rampa utilizada na geração da modulação PWM.

9.2.8 - Geração dos Pulsos de Comando

A Fig. 9.09 apresenta a geração dos pulsos de controle do interruptor S_4 , obtida a partir da comparação entre a rampa e a saída do compensador de corrente ($V_{COMP} < V_{RAMPA}$). Observa-se que enquanto a saída do compensador for maior que a amplitude da rampa gera-se o nível alto do pulso de comando.

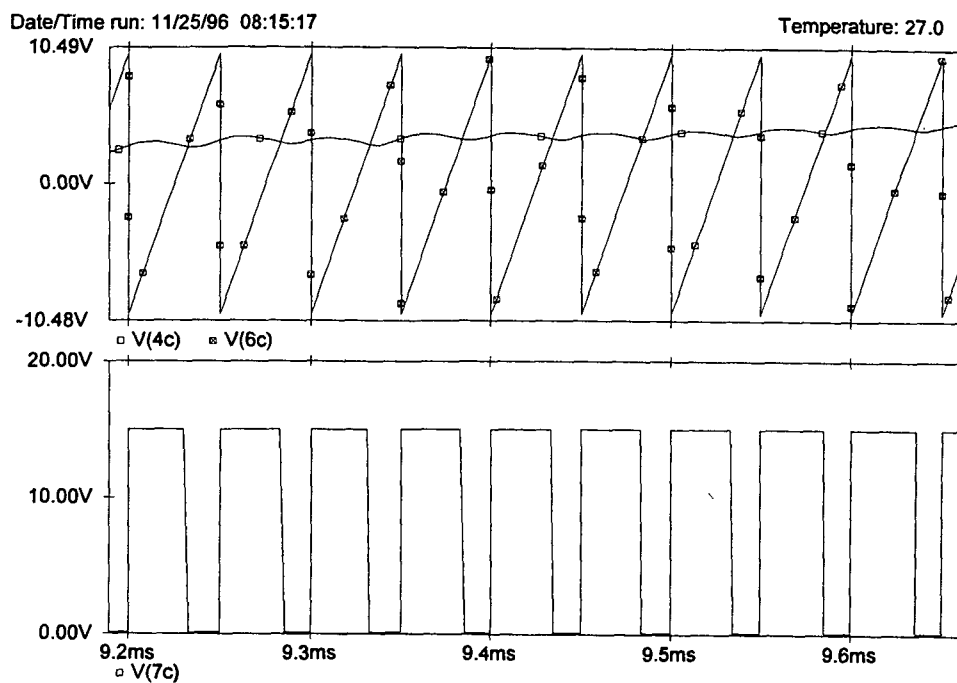


Fig. 9.09 - V(4c): Tensão de saída do compensador de corrente da fase V_1 ; V(6c): Rampa de geração da modulação PWM; V(7c): Comando do interruptor S_4 (fase V_1).

9.2.9 - Tensão de Saída

A Fig. 9.10 apresenta a tensão de saída do circuito (barramento CC).

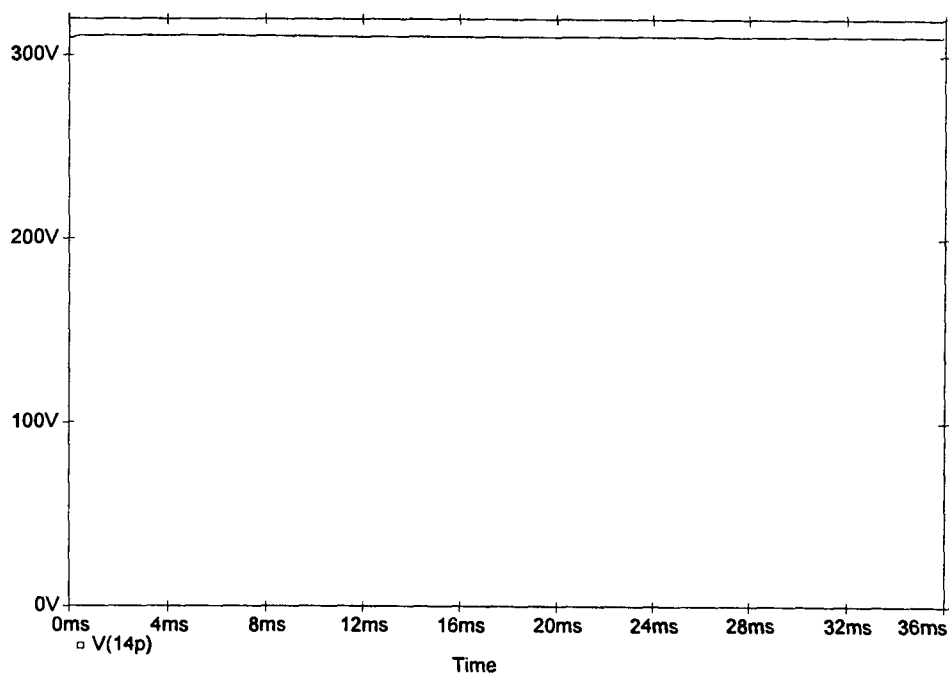


Fig. 9.10 - V(14p): Tensão de saída (barramento CC).

9.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO (OPERAÇÃO COMO INVERSOR)

Como já foi comentado anteriormente, a operação como inversor acontece quando a tensão do barramento CC se eleva, fazendo com que a saída do compensador se torne negativa, invertendo a fase da referência de corrente.

Entretanto, a mais importante característica do circuito é o fato de que a inversão da polaridade da corrente ocorre sem que seja necessário nenhum circuito de inversão da lógica dos comandos dos interruptores. Isto se explica uma vez que em cada braço existem dois circuitos Boost comandados de forma complementar, cuja entrada em operação é determinada em função da polaridade da corrente da fase ligada a cada braço (Capítulo IV). Assim, no momento da inversão da polaridade da corrente, ocorre o bloqueio de um circuito Boost e a entrada em operação do outro. Como os comandos são complementares, esta troca tem um efeito semelhante à inversão de lógica de comando.

9.3.1 - Tensão de Saída (V_O) e Tensão de Saída do Compensador de Tensão (V_{OC})

A Fig. 9.11 apresenta o comportamento da saída do compensador de tensão perante uma variação da tensão de saída de 311 V a 500 Volts. Observa-se que a saída do compensador tem sua polaridade invertida.

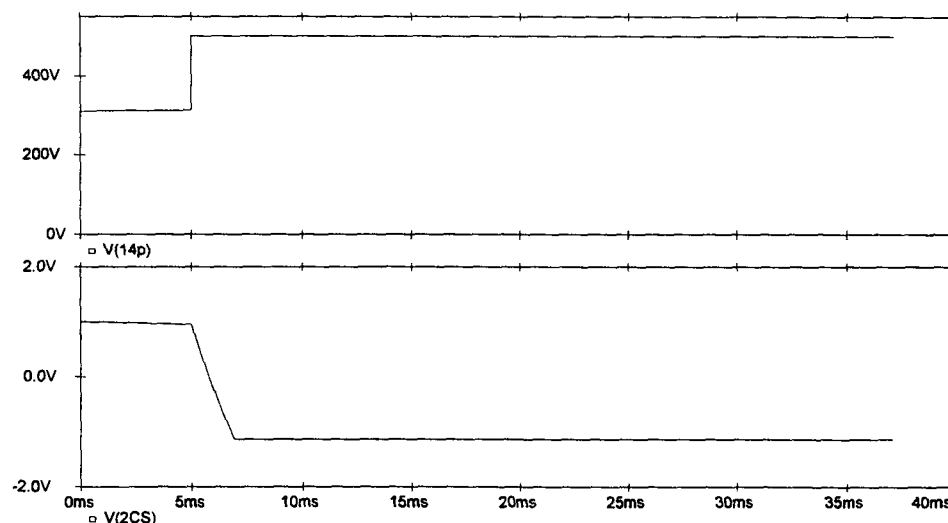


Fig. 9.11 - $V(14p)$: Tensão de saída (V_O); $V(2CS)$: Tensão de saída do compensador de tensão.

9.3.2 - Comportamento da Corrente de Entrada da Fase V_1

A Fig. 9.12 apresenta a variação da tensão de saída do compensador e seu efeito sobre a corrente de entrada da fase V_1 . Deve-se observar que a inversão da saída do compensador provocou a inversão da fase da corrente de entrada.

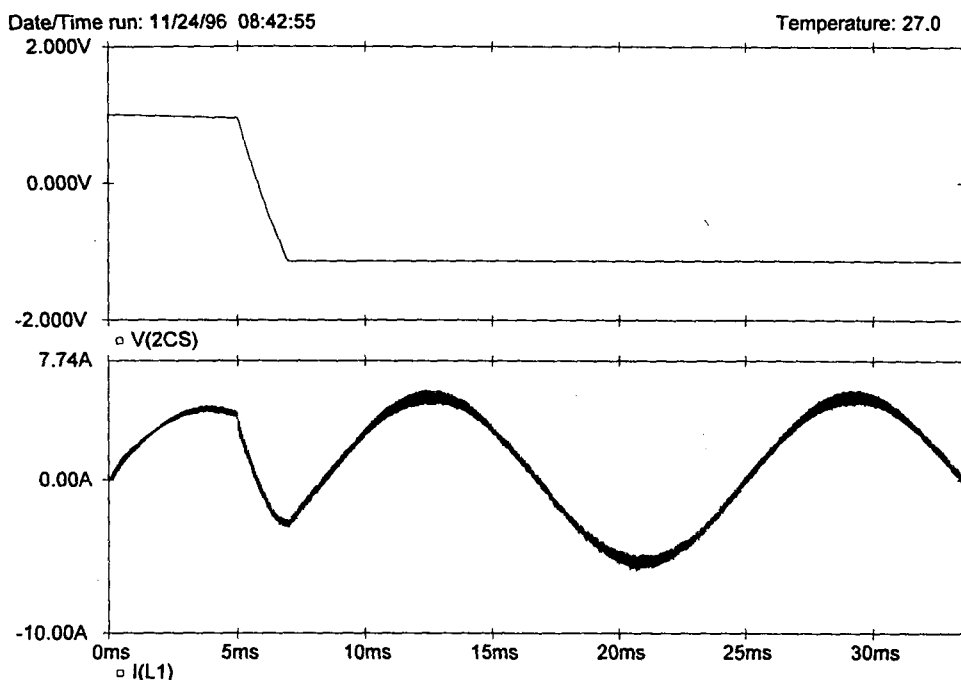


Fig. 9.12 - $V(2CS)$: Tensão de saída do compensador de tensão; $I(L_1)$: Corrente de entrada da fase V_1 .

9.3.3 - Tensão e Corrente da Fase V_1

Observa-se claramente na Fig. 9.13 a inversão da fase da corrente em relação à tensão da fase V_1 .

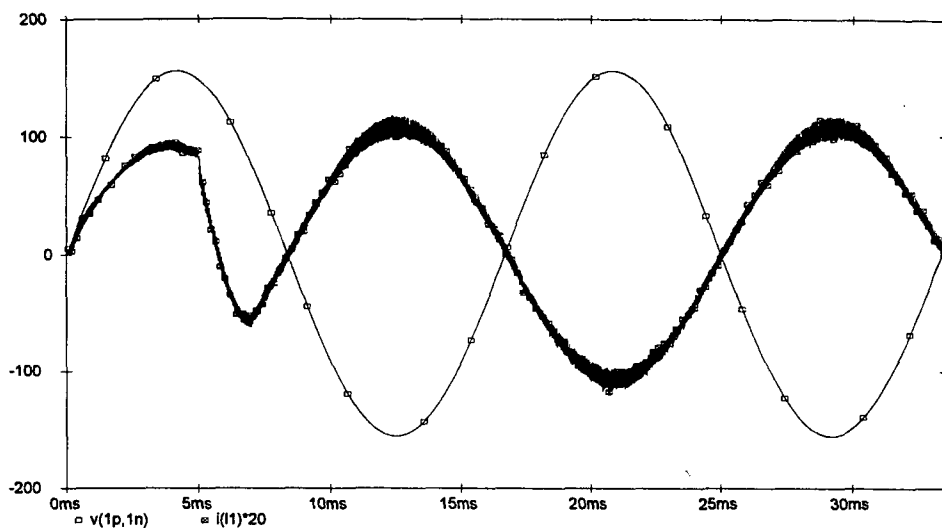


Fig. 912 - $v(1p,1n)$: Tensão da fase V_1 ; $i(l1)*20$: Corrente de entrada da Fase V_1 ampliada 20 vezes.

9.3.4 - Correntes de Fase

A Fig. 9.14 apresenta as três correntes de fase durante a operação como inversor.

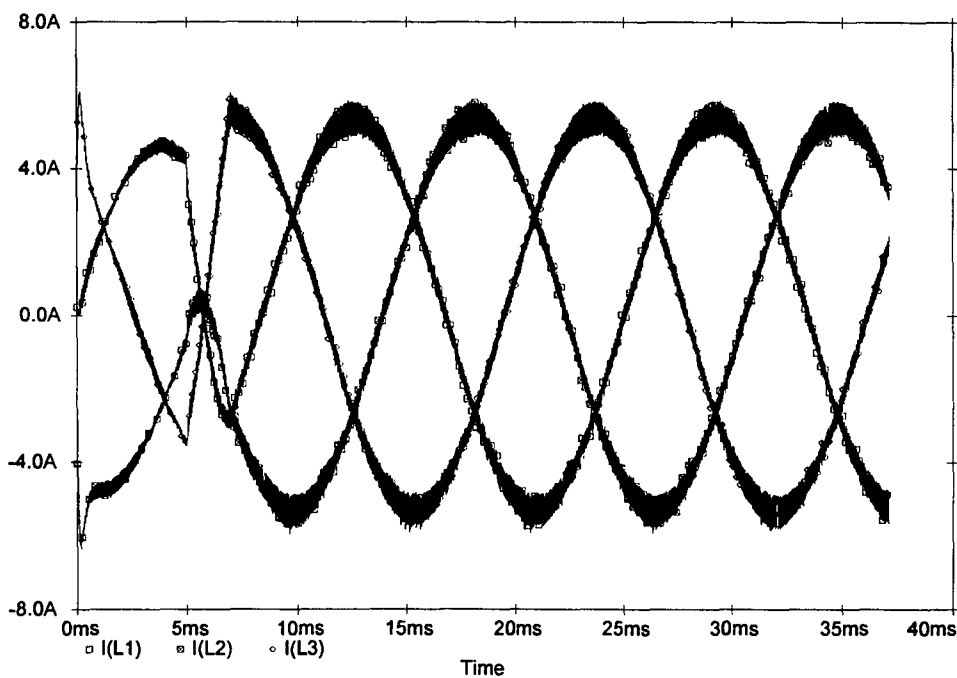


Fig. 9.14 - $I(L1)$, $I(L2)$ e $I(L3)$: Corrente das fases V_1 , V_2 e V_3 , respectivamente.

9.4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS (OPERAÇÃO COMO RETIFICADOR)

O circuito implementado foi apresentado em detalhes no Capítulo VII e tem como base o mesmo circuito apresentado na Fig. 9.01.

9.4.1 - Tensão e Corrente das Fases

As Figs. 9.15 a 9.17 apresentam as formas de onda da tensão e corrente das fases para a operação do protótipo em uma potência de 1000 W.

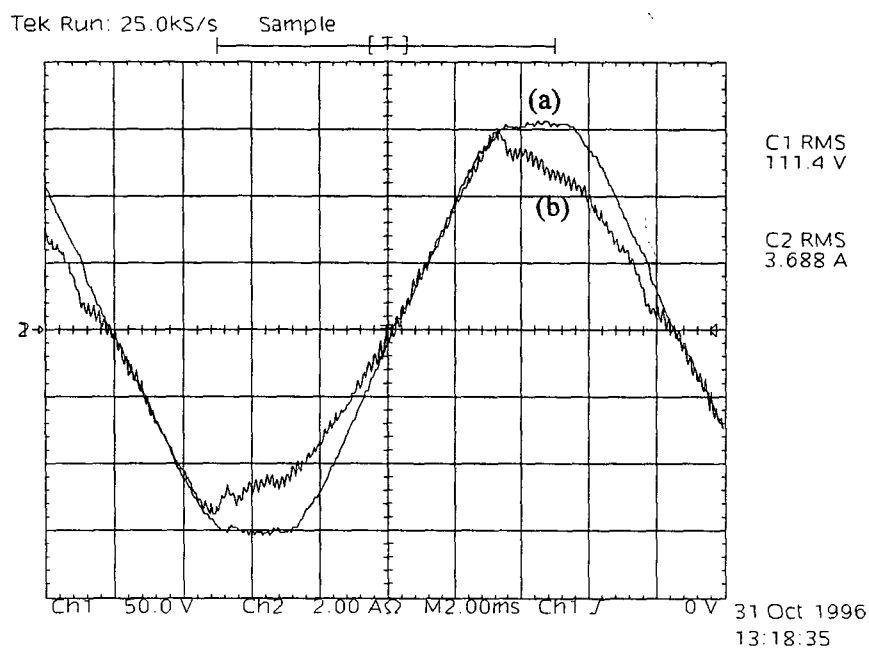


Fig. 9.15 - (a) Tensão da fase V_1 ; (b) Corrente da fase V_1 .

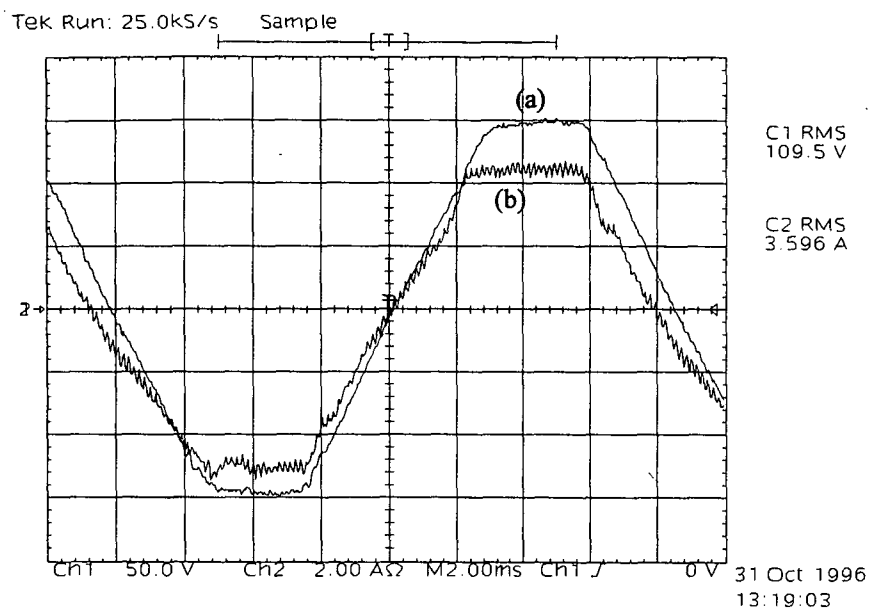


Fig. 9.16 - (a) Tensão da fase V_2 ; (b) Corrente da fase V_2 .

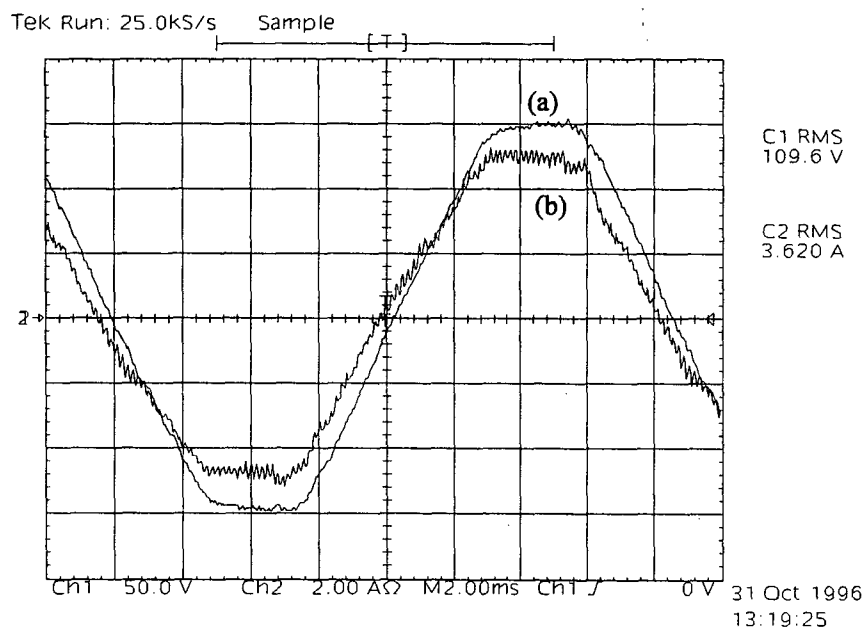


Fig. 9.17 - (a) Tensão da fase V_3 ; (b) Corrente da fase V_3 .

Através das figuras 9.15 a 9.17 observa-se que o conteúdo harmônico é bastante baixo em relação às correntes obtidas em retificadores a diodo. A corrente da fase V_1 apresenta uma forma de onda diferente devido ao fato de que sua referência de corrente foi obtida a partir das outras duas fases. As distorções se devem a problemas de desequilíbrios existentes na rede elétrica comercial, conforme foi exposto no Capítulo VII.

9.4.2 - Análise Harmônica das Tensões de Entrada

As Figs. 9.18 a 9.20 apresentam a análise harmônica realizada através do software DSN, das tensões de fase utilizadas na alimentação do protótipo:

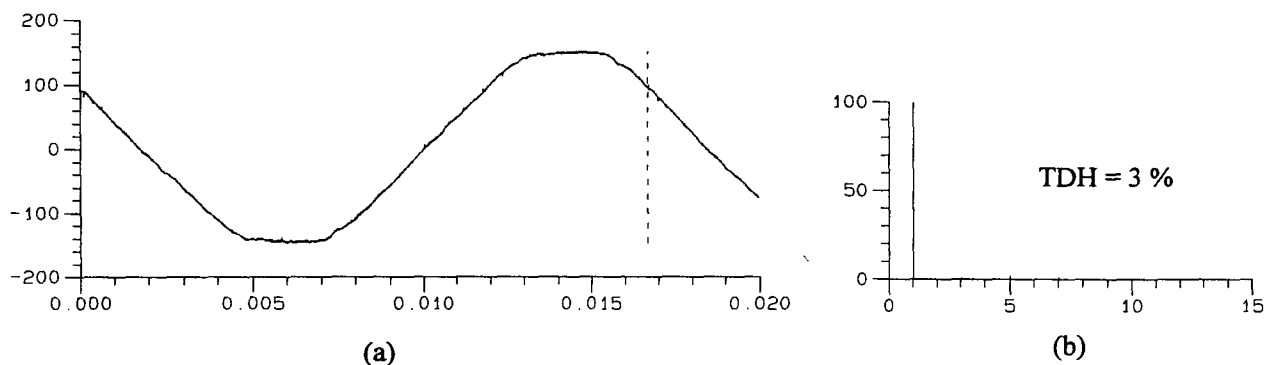


Fig. 9.18 - (a) Forma de onda da tensão da fase V_1 ; (b) Componentes harmônicas da forma de onda da tensão da tensão da fase V_1 .

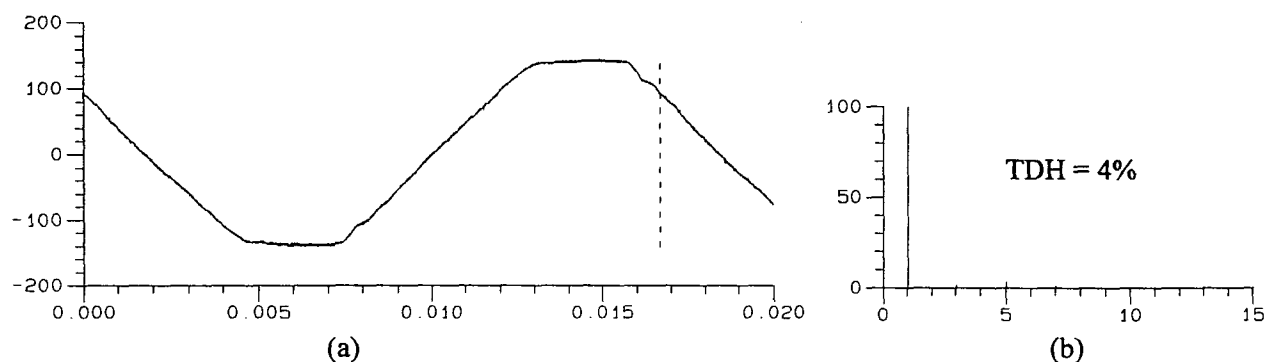


Fig. 9.19 - (a) Forma de onda da tensão da fase V_2 ; (b) Componentes harmônicas da forma de onda da tensão da tensão da fase V_2 .

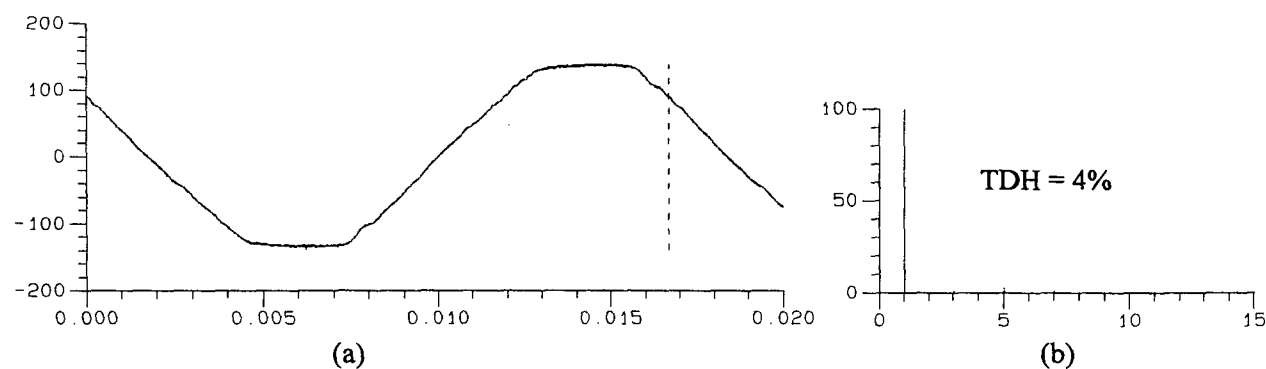


Fig. 9.20 - (a) Forma de onda da tensão da fase V_3 ; (b) Componentes harmônicas da forma de onda da tensão da tensão da fase V_3 .

9.4.3 - Análise Harmônica das Correntes das Fases

As Figs. 9.21 a 9.23 apresentam a análise harmônica realizada através do software DSN, das correntes das fases obtidas do protótipo.

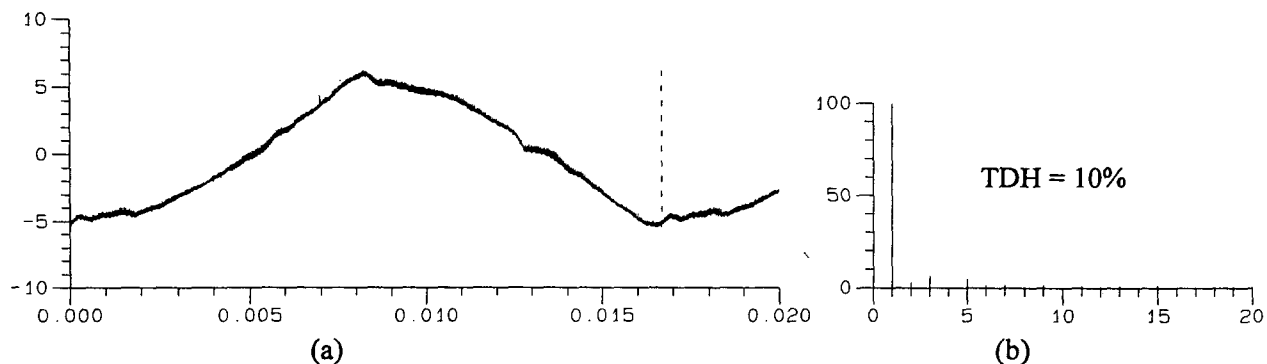


Fig. 9.21 - (a) Forma de onda da corrente da fase V_1 ; (b) Componentes harmônicas da forma de onda da corrente da fase V_1 .

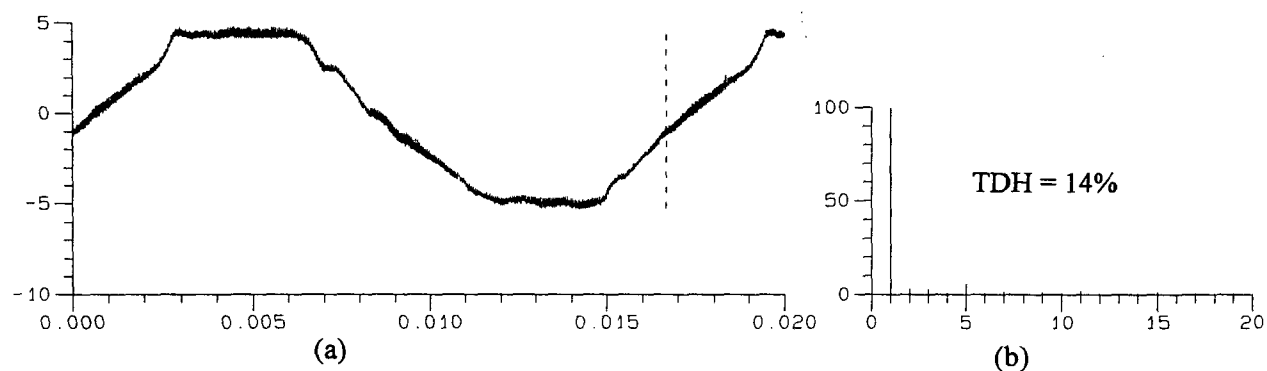


Fig. 9.22 - (a) Forma de onda da corrente da fase V_2 ; (b) Componentes harmônicas da forma de onda da corrente da fase V_2 .

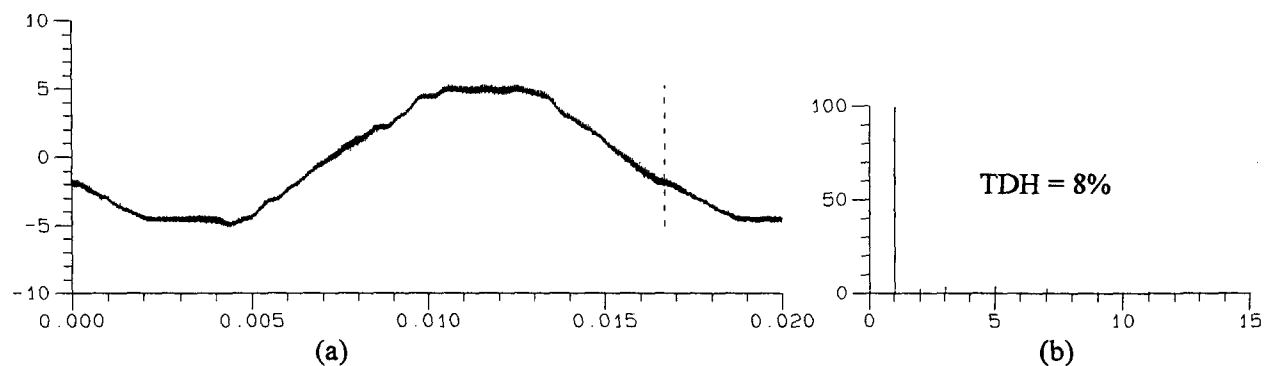


Fig. 9.23 - (a) Forma de onda da corrente da fase V_3 ; (b) Componentes harmônicas da forma de onda da corrente da fase V_3 .

9.4.4 - Análise do Fator de Potência da Estrutura

Na Tabela abaixo são apresentadas as distorções das tensões e correntes de fase, bem como as defasagens entre tensão e corrente:

FASE	TDH _(V)	TDH _(I)	DEFASAGEM
V ₁	3%	10%	0°
V ₂	4%	14%	0°
V ₃	4%	8%	6°

Aplicando-se a expressão do fator de potência vista no Capítulo I:

$$FP = \frac{\cos(\phi)}{\sqrt{1 + (TDH)^2}} \quad (9.01)$$

chega-se ao seguinte resultado:

FASE	FATOR DE POTÊNCIA
V ₁	0,9950
V ₂	0,9903
V ₃	0,9913

É importante ressaltar que estes resultados, apesar de muito bons, podem ser significativamente melhorados se a alimentação do protótipo for realizada com tensões de melhor qualidade.

9.4.5 - Correntes de Fase

Na Fig. 9.24 são apresentadas as três correntes de fase em um mesma aquisição.

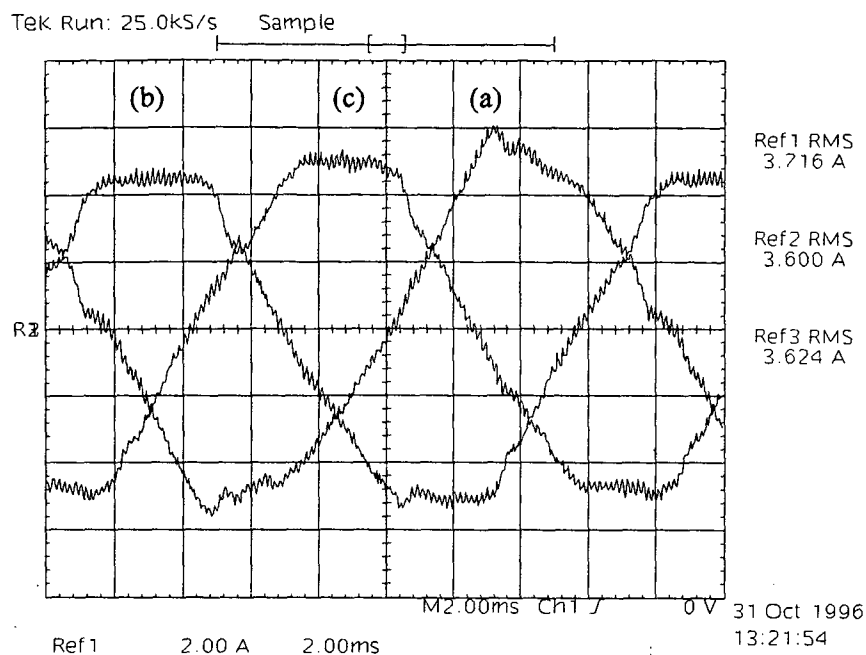


Fig. 9.24 - (a), (b) e (c): Correntes das fases V_1 , V_2 e V_3 , respectivamente.

9.4.6 - Tensão no Interruptor S_4 e Corrente na Fase V_1

É interessante observar que o comportamento da tensão e da corrente apresentados na Fig. 9.25 se assemelha bastante àqueles apresentados na Fig. 9.04, obtidos da simulação. Quando o interruptor está bloqueado a corrente decresce e quando o interruptor entra em condução a corrente se eleva.

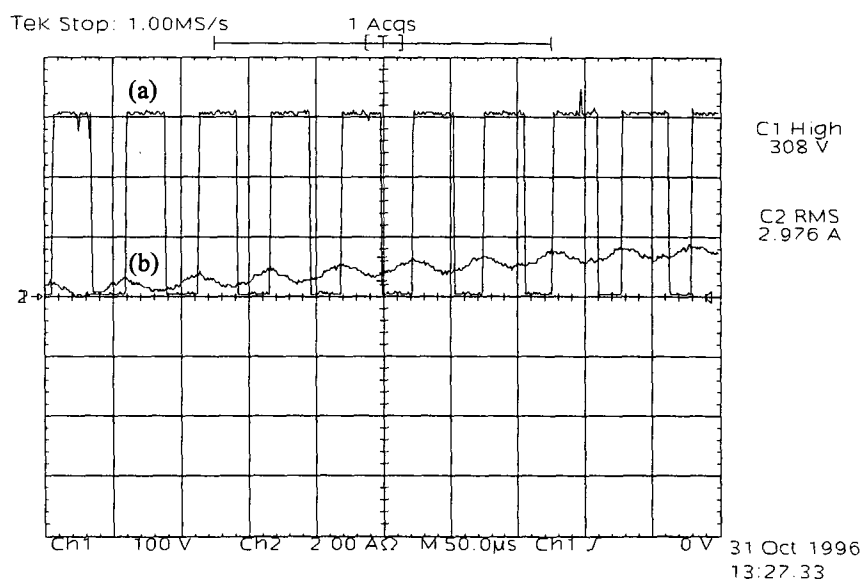


Fig. 9.25 - (a) Tensão sobre o interruptor S_4 ; (b) Corrente na fase V_1 .

9.4.7 - Tensão e Corrente de Saída (Barramento DC)

A Fig. 9.26 apresenta a tensão e a corrente de saída com carga resistiva obtida com o protótipo, onde se verifica uma potência fornecida para a carga igual a 1094 W.

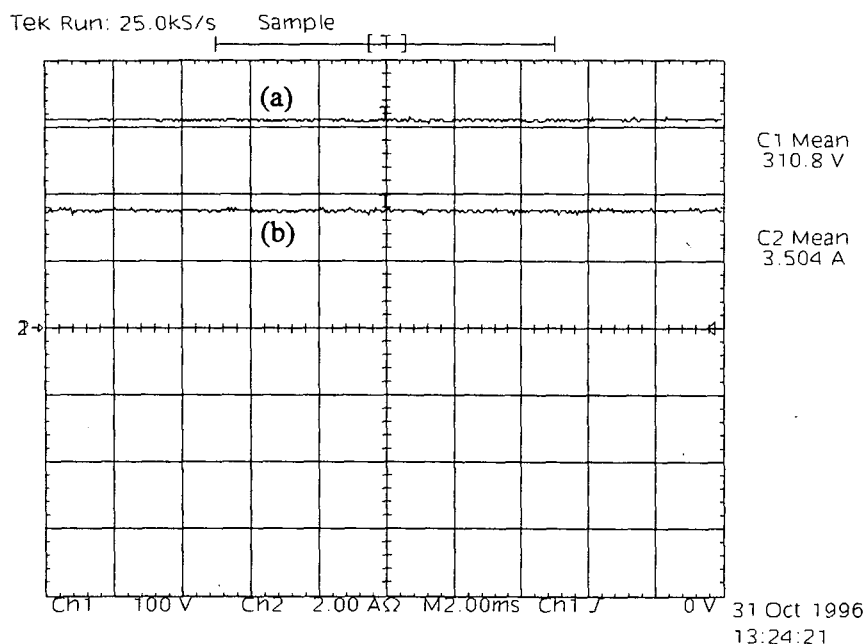


Fig. 9.26 - (a) Tensão de saída do circuito (barramento CC); (b) Corrente de saída.

9.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS (OPERAÇÃO COMO INVERSOR COM - POTÊNCIA DE 500 W)

Estes resultados foram obtidos realizando-se a simulação da elevação do barramento DC que ocorre durante a frenagem de um motor. Isto foi conseguido associando-se duas fontes de tensão em série (para se obter 310 Volts) e ligando-as a saída do circuito (barramento DC). A seguir procedeu-se a elevação da tensão das fontes CC até 360 Volts, quando foram obtidas correntes 180° defasadas das tensões das fases e com amplitude de aproximadamente $1,5 A_{RMS}$, significando uma potência regenerada de 500 W. As principais formas de onda são apresentadas a seguir.

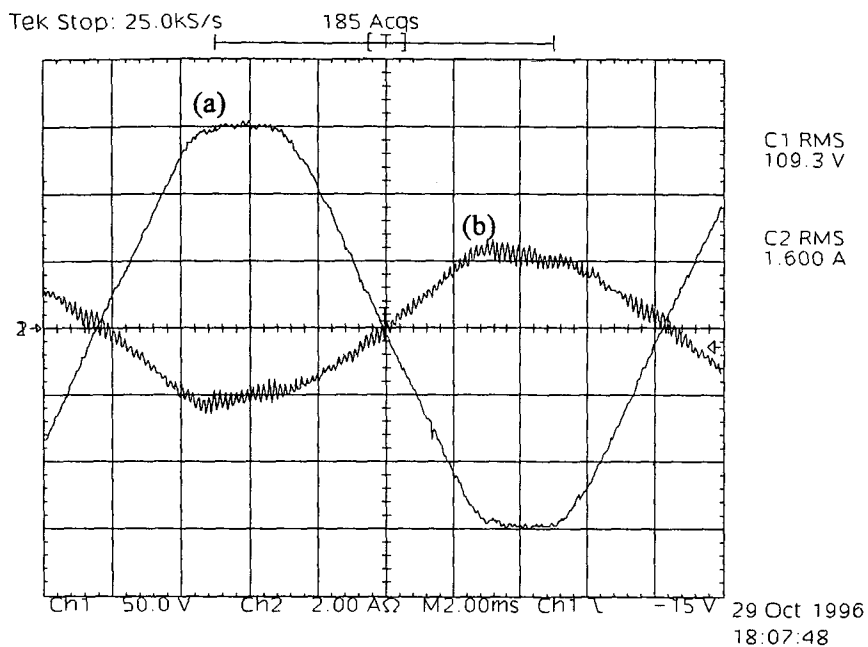


Fig. 9.27 - (a) Tensão da fase V_1 ; (b) Corrente da fase V_1 .

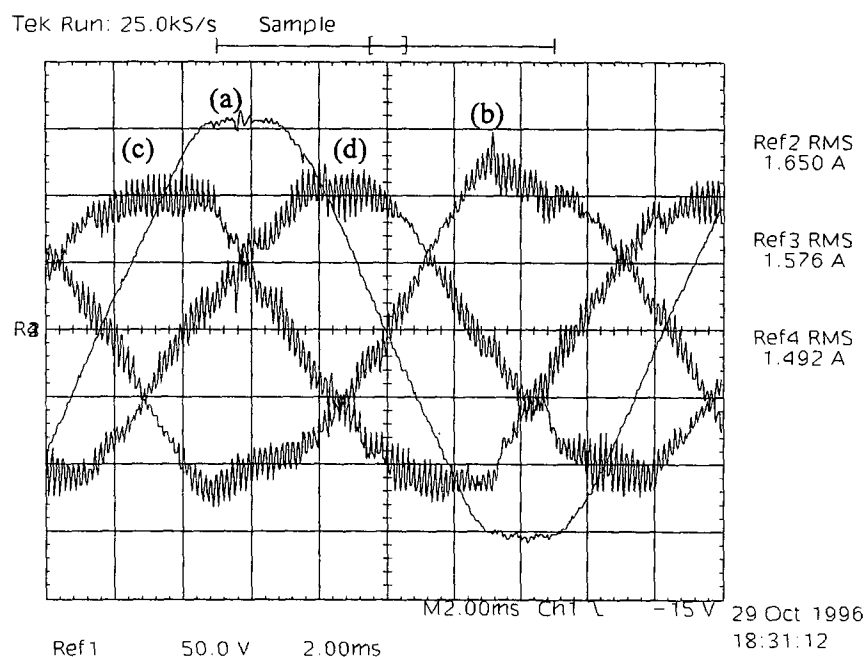


Fig. 9.28 - (a) Tensão da fase V_1 ; (b), (c) e (d) Correntes das fases V_1 , V_2 e V_3 , respectivamente.

9.6 - OPERAÇÃO DO CIRCUITO NO ACIONAMENTO DE UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO

O experimento foi realizado com um motor de 5 CV acoplado a um gerador DC a vazio, que serviu apenas como carga inercial para o motor. A saída do retificador foi conectada ao barramento DC de um conversor de frequências gentilmente doado pela WEG (modelo CFW-07 - entrada monofásica e saída trifásica). Como a entrada do conversor utilizado é monofásica, a tensão de saída do retificador de corrente, que originalmente foi projetado para ser igual a 500 Volts, foi reduzida para 310 Volts.

É importante observar que neste experimento foi utilizado um filtro de linha LC com o objetivo de melhorar as formas de ondas das tensões de fase.

9.6.1 - Tensão e Corrente da Fase V_1

Observe-se na Fig. 9.29 que, embora a referência de corrente da fase V_1 tenha sido obtida a partir das duas outras fases, sua deformação é muito menor que a que foi apresentada na Fig. 9.15, quando não estava sendo utilizado o filtro de linha.

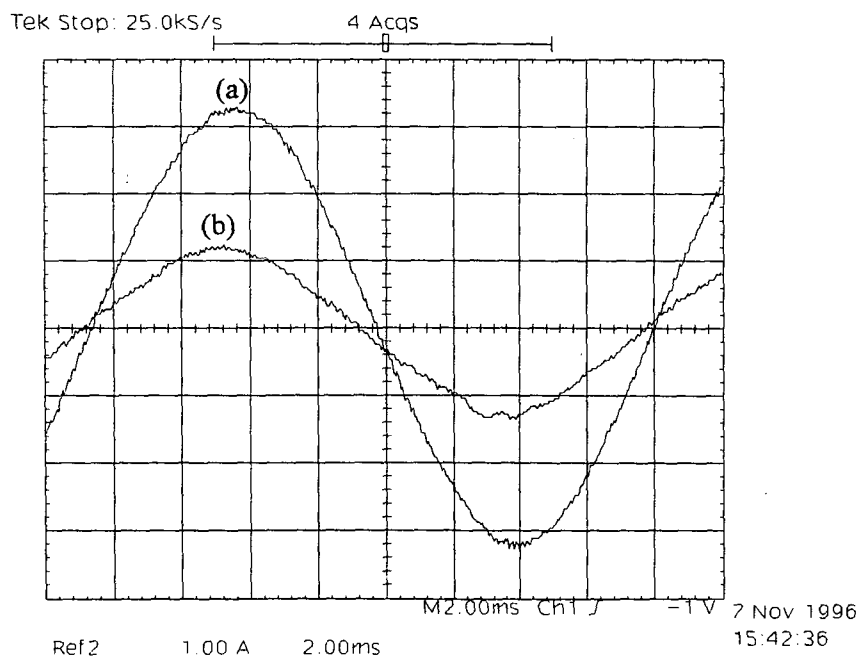


Fig. 9.29 - (a) e (b): Tensão e Corrente na Fase V_1 , respectivamente.

9.6.2 - Transitório de Frenagem

Para a realização deste ensaio foi utilizado um conjunto motor/gerador composto de um motor de indução de 5 CV acoplado a um gerador CC (ambos marca WEG), sendo que nenhuma carga foi conectada ao gerador, uma vez que sua função é simplesmente servir como carga inercial para o motor.

O conversor de frequência foi programado de forma a operar com uma rampa de aceleração de 15 segundos (variando a frequência de zero a 200 Hz) e uma rampa de desaceleração de 2,5 segundos.

A alimentação do conversor foi feita ligando-se diretamente a saída do retificador de corrente aos capacitores do estágio CC do conversor. Uma vez que os bornes de alimentação CA do conversor não foram conectados, a ponte retificadora monofásica de entrada não foi utilizada.

Para a realização do ensaio o retificador de corrente foi ligado e, após atingida a tensão nominal do barramento CC, aproximadamente 300 Volts, o conversor foi acionado. Após o motor ter atingido a velocidade final foi realizada frenagem do motor.

Durante a frenagem a tensão do barramento se eleva, fazendo com que a saída da malha de tensão sofra inversão, invertendo também a corrente. Este processo de inversão da corrente fica bastante claro na Fig. 9.30:

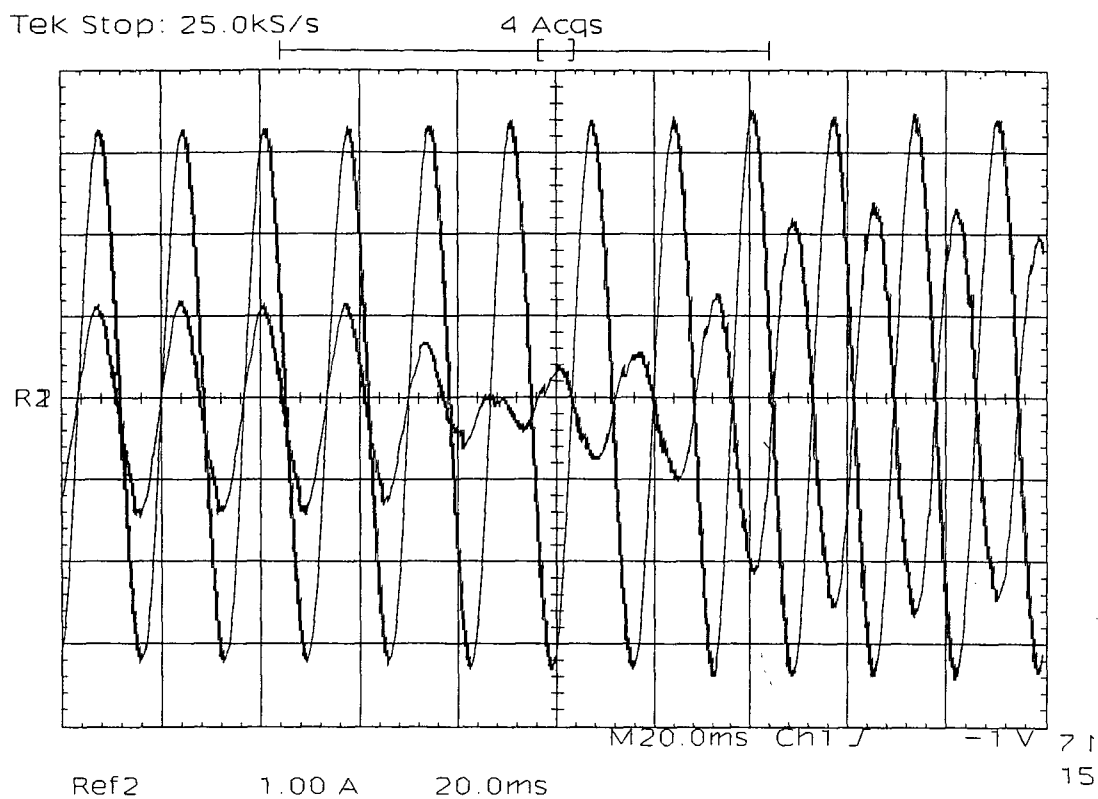


Fig. 9.30 - Tensão (maior amplitude) e corrente na fase V_1 durante a frenagem do motor.

9.6.3 - Tensão e Corrente na Fase V_1 Durante a Regeneração de Energia

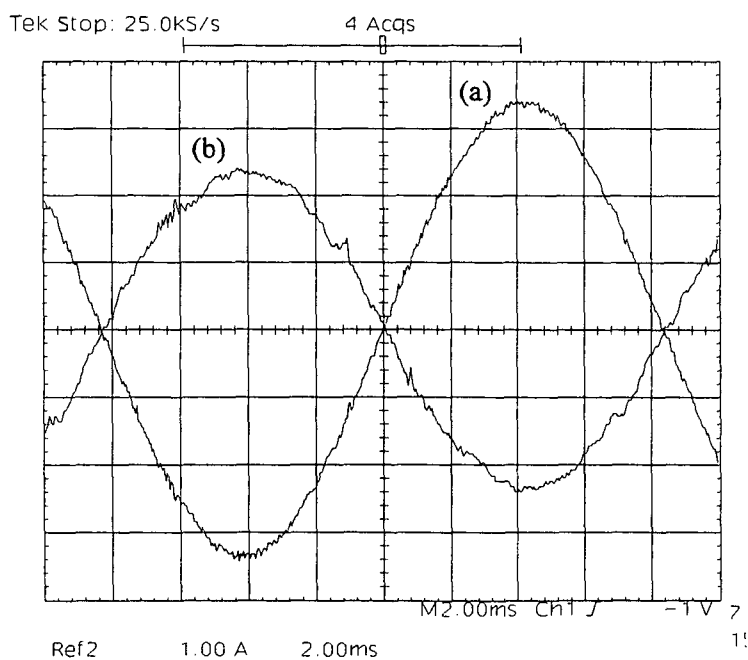


Fig. 9.31 - (a) e (b): Tensão e corrente na fase V_1 (respectivamente) durante a regeneração de energia.

9.7 - CONCLUSÃO

Ao comparar-se os resultados da simulação numérica com aqueles obtidos do protótipo montado observa-se que existem algumas diferenças nas formas de onda, provocada pelas imperfeições da rede elétrica comercial mas, de um modo geral pode-se afirmar que os resultados esperados foram obtidos.

Em relação ao fator de potência obtido com esta estrutura pode-se afirmar que satisfaz as expectativas, principalmente levando-se em consideração as não idealidades introduzidas pelas distorções da rede elétrica.

Quanto ao experimento com o motor, pode-se afirmar que os resultados obtidos foram muito bons, uma vez que foi claramente comprovado o funcionamento da estrutura tanto como retificador quanto como inversor, em um transitório real de frenagem realizado por um conversor.

CONCLUSÃO GERAL

Nos estudos iniciais apresentados neste trabalho comprovou-se que os retificadores a diodos, normalmente utilizados em conversores de frequência utilizados no acionamento de máquinas de corrente alternada, apresentam um grave problema: o elevado conteúdo harmônico da corrente absorvida da rede, devido a sua forma de onda pulsante.

Este problema, por sua vez, é a origem de duas características indesejáveis deste tipo de circuito:

- O fator de potência do circuito é bastante reduzido, o que é um dos pontos mais negativos desta topologia de retificador;
- A injeção de harmônicos na rede é bastante grande, o que prejudica a qualidade da energia que alimenta outros equipamentos, podendo até prejudicar outros usuários.

Outra característica deste tipo de retificador, que não pode ser classificada exatamente como um problema, é a impossibilidade de regenerar à rede a energia gerada durante os processos de frenagem dos motores. Isto faz com que se utilizem outras alternativas para evitar a destruição dos componentes dos conversores, tais como a dissipação da energia através de resistores, o que traz inúmeros inconvenientes: o tamanho destes resistores, o calor gerado e principalmente o desperdício da energia.

Assim sendo, foram estudadas as alternativas existentes para melhorar o desempenho do circuito retificador de entrada, inicialmente partindo-se do retificador monofásico. Estas análises levaram à escolha de um retificador de corrente que utiliza um interruptor bidirecional em corrente e unidirecional em tensão, facilmente encontrado no mercado, que permite a regeneração da energia pela inversão do fluxo de corrente. Quanto ao baixo fator de potência, estudou-se a aplicação da tecnologia de correção ativa de fator de potência utilizando o conversor Boost. Através de simulações foram atingidos resultados excelentes, obtendo-se a regeneração da energia e fator de potência

praticamente unitário, pela redução significativa dos harmônicos da corrente absorvida da rede.

A aplicação no retificador trifásico dos conceitos utilizados no retificador monofásico permitiu a obtenção dos mesmos resultados, ou seja, regeneração da energia e elevado fator de potência.

Com relação à implementação prática, muitas dificuldades tiveram que ser vencidas, mas os objetivos propostos foram totalmente atingidos. Analisando-se a tabela abaixo observa-se que um elevado fator de potência foi conseguido para as três fases e, através das aquisições realizadas, observa-se que a regeneração de energia foi obtida com sucesso tanto no ensaio utilizando fontes de alimentação quanto no transitório de frenagem utilizando conversor de freqüências e um motor de indução.

FASE	FATOR DE POTÊNCIA
V ₁	0,9950
V ₂	0,9903
V ₃	0,9913

Outra característica importante deste protótipo é que a transição entre a operação como retificador para operação como inversor regenerando energia e vice versa, ocorre sem descontinuidade, sem a necessidade de geração de nenhum sinal de controle que altere o comando dos interruptores.

Com relação aos problemas enfrentados, é importante destacar o fato de não ter sido possível a utilização do integrado UC3854, que obrigou a utilização de componentes discretos no controle. Desta forma, como foi utilizada uma malha de controle por fase, a quantidade de componentes utilizados foi muito grande, elevando em muito a possibilidade de interferências advindas de ruídos. Espera-se que em breve os fabricantes

de componentes passem a fornecer uma versão do circuito integrado UC3854 que permita operar com sinais negativos e adaptado a esta aplicação.

Outro problema enfrentado foi a grande sensibilidade do circuito a desequilíbrios e distorções na rede de alimentação, em função de ter-se três malhas de controle atuando de forma interdependente. Isto forçou a realização de alterações no circuito, procurando compensar eletronicamente as diferenças existentes entre as fases, o que fez com que a forma de onda de corrente de uma das fases se distanciasse um pouco da senóide.

A melhoria do desempenho do circuito pode ser buscada através de dois caminhos distintos:

- A otimização do circuito utilizado, pela otimização do número de componentes, através da escolha de integrados que reúnem mais funções (principalmente maior número de amplificadores operacionais);
- A possibilidade de utilização do integrado UC3854 operando com os circuitos auxiliares citados no Capítulo VII, para reduzir as possibilidades de interferência de ruídos no controle.

Uma colocação que deve ser feita é quanto a principal desvantagem do circuito, que é a elevada tensão de saída. Conforme foi exposto no Capítulo V, a menor tensão de saída que pode ser obtida é igual a duas vezes a tensão de pico das tensões das fases de entrada. Esta característica se torna indesejável, por exemplo, no caso da alimentação do circuito com tensões maiores que 220 Volts. A menor tensão de saída que pode ser obtida com tensões de fase de 220 Volts é de 622 Volts, o que já é um valor bastante elevado.

Entretanto, apesar das dificuldades enfrentadas, pode-se afirmar que os resultados obtidos são bastante satisfatórios e que os objetivos do trabalho foram atingidos.

ANEXO 01

1 - O CONVERSOR BOOST [2, 3]

O circuito do conversor Boost é apresentado na Fig. A01, onde o capacitor de saída foi substituído por uma fonte de tensão supondo-se que não exista ondulação :

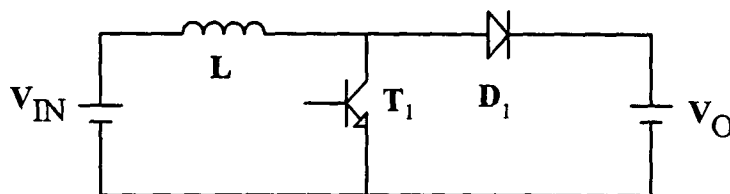


Fig. A01 - Conversor Boost.

As etapas de funcionamento do circuito são apresentadas na Fig. A02 (a) e (b):

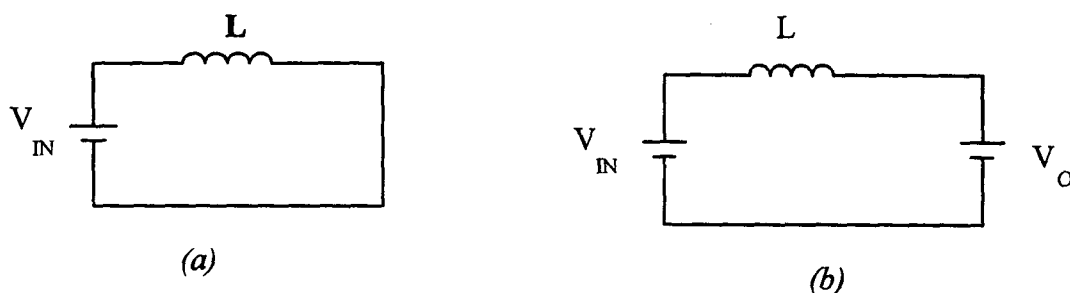


Fig. A02 - (a) Armazenamento de energia (D1 bloqueado, T1 conduzindo);
(b) Transferência de Energia (D1 conduzindo, T1 bloqueado).

O conversor Boost apresenta três modos de operação, analisados com base na corrente através do indutor:

- Condução Contínua - A corrente I_L não atinge zero em nenhum momento, variando entre uma corrente mínima (I_m) e uma corrente máxima (I_M);
- Condução Descontínua: A corrente I_L atinge zero por algum tempo, quando a energia do indutor é esgotada, variando de zero a um valor máximo.
- Condução Crítica: O limite entre condução contínua e descontínua.

Para o caso do retificador trifásico, o conversor opera com condução contínua em um período de comutação.

1.1 - FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR BOOST

Na Fig. A03 são apresentadas as principais formas de onda do conversor Boost, considerando a condução contínua:

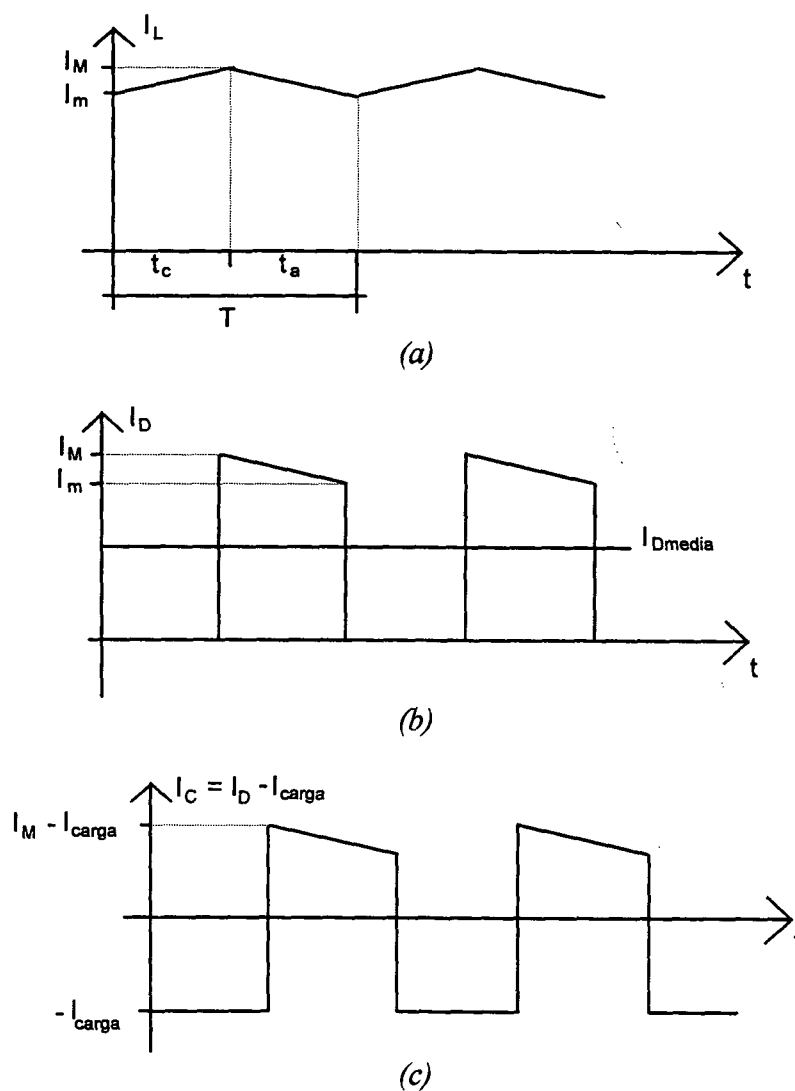


Fig. A03 - Principais formas de onda do Conversor Boost.

onde:

- I_L = corrente no indutor;
- T = período de comutação;
- t_c = período em que o transistor T_1 está em condução;
- t_a = período em que o diodo D_1 está em condução;

- I_M = valor máximo da corrente no indutor;
- I_m = valor mínimo da corrente no indutor;
- I_D = corrente no diodo;
- $I_{D\text{media}}$ = corrente média no diodo;
- I_C = corrente no capacitor;
- I_{carga} = corrente na carga, suposta resistiva.

Da figura acima pode-se definir:

$$D = \frac{t_c}{T} \quad (\text{A01})$$

$$t_c = T - t_a \quad (\text{A02})$$

$$t_a = (1 - D) \cdot T \quad (\text{A03})$$

Durante o intervalo em que o transistor está em condução (armazenamento de energia), a tensão sobre o indutor é igual a V_{IN} . Assim, a corrente I_L é dada por:

$$I_L = I_m + \frac{V_{IN}}{L} \cdot t \quad (\text{A04})$$

Em $t = t_c$, $I_L = I_M$, logo

$$I_M = I_m + \frac{V_{IN}}{L} \cdot t_c \quad (\text{A05})$$

Durante o intervalo em que o diodo está em condução (transferência de energia), a tensão sobre o indutor é dada pela diferença entre a tensão de entrada V_{IN} e a tensão de saída V_O . A corrente I_L é dada por:

$$I_L = I_M - \frac{V_O - V_{IN}}{L} \cdot t_a \quad (\text{A06})$$

Em $t = t_a$, $I_L = I_m$, logo:

$$I_m = I_M - \frac{V_o - V_{IN}}{L} \cdot t_a \quad (A07)$$

Das equações (A01), (A03), (A05) e (A07), obtém-se:

$$V_{IN} = L \cdot \frac{(I_M - I_m)}{D \cdot T} \quad (A08)$$

$$(V_o - V_{IN}) = L \cdot \frac{(I_M - I_m)}{(1 - D) \cdot T} \quad (A09)$$

Dividindo a equação (A09) pela equação (A08) obtém-se a característica de transferência do conversor Boost:

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{1}{1 - D} \quad (A10)$$

Desta equação conclui-se que a tensão de saída é sempre maior que a tensão de entrada, uma vez que o mínimo valor da saída é igual a V_{IN} , quando $D = 0$.

A corrente média que circula pela carga e pelo diodo é dada por:

$$I_{Dmedia} = \frac{1}{T} \int_0^T i_D(t) \cdot dt \quad (A11)$$

onde:

$$i_D(t) = I_M - \frac{(V_o - V_{IN})}{L} \cdot t \quad (A12)$$

Resolvendo a equação (A11) obtém-se:

$$I_{Dmedia} = I_{carga} = \frac{(I_M + I_m)}{2} \cdot (1 - D) \quad (A13)$$

onde os valores máximo e mínimo da corrente são obtidos a partir das equações (A13), (A08) e (A09):

$$I_M = \frac{I_{carga}}{(1 - D)} + \frac{V_{IN} \cdot D}{2 \cdot f \cdot L} \quad (A14)$$

$$I_m = \frac{I_{\text{carga}}}{(1-D)} - \frac{V_{\text{IN}} \cdot D}{2 \cdot f \cdot L} \quad (\text{A15})$$

A variação da corrente na carga é dada pela diferença entre estes valores:

$$\Delta I = (I_M - I_m) = \frac{V_{\text{IN}}}{L} \cdot D \cdot T \quad (\text{A16})$$

Para determinar-se qual o valor de D que provoca a maior ondulação de corrente considera-se:

- uma carga resistiva
- conversor sem perdas ($P_{\text{ENTRADA}} = P_{\text{SAIDA}}$)

Assim tem-se:

$$P_{\text{ENTRADA}} = V_{\text{IN}} \cdot I_{\text{INmedia}} \quad P_{\text{SAIDA}} = \frac{(V_o)^2}{R_{\text{carga}}}$$

Aplicando-se a equação (A10) na equação da potência de saída obtém-se:

$$P_{\text{SAIDA}} = \frac{(V_{\text{IN}})^2}{R_{\text{carga}}} \cdot \frac{1}{(1-D)^2} \quad (\text{A17})$$

Considerando-se que a potência de entrada é totalmente transferida para a saída obtém-se a expressão da corrente média de entrada:

$$I_{\text{INmedia}} = \frac{V_{\text{IN}}}{R_{\text{carga}}} \cdot \frac{1}{(1-D)^2} \quad (\text{A18})$$

A ondulação da corrente de entrada em relação ao valor médio da corrente de entrada é dada pela divisão de (A16) por (A18):

$$\frac{\Delta I}{I_{\text{INmedia}}} = \frac{R_{\text{carga}} \cdot T}{L} \cdot [D \cdot (1-D)^2] \quad (\text{A19})$$

Desta equação obtém-se que o maior valor para o termo da expressão entre colchetes é obtido quando $D = 0.33$, conforme a curva da figura A04:

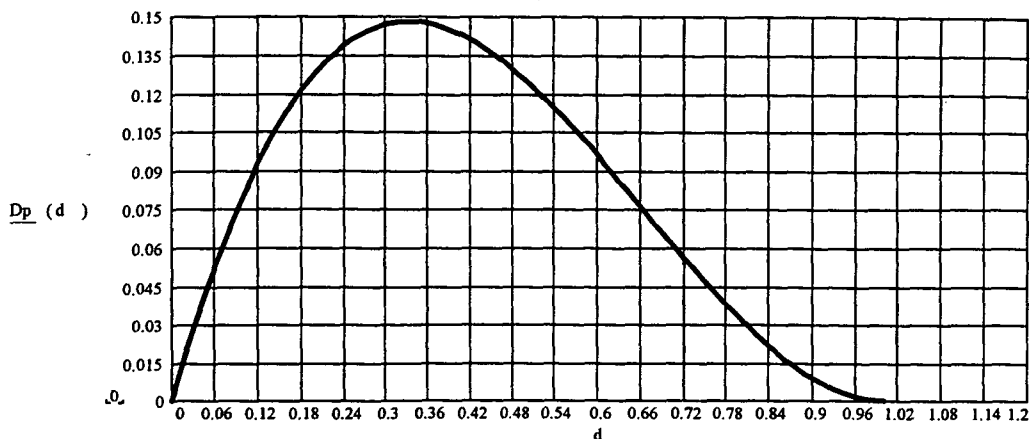


Fig. A04 - Ondulação da corrente em função da razão cíclica.

1.2 - CÁLCULO DO INDUTOR DE ENTRADA

O valor do indutor é obtido a partir da expressão da tensão sobre o indutor, considerando-se sempre o pior caso:

$$V = L \cdot \frac{di}{dt} \quad L = \frac{V \cdot \Delta t}{\Delta i}$$

onde:

V = Maior tensão aplicada ao indutor;

Δt = intervalo de tempo no qual ocorre a elevação da corrente no indutor;

ΔI = variação de corrente no indutor.

Como o intervalo em que ocorre a elevação é aquele no qual o transistor está em condução (t_c), aplicando-se a equação (A01) obtém-se:

$$L = \frac{V_{Lmax} \cdot T}{\Delta I} \cdot D$$

Considerando-se o pior caso para o cálculo, deve-se determinar a maior tensão aplicada ao indutor, bem como a maior ondulação de corrente desejada. Como foi determinado através da equação (A19), a razão cíclica que proporciona a maior ondulação relativa da corrente de entrada é igual a 0.33. Assim:

$$L = \frac{0.33 \cdot V_{Lmax}}{\Delta I_{max} \cdot f_{ond}} \quad (A20)$$

onde f_{ond} é a frequência de ondulação da corrente do indutor que, para este caso, é igual à frequência de comutação.

1.3 - CONVERSOR BOOST COM ENTRADA SENOIDAL

Todas as equações desenvolvidas até agora são válidas também quando na entrada do conversor tem-se uma fonte senoidal, como é o caso do retificador de corrente. Estas equações podem ser utilizadas desde que a frequência de comutação seja muito maior que a frequência da entrada e, desta forma, pode-se considerar que, dentro de um período de comutação a tensão de entrada é constante.

1.3.1 - Cálculo Do Indutor Boost Para Entrada Senoidal

A partir da equação (A10) que define a expressão do ganho estático do conversor Boost, considerando uma entrada senoidal chega-se a:

$$d(\omega \cdot t) = 1 - \frac{V_p \cdot \sin(\omega \cdot t)}{V_o} \quad (A21)$$

que é a expressão que define a razão cíclica para um período completo de funcionamento do conversor durante meio período de rede. A partir desta equação pode-se determinar qual a máxima ondulação de corrente (ΔI) dentro deste período.

Quando o interruptor boost está fechado tem-se:

$$V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (A22)$$

$$\Delta t = D \cdot T \quad (A23)$$

onde T é o período de comutação.

Das equações (A21), (A22) e (A23) tem-se:

$$\frac{L \cdot \Delta I}{V_p \cdot T} = \sin(\omega \cdot t) - \frac{V_p \cdot (\sin(\omega \cdot t))^2}{V_o} \quad (A24)$$

O termo da esquerda pode ser definido como sendo a variação da corrente parametrizada (ΔI_P), cuja curva é apresentada na figura A05:

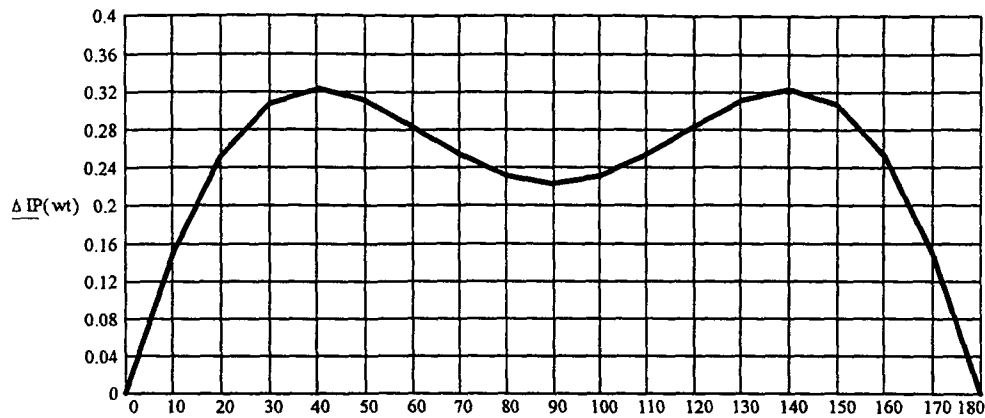


Fig. A05 - Curva da variação de Corrente Parametrizada (ΔI_P).

Esta curva mostra que as máximas variações de corrente ocorrem para os ângulos de 40° e 140° , onde ΔI_P é igual a 0,32. Portanto, este deve ser o valor utilizado para o cálculo do indutor Boost:

$$L = \frac{0,32 \cdot V_p}{\Delta I_{\max} \cdot f_{\text{ond}}} \quad (\text{A25})$$

onde f_{OND} é igual à frequência de comutação.

BIBLIOGRAFIA

BIBLIOGRAFIA PRINCIPAL

- [1] - BARBI, I. - Apostila de Eletrônica de Potência II - In: Curso de Pós Graduação em Engenharia Elétrica. Circulação Interna, 1991.
- [2] - BARBI, I. & SOUZA, A. F. - Correção de Fator de Potência em Fontes de Alimentação. - In: Curso de Pós Graduação em Engenharia Elétrica. Circulação Interna.1993.
- [3] - SOUZA, A. F. - Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação Suave. - In: Projeto de Tese de Doutorado, UFSC, 1995.
- [4] - ROCHA, J. E. - Retificador Trifásico em Ponte Completa com Modulação por Largura de Pulso Otimizada - In: Dissertação de Mestrado, UFSC, 1987.
- [5] - OLIVEIRA, M. A. - Estudo de um Conversor Indireto de Freqüência sem Elementos Passivos no Estágio de Corrente Contínua. In: Dissertação de Mestrado, UFSC, 1987.
- [6] - TODD, PHILIP C. - UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design - In Unitorde Application Note U-134,Product and Application Handbook, 1993.
- [7] - SILVA, CLÁUDIO DE SA - Power Factor Correction With the UC3854 - In Unitorde Application Note U - 125, Linear Integrated Circuits Data and Application Handbook, 1990.
- [8] - ZHOU C. & JOVANOVIC M.M. - Design Trade-Offs in Continuous Current-Mode Controlled Boost Power-Factor-Correction Circuits - HFPC 92, pp. 57-68
- [9] - BASCOPE, RENE T. & PERIN, ARNALDO J. - Transistores IGBTs - Tecnologias, Parâmetros, Cálculo Térmico, Paralelismo, Proteção e Circuitos de Comando Isolados - In: Curso de Pós Graduação em Engenharia Elétrica. Circulação Interna, 1996.
- [10] - MicroSim Corporation - Pspice Circuit Analysis User's Guide - Version 5.0. USA, July 1991.
- [11] - LEM S.A - Catálogo de Produtos (Sensores). 1991.

BIBLIOGRAFIA AUXILIAR

- [12] - OOI, BOON T., SALMON, JOHN C., DIXON, JUAN W. & KULKARNI, ASHOK B. - A Three-Phase Controlled-Current PWM Converter with Leading Power Factor - IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. Ia-23 No. 1 Janeiro/Fevereiro 1987, pp 78-84.
- [13] OHNUKI, TOSHIYA, MIYASHITA, OSAMU, HANEYOSHI, TOSHIMASA & OHTSUJI, ETSUNAO - High Power Factor PWM Rectifiers with an Analog Pulse Width Prediction Controller - IEEE Transactions on Power Electronics, Vol II, No. 3, Maio 1996, pp. 460-465.
- [14] HULIEHEL, FAKHALDEN, LEE FRED C. & CHO BO H. - Small-Signal Modeling of the Single-Phase Boost High Power Factor Converter with Constant Frequency Control - PESC 92, pp.475-482.
- [15] TANG W. & LEE, FRED C. - Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control - APEC 1992, pp. 747-755.
- [16] PIERRE X., CAMBRONNE J. P.- Comparison between PWM Voltage and Current Structures' Characteristics - EPE Journal - Vol. 5, no. 2, setembro 1995, pp.26-31.