



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**



Instituto de Eletrônica de Potência

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE RETIFICADORES COM
ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E REGENERAÇÃO DE
ENERGIA.**

**Dissertação Submetida à Universidade Federal de Santa
Catarina para Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia
Elétrica**

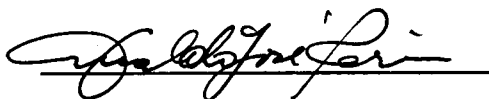
**MESTRANDO : FRANKLIN KELLY MIGUEL
ORIENTADOR : ARNALDO JOSÉ PERIN**

Florianópolis, dezembro de 1997.

CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE RETIFICADORES COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E REGENERAÇÃO DE ENERGIA.

FRANKLIN KELLY MIGUEL

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



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Orientador



Prof. Adroaldo Raizer, Dr.

Coordenador do Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

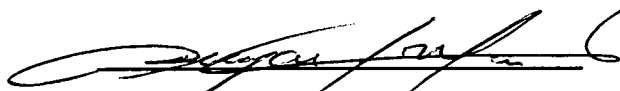
BANCA EXAMINADORA:



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Eng. Roberto Rojas, Dr.

Aos meus pais Edson e Salete.

À Cláudia e Gabriel.

AGRADECIMENTOS

Agradecimentos especiais ao orientador Arnaldo José Perin pela dedicação, incentivo e paciência.

Aos membros da banca examinadora professores Ivo Barbi, Denizar Cruz Martins, Hari Bruno Mohr e Roberto Rojas pelas contribuições a este trabalho.

Ao professor Alexandre Ferrari pelas relevantes discussões técnicas sobre correção do fator de potência e sobre o componente UC3854.

À coordenadoria de Pós-Graduação pela realização do trabalho burocrático e orientações.

Ao povo brasileiro por indiretamente pagar meus estudos, espero que tenha contribuído de alguma forma e que algum dia consiga recompensá-lo.

À CAPES em especial ao projeto "Grupo PET" pelo suporte financeiro e incentivo à pós-graduação. Salientando a importância do programa PET na graduação, que neste caso foi de fundamental importância no amadurecimento e escolha da área para realização do mestrado.

Aos colegas de turma Frank, Mezaroba, Reinaldo, Eduardo, Anderson e Roger que bravamente resistiram até a última batalha.

Aos colegas Fabiano Celestrino, Wail, Adilson Monte e Patrícia por divagações e conversas de corredor.

À minha esposa pela paciência, dedicação e amor e ao meu filhinho Gabriel por aliviar meu cansaço e stress e por servir de público na minha primeira apresentação.

Aos meus pais e irmã com muito carinho e amor por tudo o que sou.

À Deus por me iluminar nos dias mais difíceis e não me deixar me abater por derrotas.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS.....	iv
SIMBOLOGIA.....	ix
RESUMO.....	xiv
ABSTRACT.....	xv
INTRODUÇÃO.....	1

CAPÍTULO 1 O CIRCUITO INTEGRADO PRÉ REGULADOR UC3854

1.1–INTRODUÇÃO.....	7
1.2–PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO.....	8
1.3–INDUTOR “BOOST”.....	10
1.4–CAPACITOR DE SAÍDA.....	13
1.5–DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR E DO DIODO “BOOST”.....	14
1.6–CIRCUITO INTEGRADO UC3854.....	15
1.6.1–COMPENSADOR DE CORRENTE.....	16
1.6.2–COMPENSADOR DE TENSÃO.....	20
1.6.3–REGULADOR DE “FEEDFORWARD”.....	22
1.6.4–MULTIPLICADOR.....	24
1.6.5–DESCRIÇÃO DOS PINOS E ORIENTAÇÃO PARA PROJETO.....	25
1.6.6–DISTORÇÕES INERENTES AO UC3854.....	29
1.7–METODOLOGIA DE PROJETO – EXEMPLO.....	31
1.8–SIMULAÇÃO.....	41
1.9–CONCLUSÃO.....	45

CAPÍTULO 2 ESTUDO DE TOPOLOGIAS DE RETIFICADORES DE CORRENTE MONOFÁSICOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

2.1–INTRODUÇÃO.....	46
2.2–RETIFICADOR MONOFÁSICO EM CORRENTE COM PONTE MISTA NÃO REGENERATIVO.....	47
2.2.1–TOPOLOGIA.....	47
2.2.2–ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.....	47

2.2.3–EQUACIONAMENTO.....	48
2.2.4–PROJETO E SIMULAÇÃO.....	52
2.2.5–RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	56
2.2.6–CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	60
2.3–RETIFICADOR MONOFÁSICO EM CORRENTE COM PONTE COMPLETA REGENERATIVO.....	61
2.3.1–TOPOLOGIA.....	61
2.3.2–ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.....	63
2.3.3–EQUACIONAMENTO.....	64
2.3.4–PROJETO E SIMULAÇÃO.....	68
2.3.5–RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	72
2.3.6–CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	75
2.4–RETIFICADOR MONOFÁSICO EM CORRENTE COM PONTE COMPLETA – TRÊS NÍVEIS.....	75
2.4.1–TOPOLOGIA E ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	75
2.4.2–CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	77
2.5–RETIFICADOR TRIFÁSICO A DIODOS COM ESTÁGIO “BOOST”.....	77
2.5.1–TOPOLOGIA.....	77
2.5.2–SIMULAÇÃO.....	78
2.5.3–CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	80
2.6–CONCLUSÃO.....	81

CAPÍTULO 3

RETIFICADOR DE CORRENTE REGENERATIVO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO DOIS BRAÇOS

3.1–INTRODUÇÃO.....	82
3.2–RETIFICADOR TRIFÁSICO COM DOIS BRAÇOS.....	83
3.2.1–PRINCÍPIO E ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	84
3.2.2–CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA.....	88
3.2.3–PROJETO DO INDUTOR DE ENTRADA.....	91
3.2.4–EXEMPLO DE PROJETO E SIMULAÇÃO.....	93
3.2.5–RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	99
3.3–CONCLUSÃO.....	105

CAPÍTULO 4
RETIFICADOR TRIFÁSICO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E
CAPACIDADE DE REGENERAÇÃO DE ENERGIA

4.1–INTRODUÇÃO.....	107
4.2–TOPOLOGIA.....	107
4.3–ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	110
4.4–CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA.....	113
4.5–DETERMINAÇÃO DOS INDUTORES DE ENTRADA.....	114
4.6 – CÁLCULO DO CAPACITOR DE SAÍDA.....	118
4.7–DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR E DO DIODO “BOOST”.....	118
4.7.1–DIMENSIONAMENTO DO IGBT.....	118
4.7.2–DIMENSIONAMENTO DO DIODO.....	120
4.8–METODOLOGIA DE PROJETO.....	121
4.8.1–CÁLCULO DO INDUTOR.....	121
4.8.2–CAPACITOR DE FILTRO.....	123
4.8.3–DETERMINAÇÃO DOS ELEMENTOS EXTERNOS AO UC3854.....	123
4.8.4–DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES E DIODOS.....	129
4.9–SIMULAÇÃO.....	130
4.10–CONCLUSÃO.....	136

CAPÍTULO 5
RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PROTÓTIPO DO RETIFICADOR DE
CORRENTE TRIFÁSICO COM REGENERAÇÃO DE ENERGIA

5.1–INTRODUÇÃO.....	137
5.2–RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO SEM O NEUTRO ($R_{10} = 10k\Omega$).....	139
5.3–RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO UTILIZANDO O NEUTRO ($R_{10} = 10k\Omega$).....	142
5.4–RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO SEM O NEUTRO ($R_{10} = 12k\Omega$).....	147
5.5–RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO UTILIZANDO O NEUTRO ($R_{10} = 12k\Omega$).....	152
5.6–CONCLUSÃO.....	161

CONCLUSÃO GERAL.....	164
ANEXO 1 – CIRCUITOS DE COMANDO E CONTROLE UTILIZADOS NO RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO.....	166
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	181

SIMBOLOGIA

V_o	Tensão de saída
V_i	Tensão sinusoidal de entrada
V_{ip}	Tensão de pico de entrada
V_{ief}	Tensão eficaz de entrada
V_{ipmin}	Tensão de pico de entrada mínima
V_{ipmax}	Tensão de pico de entrada máxima
V_{iefmin}	Tensão eficaz de entrada mínima
V_{iefmax}	Tensão eficaz de entrada máxima
I_i	Corrente de entrada sinusoidal
I_{ip}	Corrente de entrada de pico
I_{ief}	Corrente de entrada eficaz
I_{ipmin}	Corrente de pico de entrada mínima
I_{ipmax}	Corrente de pico de entrada máxima
I_{iefmin}	Corrente eficaz de entrada mínima
I_{iefmax}	Corrente eficaz de entrada máxima
ΔI_i	Ondulação da corrente no indutor "Boost"
ΔI_{imax}	Ondulação máxima da corrente no indutor "Boost"
ΔI_{ipar}	Ondulação parametrizada da corrente no indutor "Boost"
θ_v	Ângulo da tensão de entrada
θ_i	Ângulo da corrente de entrada
D	Razão cíclica
ΔD	Perturbação na razão cíclica
D_c	Razão cíclica complementar
$d(wt)$	Razão cíclica em função de wt
$d_c(wt)$	Razão cíclica complementar em função de wt
L	Indutor Boost
T_s	Período de comutação
f_s	Frequência de comutação

w	Freqüência da rede em radianos
P_i	Potência média de entrada (W)
P_o	Potência média de saída (W)
S_i	Potência aparente de entrada (VA)
FP	Fator de potência
THD	Taxa de distorção harmônica
V_{or}	Valor de pico da ondulação da tensão de saída
V_1	Tensão da fase 1
V_2	Tensão da fase 2
V_3	Tensão da fase 3
I_1	Corrente de entrada da fase 1
I_2	Corrente de entrada da fase 2
I_3	Corrente de entrada da fase 3
V_n	Tensão da fase n
I_n	Corrente de entrada da fase n
V_{12}	Tensão de linha
V_{L1}	Tensão sobre o indutor 1
V_{L2}	Tensão sobre o indutor 2
V_{L3}	Tensão sobre o indutor 3
A_e	Área efetiva da perna central do núcleo em cm^2 .
A_w	Área de janela em cm^2 .
K_w	Fator de enrolamento
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético (Tesla)
J_{max}	Máxima densidade de corrente no condutor (A/cm^2)
N	Número de espiras
L_g	Entreferro (cm)
μ_o	Permeabilidade relativa do ar
I_{sefmax}	Corrente eficaz máxima sobre o MOSFET
I_{spmax}	Corrente de pico máxima sobre o MOSFET
V_{smax}	Tensão de bloqueio máxima sobre o MOSFET
I_{Dmd}	Corrente média sobre o diodo "Boost"

$V_{Drevmax}$	Tensão reversa máxima sobre o diodo “Boost”
I_{smdfs}	Corrente média instantânea sobre o IGBT
I_{smd}	Corrente média sobre o IGBT
I_{Dmdfs}	Corrente média instantânea sobre o diodo “Boost”
I_{smax}	Corrente máxima sobre o interruptor (IGBT ou MOSFET)
I_{Dmax}	Corrente máxima sobre o diodo “Boost”
C_o	Capacitor de saída
R_{ers}	Resistência série do capacitor de saída
$R_{ff1}, R_{ff2}, R_{ff3}$	Resistores da malha de “feedforward”
C_{ff1}, C_{ff2}	Capacitores da malha de “feedforward”
f_{pff}	Freqüência do pólo do compensador de “feedforward”
V_{ff}	Tensão de “feedforward” – pino 8
I_{ac}	Corrente de referência retificada – pino 6
I_{mo}	Corrente de saída do multiplicador – pino 5
$I_{proteção}$	Corrente de proteção – pino 2
V_{cea}	Tensão de saída do compensador de corrente pino 3
V_{vea}	Tensão de saída do compensador de tensão pino 7
V_{REF}	Tensão de referência d malha de tensão – pino 9
V_s	Tensão de pico do sinal dente de serra
V_{RSH}	Tensão sobre o sensor de corrente
$V_{o'}$	Tensão de saída do sensor de tensão
R_{SH}	Resistor “shunt”
P_{RSH}	Potência sobre o resistor “shunt”
R_i	Resistor de entrada do compensador de corrente
R_z	Resistor do zero do compensador de corrente
C_p	Capacitor do pólo do compensador de corrente
C_z	Capacitor do zero do compensador de corrente

R_{iv}	Resistor de entrada da malha de tensão
C_{pv}	Capacitor do pólo da malha de tensão
R_{pv}	Resistor do pólo da malha de tensão
$G(s)$	Função de transferência do conversor
$H(s)$	Função de transferência do compensador de corrente
$H_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão
$H_a(s)$	Função de transferência devido à amostragem
$FTLA(s)$	Função de transferência de laço aberto
$H_{ff}(s)$	Função de transferência da malha de “feedforward”
$H_{faixaplana}$	Ganho do compensador de corrente na faixa plana
f_z	Frequência do zero do compensador de corrente
f_p	Frequência do pólo do compensador de corrente
f_c	Frequência do pólo do compensador de tensão
V_{ab}	Tensão entre os pontos A e B
V_{abmd}	Valor médio instantâneo da tensão V_{ab}
V_{ab1}	Componente fundamental da tensão V_{abmd}
V_{abp}	Valor de pico da componente fundamental
E_c	Energia armazenada durante a condução do interruptor
E_b	Energia transferida durante o bloqueio do interruptor
t_c	Tempo de condução do interruptor
t_b	Tempo de bloqueio
D_{ef}	Razão cíclica efetiva
T_{ef}	Período de comutação efetivo
t_{cef}	Tempo de condução efetivo
t_{cn}	Tempo de condução do interruptor n
t_{bn}	Tempo de bloqueio do interruptor n
V_{ref1}	Tensão de referência 1
V_{ref2}	Tensão de referência 2

V_{ref3}	Tensão de referência 3
D_{efn}	Razão cíclica efetiva do interruptor n
V_{2pmin}	Tensão de pico mínima do secundário do transformador de referência
V_{2pmax}	Tensão de pico máxima do secundário do transformador de referência
η	Rendimento da estrutura
I_{SHall}	Corrente de saída do sensor “Hall” de corrente
G_{Hall}	Ganho do sensor “Hall”
R_{Hall}	Resistor do sensor “Hall” de corrente
R_{vo}	Resistor de entrada do sensor “Hall” de tensão
$R_{vo'}$	Resistor de saída do sensor “Hall” de tensão
I_{vonom}	Corrente de entrada nominal do sensor “Hall” de tensão
P_{Rvo}	Potência sobre o resistor R_{vo}
I_{vo}	Corrente de entrada do sensor “Hall” de tensão
$I_{vo'}$	Corrente de saída do sensor “Hall” de tensão
S_{fase}	Sinal lógico que indica o cruzamento da tensão de referência por 0
S_{modo}	Sinal lógico que indica o modo de operação
R_G	Resistor de “gate”
V_{neutro}	Tensão no neutro e ponto central dos capacitores
cc	Corrente contínua
ca	Corrente alternada
p.u.	Sistema por unidade

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo de retificadores de corrente com fator de potência elevado e capacidade de regeneração de energia utilizados como estágios de entrada em conversores indiretos de frequência. Foi estudada a viabilidade do emprego do circuito integrado UC3854, buscando a simplificação dos circuitos de controle e comando. É apresentado o equacionamento, etapas de funcionamento, e uma metodologia de projeto para os retificadores de corrente monofásicos, retificador de corrente trifásico com dois braços e para o retificador de corrente trifásico com três braços. São apresentados os resultados de laboratório obtidos para cada topologia em um potência de 1kw.

ABSTRACT

This work presents a viability study of employing the integrated circuit UC3854 with high power factor rectifiers, which are used as front-end pre-regulators in indirect frequency converters. Besides regeneration capability this work is seeking the simplification of the control and command circuits. Mathematical analysis, operation stages and a project methodology is presented for the single-phase rectifier, the three-phase two-leg rectifier and the three-phase three-leg rectifier. Experimental results obtained with a 1kW laboratory prototype are presented.

INTRODUÇÃO

Há muito tempo é realizada a transformação da energia alternada para contínua, desde em simples conversores ca/cc que alimentam equipamentos eletrônicos, como rádios e televisores, até em aplicações industriais no acionamento de motores cc ou como estágio de entrada dos conversores indiretos de freqüência, utilizados no acionamento de motores de indução trifásicos.

Embora exista uma vasta aplicação dos retificadores ca/cc, este estudo será voltado para a análise e determinação das características necessárias para a operação do retificador de corrente dentro dos conversores utilizados no acionamento de máquinas de corrente alternada, devido ao grande crescimento industrial verificado nestes últimos anos.

Os conversores ca/ca ou conversores de freqüência, como normalmente são conhecidos na indústria, são divididos em dois grupos, caracterizados pela forma de como é realizada a conversão da energia [1]:

- conversor direto de freqüência e
- conversor indireto de freqüência.

O conversor direto de freqüência não utiliza estágio intermediário armazenador de energia, enquanto o conversor indireto de freqüência utiliza um estágio cc intermediário, obtido através da retificação e filtragem da tensão de entrada do conversor. A Fig. 1 apresenta um diagrama de blocos do conversor indireto de freqüência, utilizando como estágio de entrada a ponte de Graetz.

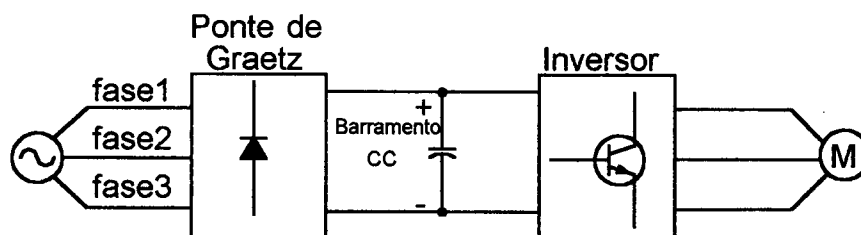


Fig. 1 – Conversor indireto de freqüência.

Normalmente a energia circula do estágio retificador para o estágio inversor. No momento da frenagem do motor de indução trifásico a energia cinética produzida

pelo rotor faz a tensão do barramento cc subir. Portanto, existe a necessidade de processar esta energia para evitar a danificação dos interruptores. Pode-se utilizar um conversor "Buck" e desviar esta energia para um conjunto de resistores (técnica conhecida como frenagem reostática), conforme a Fig. 2, implicando em um desperdício de energia. Outra possibilidade é devolver a energia para a rede elétrica, empregando um retificador controlado no estágio de entrada.

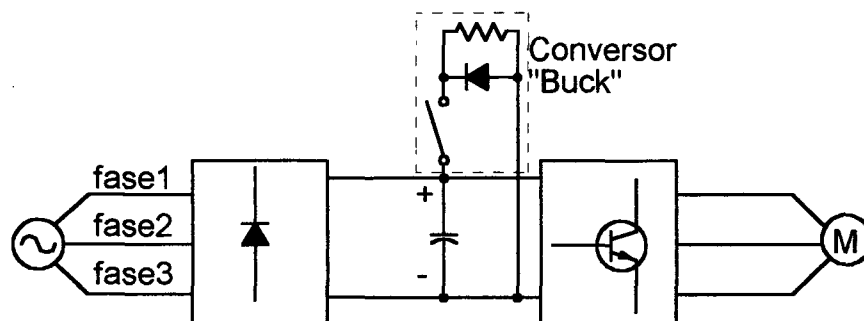


Fig. 2 – Conversor indireto de freqüência associado ao conversor "Buck".

Historicamente, o sistema motor-gerador de Ward-Leonard foi o primeiro sistema que realizou a conversão de energia ca para cc [7]. Este conversor apresenta as seguintes características:

- corrente de entrada sinusoidal;
- excelente fator de potência;
- tensão de saída cc variável e
- bidirecionalidade de energia.

O sistema de Ward Leonard ainda é utilizado na indústria devido as características citadas acima, porém vem sendo substituído gradativamente por dispositivos à semicondutores, pois são pesados, volumosos e apresentam um alto custo de manutenção.

O retificador trifásico à diodos, também conhecido como ponte de Graetz, é o mais simples dos conversores que utilizam semicondutores. A Fig. 3 (a) apresenta a topologia e a Fig. 3 (b) ilustra a forma de onda da corrente de uma fase.

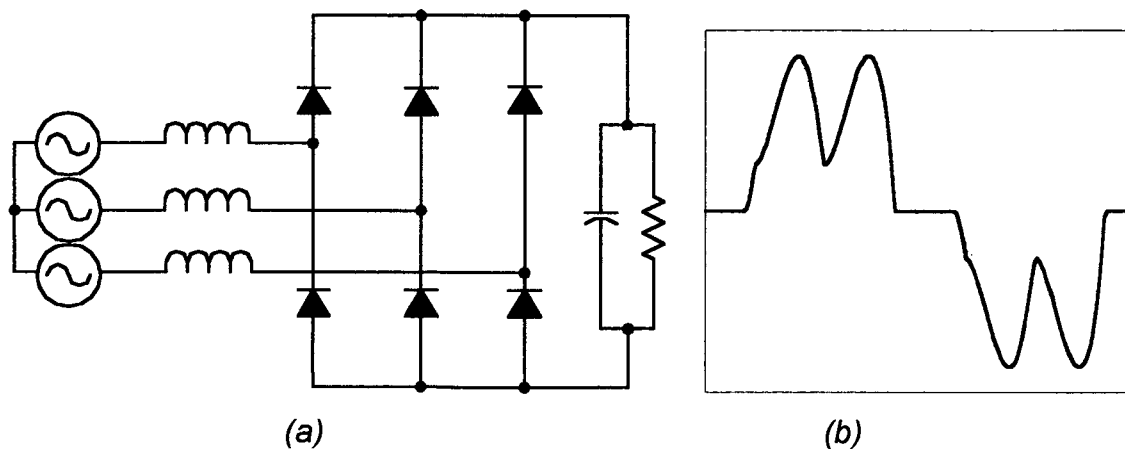


Fig. 3 – (a) Retificador trifásico – ponte de Graetz; (b) formato da corrente de entrada.

Devido o baixo número de componentes, este retificador apresenta alta confiabilidade e simplicidade de entendimento, além de possuir um fator de potência relativamente elevado (0,90). Entretanto, devido ao uso de diodos não é possível realizar a regeneração da energia ou controlar a tensão de saída, apresentando uma corrente de entrada não sinusoidal com elevado conteúdo harmônico. O fato da corrente não ser sinusoidal implica em numerosos problemas para o sistema de potência [2].

Com o aparecimento do tiristor, novas topologias foram estudadas e implementadas. A mais conhecida é o retificador com tiristor de seis pulsos. A principal vantagem deste conversor é a possibilidade do controle da tensão de saída. Pode regenerar energia para a rede, contudo é necessária a inversão da polaridade da tensão de saída. A corrente de entrada deste retificador possui elevado conteúdo harmônico e o fator de potência é degradado com a redução da tensão de saída.

A dificuldade em mudar a polaridade da tensão de saída levou R. G. Schieman, em 1974 a apresentar uma nova topologia [3], composta por dois retificadores à tiristor ligados em anti-paralelo, conforme Fig. 4. Entretanto, este conversor utiliza 12 tiristores e apresenta distorção na corrente de entrada.

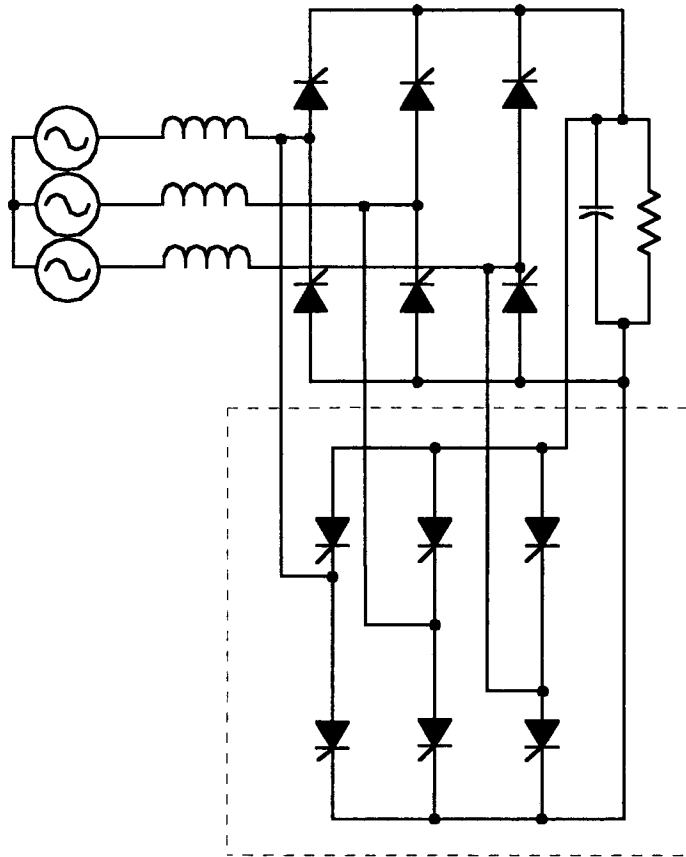


Fig. 4 – Retificador com 12 tiristores.

James W. A. Wilson apresentou em 1978 uma estrutura mais econômica, substituindo uma ponte com tiristores por uma ponte de Graetz com diodos, mantendo a característica de regeneração de energia sem precisar inverter a polaridade da tensão [4].

Durante a década de 70, muitos pesquisadores estudaram diferentes formas de modulação do retificador à tiristor utilizando técnicas de comutação forçada. O objetivo era obter uma corrente de entrada com reduzida taxa de distorção harmônica sem perder a possibilidade do controle da tensão de saída [5].

Com a difusão do uso dos interruptores de potência controlados no bloqueio e na entrada em condução (transistores bipolar), novas topologias puderam ser implementadas. Em 1985, P. D. Ziogas propôs um retificador à transistor bipolar com elevado fator de potência e capacidade de regeneração de energia, utilizando técnicas avançadas de modulação PWM [6].

Neste mesmo ano foi apresentado por B. T. Ooi, um retificador de corrente à transistor bipolar com corrente de entrada sinusoidal e fator de potência totalmente controlado [7]. Foram utilizadas três malhas de corrente com controle por histerese.

A aplicação do conversor “Boost” em retificadores trifásicos para corrigir o fator de potência e permitir a regeneração da energia foi apresentada por A. W. Green em 1988 [8]. Na verdade a topologia não era novidade, contudo o enfoque de abordagem era novo.

Nestes últimos anos, os esforços de pesquisadores foram destinados à encontrar uma estrutura retificadora com elevado fator de potência e capacidade de regeneração de energia. Foram estudadas diversas formas de implementar o controle da estrutura, utilizando técnicas avançadas de controle, modulação vetorial, emprego de microprocessadores e DSPs. Foram apresentadas novas topologias sem muito sucesso. Entretanto não se chegou a um consenso, de modo que a indústria sente dificuldades em aplicar esta estrutura como estágios de entrada dos conversores indiretos de frequência.

Recentemente, A. R. Borges apresentou um retificador trifásico em ponte completa utilizando IGBTs com características de entrada em corrente e saída em tensão. O conversor possui corrente de entrada sinusoidal, tensão de saída regulada e capacidade de regeneração de energia sem a inversão da polaridade da tensão [9].

O controle empregado é muito semelhante ao utilizado pelo circuito integrado da Unitrode UC3854, bem difundido na indústria. As desvantagens do retificador apresentado são o elevado número de componentes para gerar o controle, e que são susceptíveis à variação de parâmetros com a temperatura (multiplicadores analógicos) e a grande quantidade de pontos de ajustes.

O presente trabalho visa estudar estruturas retificadoras com fator de potência unitário e capacidade de regenerar energia utilizando o circuito integrado UC3854 da Unitrode.

Serão apresentados e implementados retificadores monofásicos e trifásicos, buscando a simplificação da eletrônica de controle, estudando-se a viabilidade do emprego do UC3854, visando a difusão deste conhecimento na indústria nacional.

Para tal, no capítulo 1 é realizada uma abordagem sobre o circuito integrado UC3854 aplicado a retificadores monofásicos com estágio “Boost” de correção do fator de potência, onde não se pretende introduzir conceitos novos, apenas apresentar o componente. No capítulo 2 é realizado um estudo de diversas topologias monofásicas e trifásicas com o objetivo de fundamentar os conceitos e princípios de operação de cada uma. O capítulo 3 descreve um retificador de corrente trifásico com dois braços. No capítulo 4 e 5 é apresentado o retificador de corrente trifásico com três braços.

CAPÍTULO 1

O CIRCUITO INTEGRADO PRÉ REGULADOR UC3854

1.1 - INTRODUÇÃO

O problema do baixo fator de potência em equipamentos e sistemas elétricos é antigo. Há muito tempo atrás, o fator de potência era degradado principalmente pelas cargas indutivas, devido à enorme quantidade de motores elétricos. As cargas indutivas produzem componentes em quadratura com a tensão que não produzem trabalho. Contudo, este problema era facilmente resolvido com a adição de bancos capacitivos em paralelo com a carga. Nos últimos anos com o advento da eletrônica de potência, as cargas indutivas deixaram de ser as únicas responsáveis pela degradação do fator de potência. As fontes retificadoras com filtros capacitivos se tornaram bastante comuns em residências e indústrias. Estas fontes, encontradas na maioria dos equipamentos eletro-eletrônicos, geram elevado conteúdo harmônico que não produzem trabalho, reduzindo o fator de potência. São consideradas cargas não lineares, pois drenam da rede uma corrente não sinusoidal.

O baixo fator de potência, devido à carga indutiva, provoca componentes de corrente em quadratura com a tensão. Já as fontes retificadoras com filtros capacitivos, provocam componentes de frequência múltipla da fundamental. Ambas as componentes circulam pela rede elétrica sem produzir trabalho, contudo contribuem para as perdas nos condutores, obrigando um sobre dimensionamento de cabos condutores e proteções além de provocar o mau funcionamento de equipamentos eletrônicos [2].

O objetivo da correção ativa do fator de potência é emular uma carga resistiva, de forma que a fonte de entrada enxergue somente um resistor. Existem diversas formas de realizar a conversão ca/cc mantendo o fator de potência unitário em retificadores monofásicos, conforme será visto mais adiante no capítulo 2. Recentemente, pesquisadores e engenheiros têm aplicado o circuito integrado

UC3854 da Unitrode. Trata-se de um circuito integrado pré regulador que corrige o fator de potência de retificadores monofásicos.

A técnica de controle baseia-se no controle da corrente média instantânea de entrada do conversor operando em condução contínua e com frequência de comutação constante. Consiste em se monitorar a corrente de entrada do conversor e compará-la com uma corrente de referência utilizando-se um regulador apropriado.

Este capítulo tem o intuito de ilustrar o princípio de operação do circuito integrado UC3854 da Unitrode e apresentar a descrição básica dos pinos, tendo em vista que o entendimento deste componente é de fundamental importância, pois o trabalho desenvolvido é baseado na aplicação do UC3854 em estruturas para corrigir o fator de potência.

1.2 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

A Fig. 1.1 (a) apresenta o esquema de uma ponte retificadora monofásica com filtro capacitivo. As formas de ondas básicas que descrevem o funcionamento desta estrutura são mostradas na Fig. 1.1 (b).

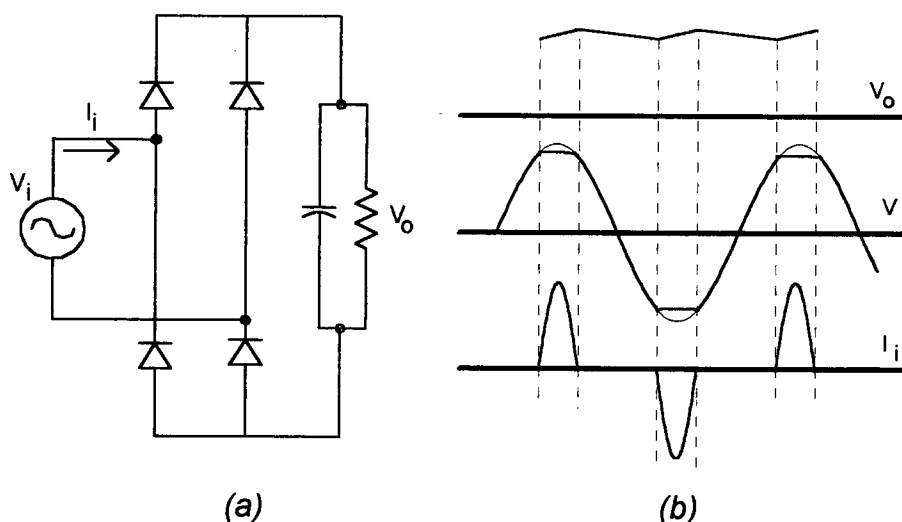
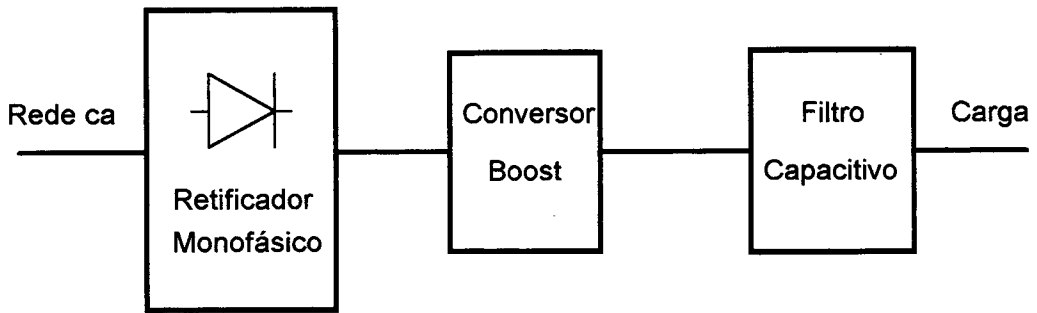


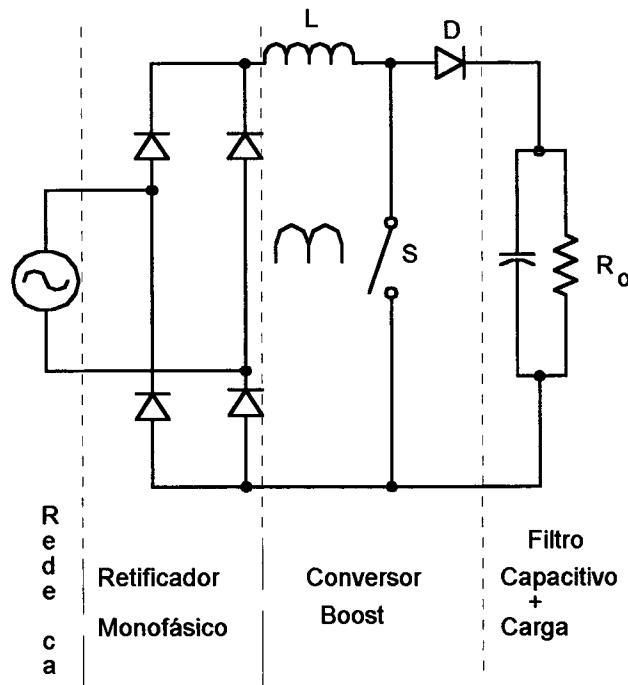
Fig. 1.1 - (a) Retificador monofásico com filtro capacitivo; (b) formas de onda características do retificador.

Conforme observa-se, a energia da entrada para a saída é transferida em pacotes de curto intervalo de tempo, gerando uma corrente de entrada distorcida.

Adicionando-se um conversor “Boost” entre o capacitor de filtro e a ponte retificadora pode-se, através de um controlador apropriado, controlar a corrente sobre o indutor “Boost” (L). Assim, com uma referência igual a um seno retificado, a saída do controlador irá atuar de forma que a corrente sobre o indutor “Boost” siga esta referência. A Fig. 1.2 (a) apresenta o diagrama de blocos da estrutura analisada e a Fig. 1.2 (b) apresenta a topologia do conversor em estudo.



(a)



(b)

Fig. 1.2 – (a) Diagrama de blocos do retificador com elevado fator de potência; (b) topologia do retificador com elevado fator de potência.

O conversor “Boost” poderia ser substituído por outro conversor cc-cc clássico (“Buck” ou “Flyback”). Contudo o emprego do conversor “Boost” oferece as seguintes vantagens [10], [11]:

- redução dos capacitores de saída, visto que a energia é mais efetivamente armazenada em tensões elevadas;
- aumento do tempo de “hold-up time”;
- redução da RFI/EMI;
- redução da corrente eficaz sobre o interruptor.

A respeito do modo de operação do conversor “Boost”, sugere-se a operação no modo de condução contínuo (CCM – “continuous conduction mode”), pois desta forma minimiza-se o ruído de alta frequência injetado na rede ca de entrada e reduz-se o valor eficaz de corrente sobre o interruptor “Boost”, reduzindo as perdas de condução neste estágio. Uma boa orientação de projeto é utilizar modo de condução descontínuo (DCM – “discontinuous conduction mode”) para retificadores de potência até 100W e para potências superiores utilizar modo de condução contínuo.

1.3 - INDUTOR “BOOST”

A corrente que circula pelo indutor é composta de duas componentes [12]. A comutação do interruptor é responsável pela pequena ondulação de alta frequência. A outra componente é igual a duas vezes a frequência da rede (120Hz).

Para determinar o valor do indutor, deve-se especificar uma ondulação máxima de alta frequência (ΔI_{imax}).

Sabe-se que o ganho estático do conversor “Boost” cc/cc é dado pela equação (1.1):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (1.1)$$

Onde:

$$V_i = V_{ip} \cdot \text{sen } \omega t \quad (1.2)$$

A equação (1.2) é válida apenas para meio período de rede, isto é, para $0^\circ \leq \omega t \leq 180^\circ$, pois esta equação representa a tensão de entrada do conversor “Boost” que, neste caso, é equivalente a uma forma de onda de um seno retificado, conforme representada anteriormente na Fig. 1.2 (b).

Substituindo a equação (1.2) em (1.1) e com algumas operações matemáticas elementares, chega-se a equação (1.3) que define o comportamento da razão cíclica para meio período da rede. Assim:

$$d(\omega t) = 1 - \frac{V_{ip} \cdot \text{sen } \omega t}{V_o} \quad (1.3)$$

A Fig. 1.3 ilustra a variação da razão cíclica para meio período da rede para $V_{ip} = 311\text{V}$ e $V_o = 400\text{V}$.

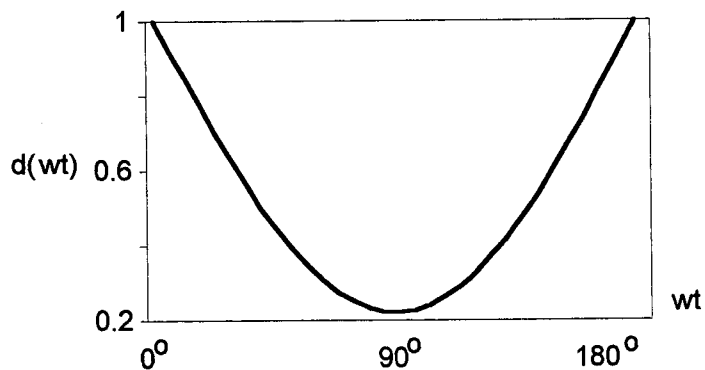


Fig. 1.3 – Variação da razão cíclica para meio período da rede.

Observa-se que para $\omega t = 90^\circ$, o tempo de condução do interruptor é pequeno, visto que pouca energia precisa ser armazenada no indutor, pois a tensão de entrada está no seu valor de pico. Enquanto que, na passagem da tensão por zero (0° e 180°), uma maior quantidade de energia deve ser armazenada no indutor para manter a tensão de saída constante, implicando em uma razão cíclica maior.

Quando o interruptor está fechado, tem-se o armazenamento da energia, e esta etapa de operação pode ser representada pela equação (1.4), portanto:

$$V_{ip} \cdot \text{sen } \omega t = L \cdot \frac{di_i(t)}{dt} \quad (1.4)$$

Pode-se simplificar a equação acima, resultando na equação (1.5). Portanto:

$$V_{ip} \cdot \text{sen} wt = L \cdot \frac{\Delta I_i}{\Delta t} \quad (1.5)$$

Onde:

$$\Delta t = D \cdot T_s \quad (1.6)$$

Substituindo as expressões (1.3) e (1.6) em (1.5), obtém-se a equação da ondulação da corrente parametrizada, assim:

$$\Delta I_{ipar} = \frac{L \cdot \Delta I_i}{V_{ip} \cdot T_s} = \text{sen} wt - \frac{V_{ip}}{V_o} \cdot \text{sen}^2 wt \quad (1.7)$$

A Fig. 1.4 ilustra a variação da ondulação da corrente de entrada parametrizada para meio período da rede, onde $V_{ip} = 311V$ e $V_o = 400V$.

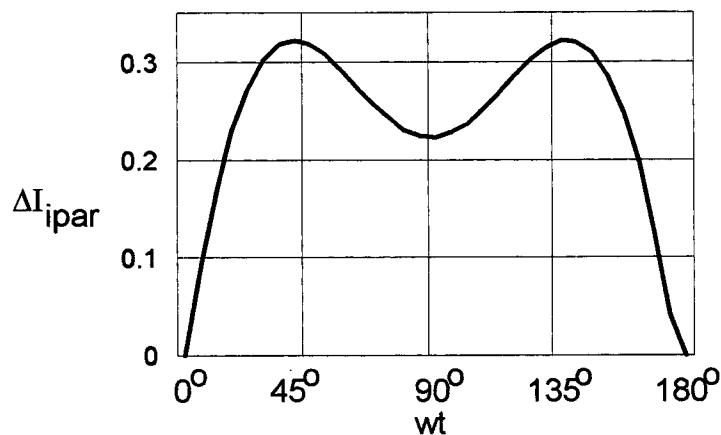


Fig. 1.4 – Variação da ondulação da corrente de entrada para meio período de rede.

Analisando-se a curva da Fig. 1.4, verifica-se que as maiores ondulações da corrente ocorrem aproximadamente em wt igual a 40° e 140° , e vale $\Delta I_{ipar} \cong 0,32$. Então, para os valores de tensão especificados, pode-se projetar o indutor "Boost" utilizando a equação (1.8).

$$L = \frac{0,32 \cdot V_{ip}}{\Delta I_{i_{max}} \cdot f_s} \quad (1.8)$$

Recomenda-se utilizar uma ondulação de corrente no máximo igual a 20% da corrente de pico.

Para o projeto do indutor, pode-se utilizar o mesmo procedimento de cálculo de indutores apresentado em [13]. Desta forma, as expressões (1.9), (1.10) e (1.11) representam, respectivamente, o produto $A_e \cdot A_w$, o número de espiras e o entreferro.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{pmax} \cdot I_{iefmax} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad (1.9)$$

$$N = \frac{L \cdot I_{pmax} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} \quad (1.10)$$

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} \quad (1.11)$$

1.4 - CAPACITOR DE SAÍDA

Para o projeto do capacitor de saída deve-se levar em conta os seguintes fatores:

- ondulação da corrente na frequência de comutação;
- ondulação da corrente em 120Hz;
- tensão de saída do retificador;
- ondulação da tensão de saída e
- tempo que a tensão de saída permanece dentro de uma faixa após a fonte de tensão de entrada ter sido desconectada (tempo de "hold-up time").

A corrente que circula pelo capacitor possui uma componente em 120Hz mais uma componente na frequência de comutação.

O tempo de "hold-up time" freqüentemente determina o valor do capacitor. Em [10] o capacitor é determinado por este requisito, entretanto em [11], projeta-se segundo a máxima ondulação da tensão de saída. Supondo um retificador de 250W e tensão de saída igual a 400V, com um capacitor C_o igual a 450 μ F obtém-se um tempo de "hold-up time" igual a 64ms para V_{omin} igual a 300V. Caso não for

necessário levar em conta o tempo de “hold-up time” e considerar apenas a ondulação da tensão de saída, C_o pode ser reduzido teoricamente para $45\mu\text{F}$ com uma ondulação V_{or} de 5% de V_o . Em (1.12) e (1.13) são apresentadas as duas equações, respectivamente:

$$C_o = \frac{2 \cdot P_o \cdot \Delta t}{V_o^2 - V_{o\text{min}}^2} \quad (1.12)$$

onde:

$V_{o\text{min}}$: tensão de saída mínima para tensão de entrada igual a zero e

Δt : tempo que a tensão de saída leva para atingir $V_{o\text{min}}$ partindo de V_o , quando a tensão de entrada cai para zero – tempo de “hold-up time”.

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_o \cdot V_{or}} \quad (1.13)$$

A fim de se evitar problemas de controle e elevada distorção na corrente de entrada, é indicada uma ondulação inferior a 5% da tensão de saída V_o .

1.5 - DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR E DO DIODO “BOOST”

Em [12] foi determinada a expressão da corrente eficaz no interruptor (1.14).

$$I_{s\text{efmax}} = \sqrt{I_{i\text{efmax}}^2 - \frac{3}{8} \cdot \frac{(V_{ip\text{min}} \cdot I_{ip\text{max}})^2}{(V_o)^2}} \quad (1.14)$$

A corrente máxima no interruptor pode ser determinada pela expressão (1.15).

$$I_{s\text{pmax}} = I_{ip\text{max}} \quad (1.15)$$

A tensão máxima sobre o interruptor é a própria tensão de saída. Assim:

$$V_{s\text{max}} = V_o \quad (1.16)$$

O diodo “Boost” fica definido por:

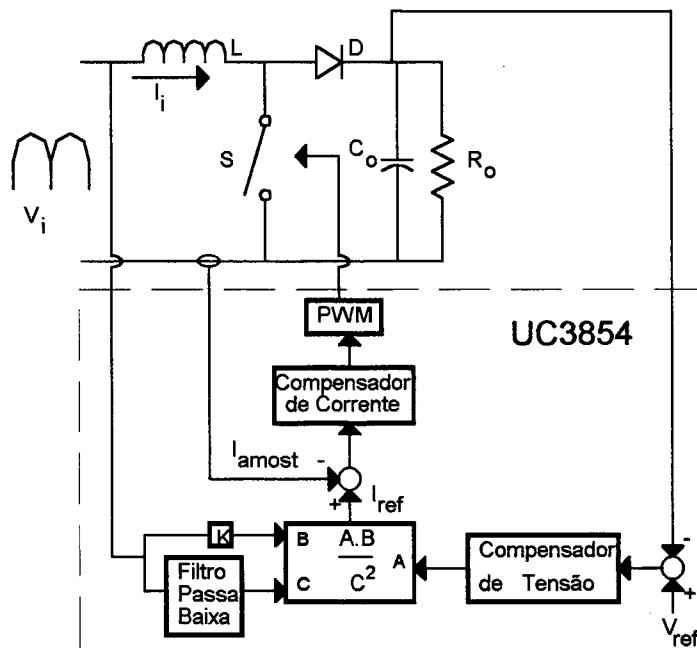
$$I_{D_{md}} = \frac{P_o}{V_o} \quad (1.17)$$

$$V_{D_{revmax}} = V_o \quad (1.18)$$

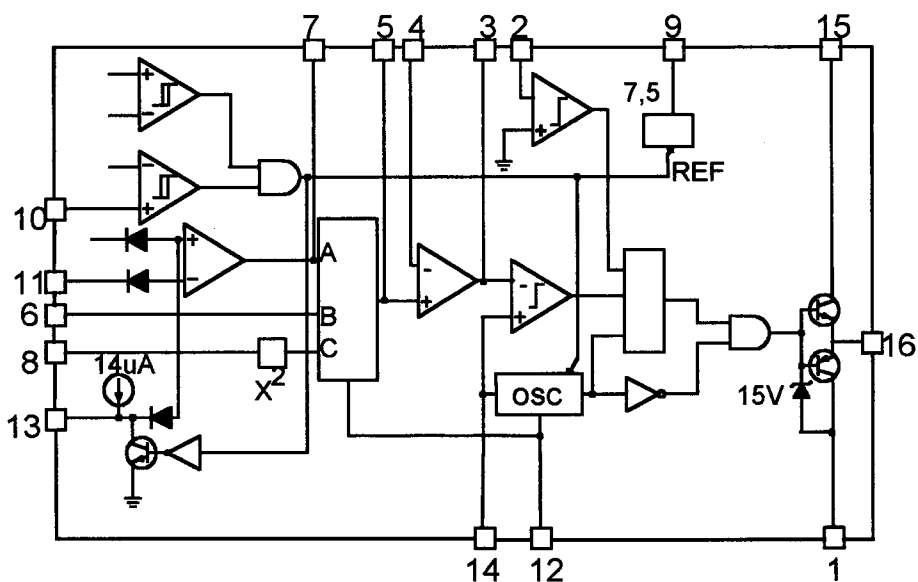
O diodo deve ser do tipo ultra rápido para reduzir as perdas na entrada em condução do interruptor, visto que a maior parte da dissipação de potência do interruptor é devido à recuperação reversa do diodo no seu bloqueio. O pico da potência no interruptor é alto, já que este deve conduzir a corrente de carga mais a corrente de recuperação reversa do diodo com uma tensão igual a tensão de saída V_o . Recomenda-se utilizar um circuito de ajuda à comutação (“Snubber”) sobre o interruptor, para diminuir a dissipação sobre o mesmo.

1.6 - CIRCUITO INTEGRADO UC3854

O UC3854 é composto por duas malhas de realimentação (“feedback”). A malha interna é a que controla a corrente de entrada, a malha externa controla a tensão de saída. O compensador de corrente faz a corrente de entrada seguir uma referência formada por um seno retificado. O compensador de tensão controla a transferência de potência. A saída deste fornece a amplitude do sinal de referência da corrente. Existe, ainda, um regulador interno de malha direta (“feedforward”) no UC3854 responsável pela regulação da tensão de saída quando ocorre flutuações na tensão de entrada. A Fig. 1.5 (a) apresenta estas funções em diagramas de blocos e a Fig. 1.5 (b) apresenta o esquema interno simplificado do UC3854.



(a)



(b)

Fig. 1.5 – (a) Diagrama de blocos do UC3854; (b) – topologia interna do UC3854.

1.6.1 - COMPENSADOR DE CORRENTE

Substituindo o retificador por seu modelo de grandes sinais, tem-se um conversor “Boost” convencional, já que para a frequência de comutação, pode-se considerar a ondulação de 120Hz como uma fonte de valor constante, conforme representado na Fig. 1.6.

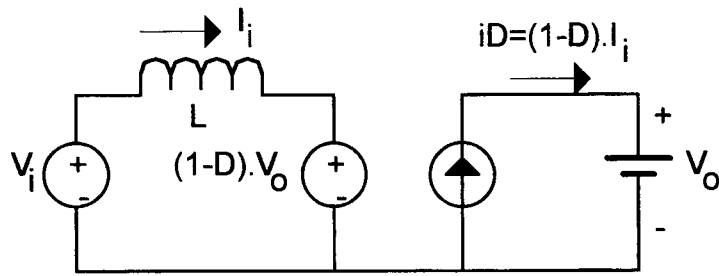


Fig. 1.6 – Modelo de grandes sinais do conversor “Boost”.

Equacionando-se o modelo acima, levando em consideração o modo de condução contínua, obtém-se:

$$V_i = \frac{L di_i(t)}{dt} + (1-D).V_o \quad (1.19)$$

Isolando a derivada da corrente:

$$\frac{di_i(t)}{dt} = \frac{V_i - (1-D).V_o}{L} \quad (1.20)$$

Aplica-se uma perturbação na razão cíclica (ΔD) para obter a relação da variação da corrente de entrada pela variação da razão cíclica. Assim:

$$\frac{d(i_i(t) + \Delta i_i(t))}{dt} = \frac{V_i - (1 - (D + \Delta D)).V_o}{L} \quad (1.21)$$

Rearranjando-se a expressão (1.21):

$$\frac{V_i - V_o.(1-D)}{L} + \frac{V_o.\Delta D}{L} = \frac{di_i(t)}{dt} + \frac{d\Delta i_i(t)}{dt} \quad (1.22)$$

Da expressão (1.22), resulta:

$$\frac{V_o.\Delta D}{L} = \frac{d\Delta i_i(t)}{dt} \quad (1.23)$$

Permutando os termos da equação e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se:

$$s.\Delta i_i(s) = \frac{V_o.\Delta D(s)}{L} \quad (1.24)$$

Portanto:

$$G(s) = \frac{\Delta I_i(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_o}{s.L} \quad (1.25)$$

Então, a função de transferência do conversor entre a saída do compensador de corrente e a corrente de entrada é caracterizada por um pólo simples na origem, conforme a equação (1.26).

$$G(s) = \frac{V_{RSH}}{V_{cea}} = \frac{V_o.R_{SH}}{V_s.s.L} \quad (1.26)$$

onde:

V_{RSH} → tensão sobre o resistor R_{SH} ;

V_{cea} → tensão de saída do compensador de corrente e

V_s → tensão de pico da dente de serra.

O compensador de corrente deve ter uma banda passante relativamente grande, de forma que a corrente siga a referência com relativa precisão. Como a referência é a forma de um seno retificado, a partir de 960Hz, equivalente a 16ª harmônica, para uma tensão de entrada de 60Hz, pode-se desprezar as componentes de maior frequência sem significativa redução do fator de potência. O circuito do compensador sugerido pela Unitrode e o respectivo diagrama de Bode são apresentados nas Fig. 1.7 (a) e (b).

Para o correto dimensionamento do compensador deve-se levar em consideração o efeito da função de transferência devido à amostragem, que pode ser simplificada representada pela equação (1.27).

$$H_a(s) = 1 - \frac{s}{2.f_s} + \left(\frac{s}{\pi.f_s} \right)^2 \quad (1.27)$$

Portanto, para o projeto do compensador de corrente procede-se da seguinte forma:

- localizar o zero a pelo menos uma década da freqüência de comutação, de forma a maximizar a freqüência de cruzamento de ganho unitário para se obter rápida resposta e boa reprodutibilidade da corrente amostrada;
- localizar o pólo em uma freqüência no máximo igual à metade da freqüência de comutação para atenuar a ondulação na freqüência de comutação;
- o ganho na faixa plana do compensador deve ser pelo menos 18dB para se obter uma margem de fase segura e
- a freqüência de cruzamento da função de transferência de laço aberto deve estar localizada em aproximadamente $\frac{1}{4}$ da freqüência de comutação.

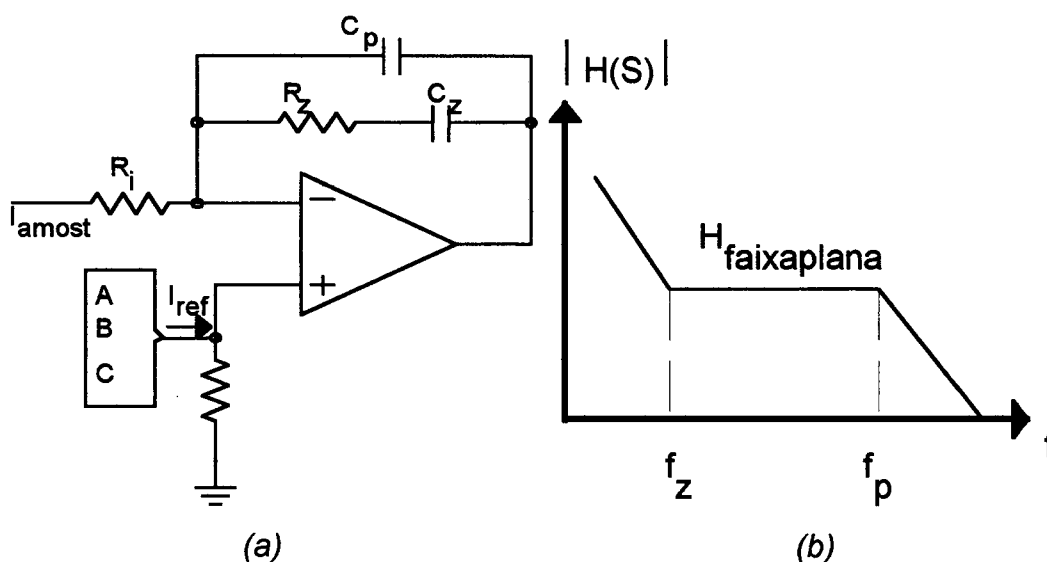


Fig. 1.7 – (a) Esquema do compensador de corrente; (b) módulo do diagrama de Bode.

Representando o compensador de corrente pela sua função de transferência, tem-se:

$$H(s) = \frac{-(1 + s \cdot C_z \cdot R_z)}{s \cdot R_i \cdot (C_z + C_p) \cdot \left(1 + s \cdot \frac{C_z \cdot C_p}{C_z + C_p} \cdot R_z\right)} \quad (1.28)$$

A função de transferência de laço aberto fica definida por:

$$FTLA(s) = G(s).H(s).H_a(s) \quad (1.29)$$

Portanto:

$$FTLA(s) = \left(\frac{V_o.R_{SH}}{V_s.sL} \right) \left(\frac{(1+s.C_z.R_z)}{s.R_i.(C_z+C_p) \left(1+s \frac{C_z.C_p}{C_z.C_p} R_z \right)} \right) \left(1 - \frac{s}{2.f_s} + \left(\frac{s}{\pi.f_s} \right)^2 \right) \quad (1.30)$$

Através de equacionamentos e operações matemáticas básicas obtém-se as equações seguintes que podem ser utilizadas como auxílio para o correto dimensionamento do compensador de corrente:

Frequência do zero:

$$f_z = \frac{f_s}{10} = \frac{1}{2.\pi.R_z.C_z} \quad (1.31)$$

Frequência do pólo:

$$f_p = \frac{f_s}{2} = \frac{C_z + C_p}{2.\pi.R_z.C_z.C_p} \quad (1.32)$$

Ganho na faixa plana:

$$H_{faixaplana} = 20.\log \frac{R_z}{R_i} \quad (1.33)$$

1.6.2 - COMPENSADOR DE TENSÃO

A corrente de entrada amostrada deve seguir a referência o mais perfeito possível, de forma a maximizar o fator de potência.

Se a largura de banda da malha de tensão for muito elevada, esta malha apresentará respostas rápidas a transientes, ocasionando modulação da corrente de entrada devido a malha de tensão estar querendo impor uma tensão constante

na saída do conversor. Este fenômeno causa distorção na corrente de entrada e por consequência, degrada o fator de potência.

Deve-se pensar então, em uma malha de tensão lenta com largura de banda menor que 60Hz. Contudo, largura de banda pequena implica em tempo de resposta lento. Tem-se parâmetros conflitantes na determinação da malha de tensão. Uma malha de pequena largura de banda, pode ser lenta para responder a transitórios de carga. Mas, por outro lado, uma largura de banda elevada implica em maior distorção da corrente de entrada.

Existe um compromisso na determinação da malha de tensão, de forma a satisfazer ambos os requisitos. Então, a compensação da tensão é realizada através de um filtro passa baixa, com largura de banda em torno de $\frac{1}{4}$ da frequência de ondulação da tensão de saída, conforme mostrado na Fig. 1.8 (a) e (b).

A função de transferência do compensador proposto é apresentado na equação (1.34).

$$H_V = \frac{V_{vea}}{V_0} = \frac{-R_{pv}}{R_{iv} \cdot (1 + s \cdot C_{pv} \cdot R_{pv})} \quad (1.34)$$

Então, segundo [10] e [11]:

$$R_{iv} \cdot C_{pv} = \frac{10 \cdot V_{or} \cdot V_{REF}}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_0} \quad (1.35)$$

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{P_0 \cdot V_{REF}}{V_0^2 \cdot V_{vea} \cdot C_0 \cdot R_{iv} \cdot C_{pv}}} \quad (1.36)$$

$$R_{pv} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_{pv}} \quad (1.37)$$

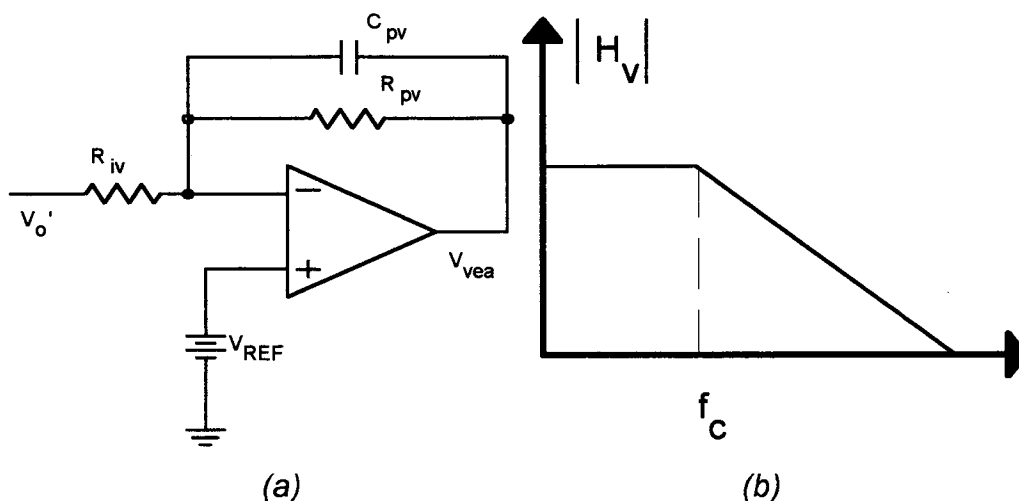


Fig. 1.8 – (a) Esquema do compensador de tensão; (b) módulo do diagrama de Bode.

A tensão de saída do compensador de tensão é grampeada internamente em 5,8V. O circuito multiplicador do UC3854 limita a menor tensão na entrada A em 1V, conforme será visto mais adiante no item 1.6.5. Então, deve-se projetar um ponto de operação para o compensador de tensão entre 1V e 5,8V. Como a saída do compensador de tensão controla a potência máxima processada pelo retificador, pode-se usar mão deste artifício para limitar a potência máxima derivada da rede ca. Tipicamente projeta-se a saída do compensador para 5V, em condições normais de carga.

1.6.3 - REGULADOR DE “FEEDFORWARD”

O regulador de “feedforward” é utilizado para manter a tensão de saída constante mesmo com variações na tensão de entrada. Esta malha atua na amplitude da tensão de referência para realizar a regulação, é uma malha direta sem realimentação.

A tensão de entrada retificada passa por um filtro para eliminar a ondulação de 120Hz, caracterizando o valor eficaz da tensão de entrada.

A ondulação da tensão de “feedforward” deve ser a menor possível para se obter baixa distorção na corrente de entrada. Isto pode ser realizado através de um filtro passa baixa de primeira ordem, projetando uma frequência de corte bem

abaixo da frequência da ondulação. Entretanto, é desejado que o filtro tenha tempo de resposta rápido, implicando em uma frequência de corte não muito baixa. Estes dois requisitos conflitantes resultam em uma solução que emprega um filtro de segunda ordem, conforme a Fig. 1.9.

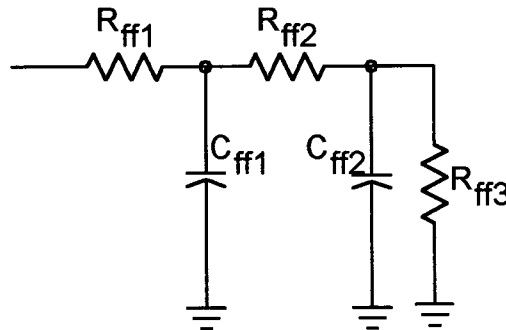


Fig. 1.9 – Filtro de 2ª ordem – compensador de “feedforward”.

O filtro é projetado de modo a se obter um duplo pólo real, em torno de um quinto da frequência de ondulação (120Hz).

O filtro com duplo pólo real, além de apresentar respostas rápidas a transientes e provocar uma atenuação suficiente na ondulação, possui outra grande vantagem, a terceira harmônica gerada na corrente de entrada devido ao controle de “feedforward” está em fase com a tensão da rede, o que resulta em melhorias no fator de potência (ver item 1.6.6). Por exemplo, uma ondulação de segunda harmônica de 3% da tensão de pico da rede na entrada “feedforward” resulta em um fator de potência de 0,97 se um filtro de pólo simples for utilizado, devido ao fator de deslocamento da terceira harmônica resultante na corrente de entrada. Utilizando-se um duplo pólo, não há fator de deslocamento e o fator de potência é praticamente unitário.

Na prática localiza-se os pólos em 18Hz. Então, os capacitores ficam perfeitamente definidos por:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{pff} \cdot R_{ff2}} \quad (1.38)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_{pff} \cdot R_{ff3}} \quad (1.39)$$

Onde os valores dos resistores são determinados por divisor de tensão de modo a atender a tensão máxima e a mínima da entrada do pino de “feedforward”.

Recomenda-se trabalhar com a entrada de “feedforward” entre 1,4V a 4,5V. Acima deste valor, o fabricante não garante o perfeito funcionamento da função de “feedforward”.

1.6.4 - MULTIPLICADOR

O multiplicador/divisor é o coração do UC3854. A saída do multiplicador é utilizada como referência do compensador de corrente. Representando a corrente de entrada que resulta em fator de potência unitário.

As três entradas do multiplicador são:

- pino 6: tensão de referência - seno retificado (I_{ac});
- pino 8: entrada da tensão de “feedforward” (V_{ff}) e
- pino 7: saída do compensador de tensão (V_{vea}).

A saída do multiplicador (pino 5) é em corrente (I_{mo}) e relaciona as três entradas de acordo com a expressão (1.40).

$$I_{mo} = \frac{K_m \cdot I_{ac} \cdot (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2} \quad (1.40)$$

Onde: $K_m = 1$ (constante do multiplicador)

Alguns pontos de cuidados na programação do multiplicador:

- o multiplicador tem melhor linearidade em altas correntes, porém não é recomendado trabalhar com valores de I_{ac} superiores a $600\mu A$;
- a corrente do multiplicador (I_{mo}) não pode exceder a duas vezes a corrente de referência (I_{ac});
- a corrente do multiplicador (I_{mo}) também não deve exceder a corrente I_{set} (ver item 1.6.5) e
- a tensão de saída do multiplicador está limitada em 2,5V.

1.6.5 - DESCRIÇÃO DOS PINOS E ORIENTAÇÃO PARA PROJETO

A seguir é apresentada uma descrição básica dos pinos do UC3854. A seqüência adotada facilita o estudo e compreensão do UC3854. As informações aqui apresentadas foram obtidas do manual do fabricante [10] e [11]. Os componentes externos e os pinos do UC3854 podem ser observados na Fig. 1.10.

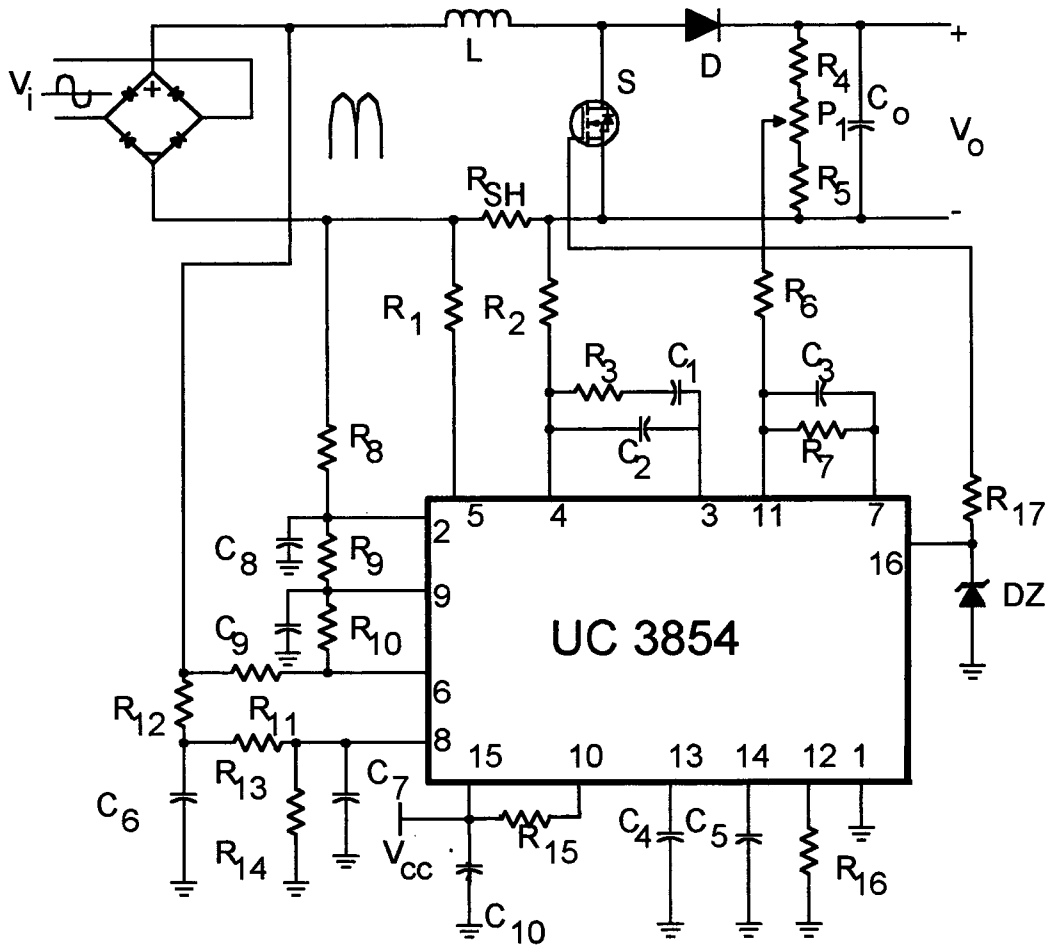


Fig. 1.10 – UC3854 e elementos externos

- Pino 15 [V_{cc}]: é recomendado alimentar o circuito integrado com uma tensão entre 18V e 30V. Existe um dispositivo de inibição de subtensão, sendo que a tensão de limiar é igual a 16V. Para a inibição, V_{cc} deve ser reduzido a 10V. O consumo do UC3854 é igual a 2mA enquanto V_{cc} não alcança a tensão de limiar sendo que, em operação normal, não excede a 20mA. Constata-se, por estes valores, que a fonte de alimentação do UC3854 pode ser bastante simples. Recomenda-se adicionar um capacitor (C_{10}) entre V_{cc} e o pino 1 (GND) para fornecer picos de corrente para carregar as capacitâncias parasitas do interruptor “Boost”.

- Pino 1 [GND]: todas as tensões são medidas em relação a este pino. Os pinos V_{cc} e REF devem utilizar um capacitor ligado ao GND de $0,1\mu\text{F}$ ou um capacitor cerâmico de maior valor. O capacitor do gerador de PWM (C_5) deve ser ligado o mais próximo possível do pino GND.
- Pino 10 [ENA]: é um comando lógico compatível com sinais TTL, que tem por função habilitar/desabilitar o UC3854. Quando ENA está em nível lógico baixo, são desabilitadas a saída PWM, a tensão de referência (V_{REF}) e o oscilador. Contudo, não interfere no funcionamento da partida progressiva (pino 13). Quando não está em uso, sugere-se conectar este pino em +5V ou conectar em V_{cc} através de um resistor de $22\text{k}\Omega$ (R_{15}).
- Pino 9 [REF]: é a tensão de referência (V_{REF}) de 7,5V com capacidade de corrente de 10mA e proteção de curto circuito limitada em 30mA. Esta saída é desabilitada e permanece em 0V quando V_{cc} está abaixo da tensão de limiar ou ENA está em nível lógico zero. Sugere-se adicionar uma capacitor (C_9) de $0,1\mu\text{F}$ ou um capacitor cerâmico maior ligado no GND.
- Pino 16 [GT DRV]: esta saída pode acionar um MOSFET de potência diretamente, sem a necessidade de circuito de comando adicional. É capaz de fornecer picos de corrente de até 1A, permitindo tempos de comutação menores que 100ns. Internamente a tensão de saída é grampeada em 16V, independente da tensão de alimentação. Aconselha-se o uso de um resistor de "gate" (R_{17}) de pelo menos 5Ω . Salienta-se que existe uma limitação para o valor máximo da razão cíclica igual a 97%.
- Pino 13 [SS]: este pino permanece em GND enquanto o circuito integrado está desabilitado ou a tensão de alimentação ainda está abaixo da tensão de limiar. Na configuração "Boost", este pino não tem função, visto que o conversor "Boost" só opera quando a tensão de saída for maior que a tensão de pico da entrada. Portanto esta função deve ser usada somente após a carga do capacitor de saída, na configuração "Boost", ou nas configurações "Buck" e "Flyback". Internamente é composto por uma fonte de corrente de $14\mu\text{A}$ que carrega um capacitor externo linearmente de 0V

a 7,5V em $0,54 \cdot C_4$ segundos. Onde C_4 representa o valor do capacitor externo em “microfarads”.

- Pino 6 [I_{ac}]: entrada B do multiplicador. Neste pino deve entrar o sinal de referência retificado. O sinal de entrada deste pino é em corrente. Sugere-se projetar o resistor R_{11} para uma corrente não superior a $600\mu A$. Note que é necessária a inclusão de outro resistor (R_{10}) entre o pino 6 [I_{ac}] e o pino 9 [REF], pois existe internamente um potencial de 6V no pino 6. As equações (1.41) e (1.42) mostram as relações entre as grandezas.

$$R_{11} = \frac{V_{ip} + 6}{I_{ac}} \quad (1.41)$$

$$R_{10} = \frac{R_{11}}{4} \quad (1.42)$$

- Pino 8 [V_{ref}]: idealmente este pino deve ser uma tensão cc proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Este pino equivale a entrada C do multiplicador. É de fundamental importância para tornar o retificador universal, ou seja, adaptado para a tensão padrão Norte Americana e Européia. Para as informações de projeto ver item 1.7.
- Pino 7 [V_{vea}]: é a entrada A do multiplicador e a saída do compensador de tensão, sendo então responsável pela amplitude do sinal de referência. Valores de tensão inferiores a 1V, inibem o multiplicador, e internamente há um grampeador que limita a tensão máxima em 5,8V. O estágio de saída do amplificador é um seguidor de emissor com um resistor de $8k\Omega$ conectado do emissor para o GND.
- Pino 5 [I_{mo}]: a saída do multiplicador é ligada internamente à entrada não inversora do compensador de corrente. O valor máximo de tensão deste pino é 2,5V.
- Pino 4 [I_{SENSE}]: entrada inversora do compensador de corrente. Seu valor máximo é de 2,5V. Sugere-se que os resistores (R_2 e R_1) ligados aos pinos 4 e 5 tenham o mesmo valor.

- Pino 3 [V_{cea}]: saída do compensador de corrente. Esta tensão varia de 0V a 16V, sendo que apenas entre 0,5V e 5,5V é que se tem uma tensão de controle, pois estes são os limites de tensão da onda dente de serra do comparador PWM. Internamente este pino é ligado à entrada inversora do comparador PWM.
- Pino 11 [V_{SENSE}]: entrada inversora do compensador de tensão. Possui uma corrente de polarização de 50nA, o que possibilita o uso de altos valores para o resistor de realimentação (R_7).
- Pino 12 [R_{16}]: o valor do resistor conectado neste pino (R_{16}) determina o valor máximo de corrente do multiplicador, isto é, a máxima corrente drenada da rede. Lembrar que a corrente de saída do multiplicador nunca deve exceder duas vezes a corrente de entrada I_{ac} . Assim:

$$I_{set} = I_{mo} = \frac{3,75}{R_{16}} \quad (1.43)$$

- Pino 14 [C_5]: entrada não inversora do comparador PWM. Neste pino tem-se o sinal de dente de serra, responsável pela geração dos pulsos de comando. A frequência de comutação é dada pelo valor do capacitor C_5 da seguinte forma:

$$C_5 = \frac{1,25}{f_s \cdot R_{16}} \quad (1.44)$$

- Pino 2 [PKLIM]: serve como uma proteção de sobre corrente. A tensão de limiar do comparador é 0V. Se a tensão cair abaixo de 0V, instantaneamente o comparador PWM é colocado em nível lógico baixo, levando a saída (pino 16) para nível lógico baixo (GND). Os resistores R_8 e R_9 são responsáveis pela proteção. Eles formam um divisor resistivo entre a tensão gerada pelo sensor de corrente (R_{SH}) e a tensão de referência (7,5V). Desta forma:

$$\frac{V_{REF}}{R_9} = \frac{I_{proteção} \cdot R_{SH}}{R_8} \quad (1.45)$$

Os capacitores C_8 e C_9 tem a finalidade de desacoplar os ruídos da tensão de referência e da tensão de comparação de proteção.

Para o cálculo dos elementos associados aos pinos 3, 4 e 5 ver item 1.6.1 – compensador de corrente. E para os elementos associados aos pinos 7 e 11 ver item 1.6.2 – compensador de tensão.

1.6.6 - DISTORÇÕES INERENTES AO UC3854

Há basicamente dois tipos de distorção da corrente de entrada quando se usa o UC3854. Uma causada devido ao circuito de controle e outra devido à passagem da tensão por zero.

O circuito de controle introduz distorção e defasamento na forma de onda da corrente de entrada. A origem deste erro provém dos diodos da ponte retificadora, do circuito multiplicador, da ondulação da tensão de saída e da ondulação da tensão de “feedforward”.

A tensão de saída é composta por um valor cc mais uma ondulação de 120Hz. Como a saída é realimentada, obtém-se na saída do compensador de tensão um valor cc mais uma ondulação de 120Hz. Este sinal é aplicado à entrada do multiplicador. A interação deste sinal com o sinal de referência, resulta em uma parcela da corrente de entrada com duas componentes de frequência. Uma na frequência da terceira harmônica da corrente de entrada e a outra na mesma frequência da fundamental. Ambas as componentes têm amplitude igual à metade da amplitude da ondulação da tensão de saída (120Hz) e possuem a mesma fase da ondulação [14]. Por exemplo, se a ondulação da tensão de saída é de 10% da tensão de saída (valor de pico a pico) e com uma defasagem de 90° em relação à tensão de entrada, resultará em uma harmônica de terceira ordem cuja amplitude é de 2.5% da corrente de entrada e defasada de 90° em relação à tensão de entrada e mais uma outra componente na frequência da tensão de entrada com mesma amplitude e defasamento.

O fator de deslocamento destas harmônicas pode ser reduzido melhorando o fator de potência. O compensador de tensão poderia ser simplesmente composto por um ganho. Isto produziria um sistema estável com margem de fase igual a 90° . Contudo, implicaria em uma defasagem entre a tensão de entrada e as harmônicas geradas de 90° . Desta forma, utilizando-se um compensador com um pólo simples e margem de fase igual a 45° , minimiza-se o fator de deslocamento e conseqüentemente maximiza-se o fator de potência.

A tensão da rede retificada que entra no pino C do multiplicador, passa inicialmente por um filtro passa baixa, de modo a eliminar a segunda harmônica e as harmônicas de ordem superior. Contudo, somente as harmônicas de ordem superior são efetivamente eliminadas, enquanto que a segunda harmônica é apenas atenuada. Esta ondulação da tensão de segunda harmônica é elevada ao quadrado antes de entrar no circuito multiplicador. O resultado é uma harmônica de terceira ordem com fator de deslocamento em relação a tensão de entrada, cuja amplitude é a mesma da segunda harmônica que a originou. Por exemplo, se uma ondulação de 3% da tensão da rede está presente na entrada do multiplicador, a corrente de entrada terá uma componente de terceira harmônica cuja amplitude vale 3% da amplitude da fundamental.

Outra fonte de distorção da corrente de entrada é conhecida como distorção de "cúspide". Ocorre somente após o cruzamento por zero. Neste intervalo, a tensão de referência possui derivada alta, contudo a corrente de entrada possui baixa derivada de crescimento. Pois, quando a tensão de entrada está próxima do zero, há pouca tensão sobre o indutor do "Boost". Então, no instante em que o interruptor é fechado, a corrente não pode crescer rapidamente para acompanhar a referência, pois o indutor está com pouca energia, ocorrendo então um atraso na corrente em relação a tensão de entrada por um curto intervalo de tempo. A Fig. 1.11 apresenta, de forma um pouco exagerada, este fenômeno.

O intervalo de tempo em que a corrente leva para alcançar a referência depende do valor do indutor e da tensão de entrada. Um valor pequeno de indutor produz menor distorção, contudo implica em maior ondulação da corrente de entrada. O efeito da distorção diminui à medida que o valor da tensão eficaz de entrada aumenta.

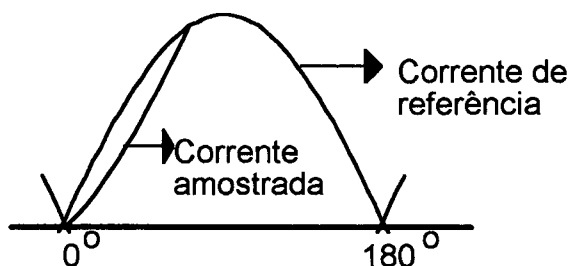


Fig. 1.11 – Efeito da distorção de “cúspide”.

A quantidade de distorção gerada devido a este efeito é pequena e produz harmônicas de alta frequência. Esta distorção também pode ser minimizada pelo aumento da frequência de comutação do interruptor “Boost”.

1.7 - METODOLOGIA DE PROJETO – EXEMPLO:

Com o objetivo de apresentar uma metodologia de projeto, é apresentado neste item um exemplo numérico de um projeto do estágio de correção do fator de potência. As especificações deste conversor estão listadas a seguir:

$$P_o = 1\text{kW}$$

$$V_o = 400\text{V}$$

$$f_s = 70\text{kHz}$$

$$V_{ief} = 90\text{V a } 270\text{V}; \text{ onde: } V_{iefmin} = 90\text{V e } V_{iefmax} = 270\text{V}$$

$$\eta = 0,95$$

Indutor “Boost”:

Inicialmente é necessário determinar o valor da corrente de entrada. Determinar-se-á o valor eficaz e de pico, nominal e máximo. Assim:

$$I_{ief} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{ief}} = \frac{1000}{0,95 \cdot 220} = 4,8\text{A}$$

$$I_{iefmax} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{iefmin}} = \frac{1000}{0,95 \cdot 90} = 11,7\text{A}$$

$$I_{ip} = \sqrt{2} \cdot I_{ief} = \sqrt{2} \cdot 4,8 = 6,8A$$

$$I_{ip_{max}} = \sqrt{2} \cdot I_{ief_{max}} = \sqrt{2} \cdot 11,7 = 16,5A$$

O valor do indutor é projetado a partir dos valores nominais. Será adotada uma ondulação máxima igual a 20% da corrente de pico máxima. Então:

$$\Delta I_{i_{max}} = 0,20 \cdot I_{ip} = 1,4A$$

Portanto:

$$L = \frac{0,32 \cdot V_{ip}}{\Delta I_{i_{max}} \cdot f_s} = \frac{0,32 \cdot \sqrt{2} \cdot 220}{1,4 \cdot 70 \cdot 10^3} = 1,02mH$$

Como a corrente que circula no indutor é na frequência de 120Hz, mais uma pequena ondulação na frequência de comutação, pode-se dizer que sobre o indutor circula uma corrente de baixa frequência apenas. Portanto, o indutor pode ser de ferrite ou até mesmo de ferro silício. Neste exemplo será adotado um indutor de ferrite. Para tal, utilizar-se-á os seguintes valores para densidade de corrente e densidade de fluxo magnético:

$$J_{max} = 350A/cm^2$$

$$B_{max} = 0,3Tesla$$

$$K_w = 0,7 \text{ (fator de utilização do núcleo)}$$

Assim:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{ip_{max}} \cdot I_{ief_{max}} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = \frac{1,02 \cdot 10^{-3} \cdot 16,5 \cdot 11,7 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 350} = 26,8cm^4$$

Desta forma, seleciona-se o núcleo EE65/39 da Thornton, com os seguintes parâmetros:

$$A_e = 7,98cm^2$$

$$A_w = 3,7cm^2$$

$$A_e \cdot A_w = 29,526 \text{cm}^4$$

$$N = \frac{L \cdot I_{p\max} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot A_e} = \frac{1,02 \cdot 10^{-3} \cdot 16,5 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 7,98} = 70 \text{ espiras}$$

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} = \frac{70^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 7,98 \cdot 10^{-2}}{1,02 \cdot 10^{-3}} = 0,48 \text{cm}$$

Para dimensionar a bitola do fio, utiliza-se a expressão abaixo:

$$\phi = \frac{I_{ief\max}}{J_{\max}} = \frac{11,7}{350} = 0,033 \text{cm}^2$$

Capacitor de saída:

Como mencionado acima no item 1.4, pode-se calcular o capacitor de saída de duas formas.

- Capacitor calculado em função da ondulação da tensão de saída:

Admitindo uma ondulação máxima igual a 2% da tensão de saída, obtém-se:

$$V_{or} = 2\% \cdot V_o = 8V$$

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_o \cdot V_{or}} = \frac{1000}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 400 \cdot 8} = 415 \mu\text{F}$$

Deve ser selecionado um capacitor de capacitância maior que a calculada. Então, pode-se adotar $C_o = 450 \mu\text{F}$, portanto:

$$V_{or} = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_o \cdot C_o} = \frac{1000}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 400 \cdot 450 \cdot 10^{-6}} = 7,4V$$

- Capacitor calculado em função do tempo de “hold-up time”:

Tendo em vista que para algumas aplicações é necessário ter um tempo de autonomia do conversor após a fonte de tensão de entrada ter sido desligada [15], calcula-se o capacitor em função deste tempo. Será adotado um tempo de “hold-up time” igual a 4 ciclos de rede. Assim:

$$\Delta t = 64\text{ms}$$

$$V_{\text{omin}} = 300\text{Volts}$$

Portanto:

$$C_o = \frac{2 \cdot P_o \cdot \Delta t}{V_o^2 - V_{\text{omin}}^2} = \frac{2 \cdot 1000 \cdot 64 \cdot 10^{-3}}{400^2 - 300^2} = 1,8\text{mF}$$

Então, caso o requisito de projeto for a ondulação da tensão de saída, deve-se seleccionar um capacitor com capacitância maior que 415 μ F. Entretanto se for desejado o tempo de “hold-up time” especificado, o capacitor deve ser maior do que 1,8mF.

Interruptor “Boost”

Para projetar um interruptor é necessário inicialmente seleccionar a tecnologia a ser empregada. Como neste exemplo, opera-se com uma freqüência de comutação igual a 70KHz, deve ser escolhido um interruptor do tipo MOSFET. Então, para o projeto de um MOSFET é necessário definir a corrente eficaz, a corrente de pico e a tensão de bloqueio.

A corrente eficaz e de pico máxima no interruptor podem ser determinadas pelas expressões (1.14) e (1.15), repetidas abaixo por conveniência:

$$I_{\text{sefmax}} = \sqrt{I_{\text{efmax}}^2 - \frac{3}{8} \cdot \frac{(V_{\text{ipmin}} \cdot I_{\text{ipmax}})^2}{(V_o)^2}} = \sqrt{11,7^2 - \frac{3}{8} \cdot \frac{(127 \cdot 16,5)^2}{400^2}} = 11,3\text{A}$$

$$I_{spmax} = I_{ipmax} = 16,5A$$

A tensão máxima sobre o interruptor é a própria tensão de saída. Assim:

$$V_{smax} = V_o = 400V$$

O diodo “Boost” fica definido por:

$$I_{Dmd} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{400} = 2,5A$$

$$V_{Drevmax} = V_o = 400V$$

Deve-se sempre ter em mente que o diodo “Boost” é do tipo ultra rápido.

Deve ser utilizado um fator de segurança na escolha dos semicondutores, e considerar as sobretensões no dimensionamento da máxima tensão de bloqueio.

Elementos Externos ao UC3854:

Sensor resistivo:

O sensor para medir a corrente pode ser resistivo ou do tipo sensor de efeito “Hall”. Os sensores resistivos apresentam como grande desvantagem a dissipação de potência sobre o mesmo. Supondo uma resistência de 1Ω , para uma corrente eficaz de $4,8A$, a potência dissipada sobre o sensor é de $23,04W$. O sensor de efeito “Hall”, não apresenta problemas de perdas, contudo são de custo bem mais elevado.

Neste exemplo, sugere-se a utilização de um sensor resistivo. Para minimizar a potência dissipada sobre o resistor, podem ser utilizados resistores em paralelo. Assim:

$$V_{RSH} = 2V$$

$$I_{imax} = I_{ipmax} + \Delta I_{imax} = 16,5 + 1,4 = 18A$$

$$R_{SH} = \frac{V_{RSH}}{I_{imax}} = \frac{2}{18} \cong 100m\Omega$$

$$P_{RSH} = \frac{V_{RSH}^2}{1} = \frac{2^2}{1} \cong 4W$$

Portanto:

$R_{SH} = 100m\Omega$ (10 resistores de $1\Omega/5W$ em paralelo).

Tensão de referência:

$$R_{11} = \frac{V_{ipmax} + 6}{I_{ac}} = \frac{270 \cdot \sqrt{2} + 6}{600 \cdot 10^{-6}} = 646,4k$$

Então, adota-se $R_{11} = 620k\Omega$.

$$R_{10} = \frac{R_{11}}{4} = \frac{620 \cdot 10^3}{4} = 150k\Omega$$

Gerador PWM:

$$I_{acmin} = \frac{V_{ipmin} + 6}{R_{11}} = \frac{90 \cdot \sqrt{2} + 6}{620 \cdot 10^3} = 215\mu A$$

$$R_{16} = \frac{3,75}{2 \cdot I_{acmin}} = 8721\Omega$$

Será escolhido $R_{16} = 10k\Omega$.

Então:

$$C_5 = \frac{1,25}{f_s \cdot R_{16}} = \frac{1,25}{70 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 1,78nF$$

O valor adotado será $C_5 = 1,8nF$.

Multiplicador:

A saída do multiplicador é em corrente e internamente está ligada na entrada não inversora do compensador de corrente.

$$R_1 = \frac{V_{RSH}}{2 \cdot I_{ac\min}} = \frac{2}{2,215\mu} = 4651\Omega$$

O valor adotado será: $R_1 = 5,6k\Omega$.

Compensador de Corrente:

O conversor "Boost" operando em CCM é representado pela equação (1.26), convenientemente reescrita abaixo:

$$G(s) = \frac{V_O \cdot R_{SH}}{V_S \cdot s \cdot L} = \frac{400 \cdot 0,1}{5,5 \cdot s \cdot 1,02 \cdot 10^{-3}} = \frac{7130}{s}$$

Adotando $R_1 = R_2 = 5,6k\Omega$ e considerando o ganho na faixa plana igual a 18dB, determina-se o valor de R_3 :

$$R_3 = 10^{18/20} \cdot R_2 = 10^{18/20} \cdot 5600 = 44,5k\Omega \Rightarrow R_3 = 47k\Omega$$

Conforme a equação (1.31), $f_z = f_s/10$. Assim:

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_3 \cdot 0,1 \cdot f_s} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 47 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 70 \cdot 10^3} = 0,484nF \Rightarrow C_1 = 0,62nF$$

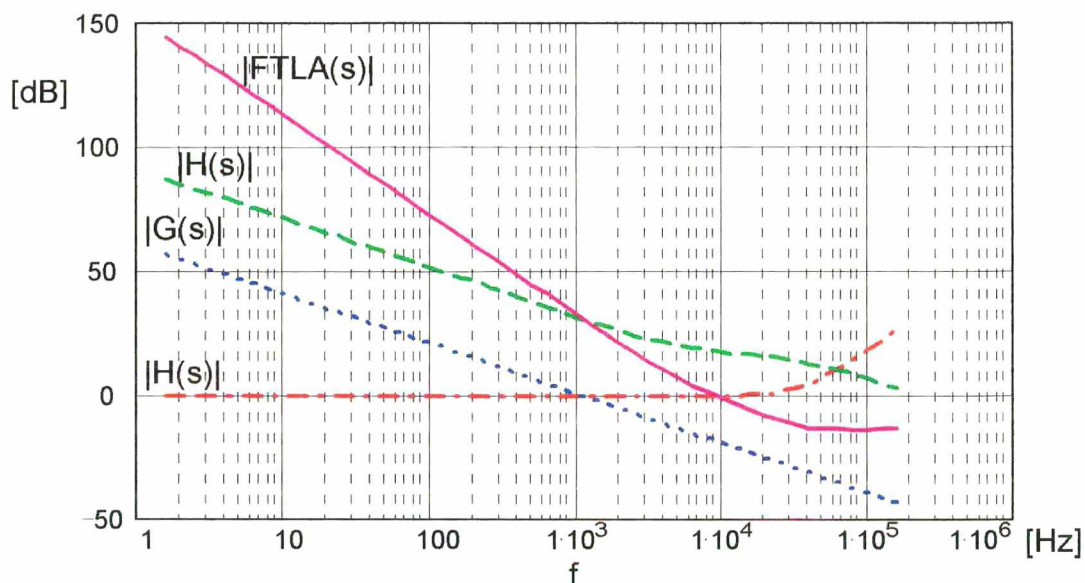
O pólo do compensador deve estar localizado na metade da frequência de comutação ($f_p = f_s/2$). Portanto:

$$C_2 = \frac{C_1}{2 \cdot \pi \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot 0,5 \cdot f_s - 1} = \frac{0,62 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot \pi \cdot 47 \cdot 10^3 \cdot 0,62 \cdot 10^{-9} \cdot 0,5 \cdot 70 \cdot 10^3 - 1} = 115pF$$

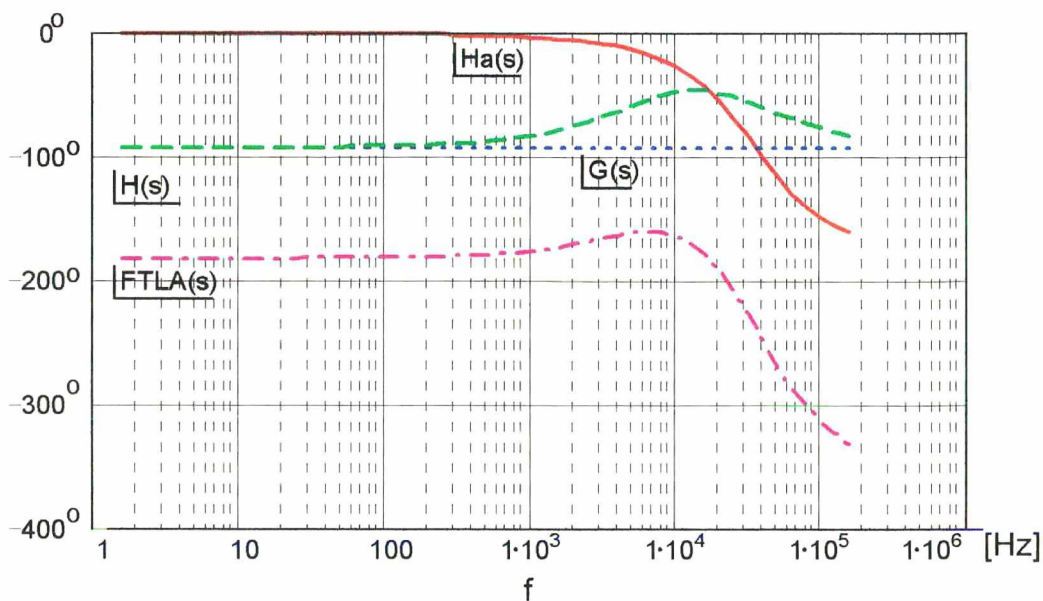
$$\Rightarrow C_2 = 120pF$$

Desta forma obtém-se a função de transferência do compensador de corrente.

Na Fig. 1.12 (a) e (b) são apresentados os gráficos dos módulos e a das fases de $G(s)$, $H(s)$, $H_a(s)$ e da $FTLA(s)$.



(a)



(b)

Fig. 1.12 – (a) Gráfico dos módulos das funções de transferência; (b) gráfico das fases das funções de transferência.

Verifica-se que a frequência de cruzamento de laço aberto é igual a 10kHz, e a margem de fase é igual a 35° , caracterizando um sistema estável.

Compensador de Tensão:

Para o cálculo do compensador de tensão utiliza-se as expressões (1.35) e (1.36), reescritas abaixo:

$$R_6 \cdot C_3 = \frac{10 \cdot V_{or} \cdot V_{REF}}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_0} = \frac{10 \cdot 7,4 \cdot 7,5}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 400} = 1,8 \cdot 10^{-3}$$

Supondo:

$$C_3 = 47 \text{ nF} \Rightarrow R_6 = 39 \text{ k}\Omega.$$

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{P_0 \cdot V_{REF}}{V_0^2 \cdot V_{vea} \cdot C_0 \cdot R_6 \cdot C_3}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1000 \cdot 7,5}{400^2 \cdot 4 \cdot 450 \cdot 10^{-6} \cdot 39 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^{-9}}} = 19 \text{ Hz}$$

Portanto:

$$R_7 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 19 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 178 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_7 = 180 \text{ k}\Omega$$

O gráfico do módulo da função de transferência do compensador de tensão é mostrado na Fig. 1.13.

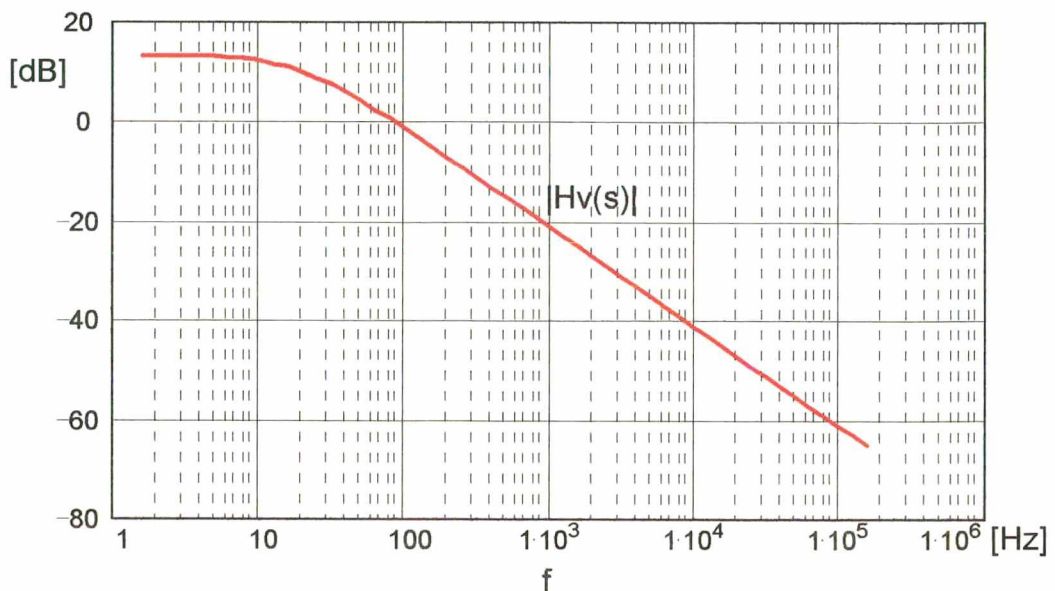


Fig. 1.13 – Gráfico do módulo da função de transferência.

Malha de “Feedforward”:

A malha de “feedforward” amostra um valor de tensão proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Então os resistores R_{12} , R_{13} e R_{14} são obtidos por divisor de tensão. Desta forma:

$$V_{ff} = 1,414 = \frac{V_{ief_{min}} \cdot 0,9 \cdot R_{14}}{R_{12} + R_{13} + R_{14}} = \frac{90 \cdot 0,9 \cdot R_{14}}{R_{12} + R_{13} + R_{14}}$$

$$V_{no} = 7,5 = \frac{V_{ief_{min}} \cdot 0,9 \cdot (R_{14} + R_{13})}{R_{12} + R_{13} + R_{14}} = \frac{90 \cdot 0,9 \cdot (R_{14} + R_{13})}{R_{12} + R_{13} + R_{14}}$$

Escolhendo um valor para R_{12} , os demais podem ser encontrados, portanto:

$$R_{12} = 910k\Omega \Rightarrow R_{13} = 91k\Omega \text{ e } R_{14} = 20k\Omega$$

Localizando os pólos em 18Hz ($f_{pff} = 18\text{Hz}$), obtém-se:

$$C_6 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{pff} \cdot R_{13}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18 \cdot 91 \cdot 10^3} = 97\text{nF} \Rightarrow C_6 = 0,1\mu\text{F}$$

$$C_7 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{pff} \cdot R_{14}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18 \cdot 20 \cdot 10^3} = 440\text{nF} \Rightarrow C_7 = 0,47\mu\text{F}$$

A Fig. 1.14 apresenta o módulo da função de transferência da malha de “feedforward”. Verifica-se pelo gráfico que o sistema é composto por dois pólos na mesma posição e que a partir de 20Hz, aproximadamente, a função de transferência cai a uma taxa de 40dB/dec, caracterizando um sistema de 2° ordem.

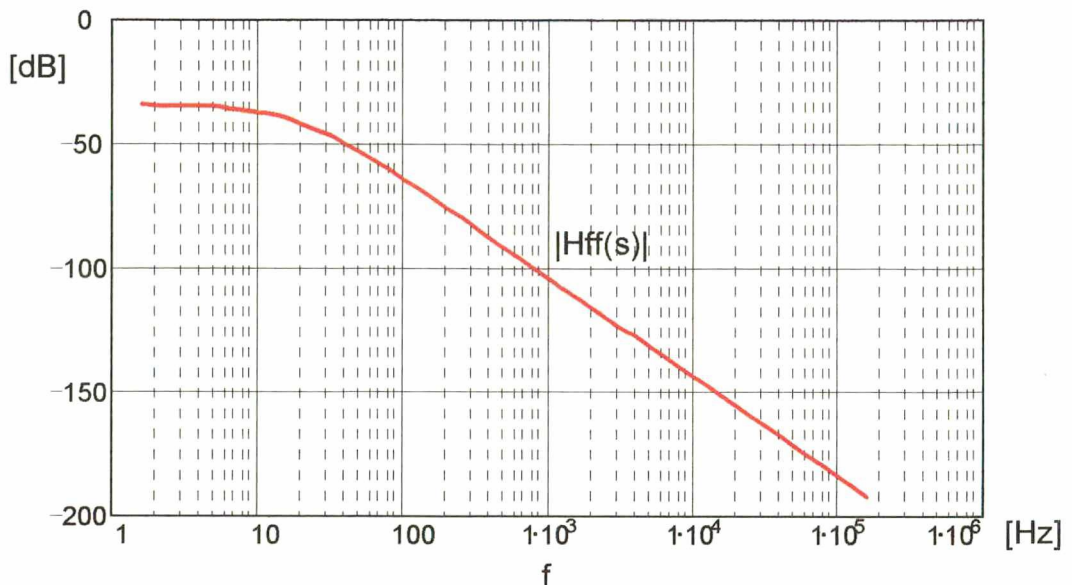


Fig. 1.14 – Gráfico do módulo da função de transferência.

Proteção de sobre carga (PKLIM):

A corrente de pico máxima sobre o indutor é igual a 18A. Será permitido uma sobre carga igual a 19A de pico. Então, de acordo com a expressão (1.45), supondo $R_9 = 10\text{k}\Omega$, obtém-se:

$$\frac{V_{\text{REF}}}{R_9} = \frac{I_{\text{proteção}} \cdot R_{\text{SH}}}{R_8} \Rightarrow R_8 = \frac{I_{\text{proteção}} \cdot R_{\text{SH}} \cdot R_9}{V_{\text{REF}}} = \frac{19,0 \cdot 1,10 \cdot 10^3}{7,5} = 2533\Omega$$

Portanto: $R_8 = 2,2\text{k}\Omega$.

Os capacitores C_8 e C_9 tem a finalidade de desacoplar os ruídos da tensão de referência e da tensão de comparação de proteção.

1.8 - SIMULAÇÃO

Foi realizada uma simulação utilizando o programa “PSPICE” 4.05 [16] para comprovar o funcionamento do retificador monofásico associado ao conversor “Boost” no modo de condução contínuo.

Como não foi encontrado o modelo para simulação do UC3854, optou-se em discretizar os principais blocos. Assim, limitou-se em utilizar apenas a malha de corrente, uma vez que o objeto de estudo não é o transitório de carga e sim a verificação do funcionamento do conversor "Boost". A tensão de referência foi obtida através de uma fonte de corrente senoidal retificada. O circuito simulado é apresentado na Fig. 1.15.

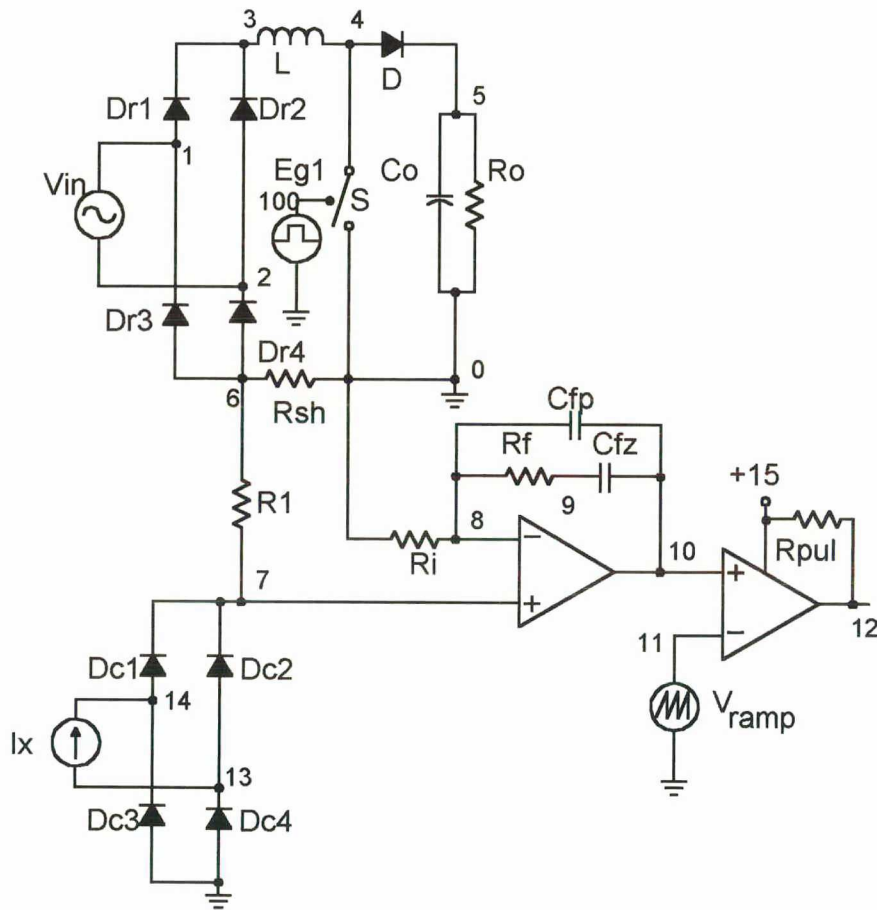
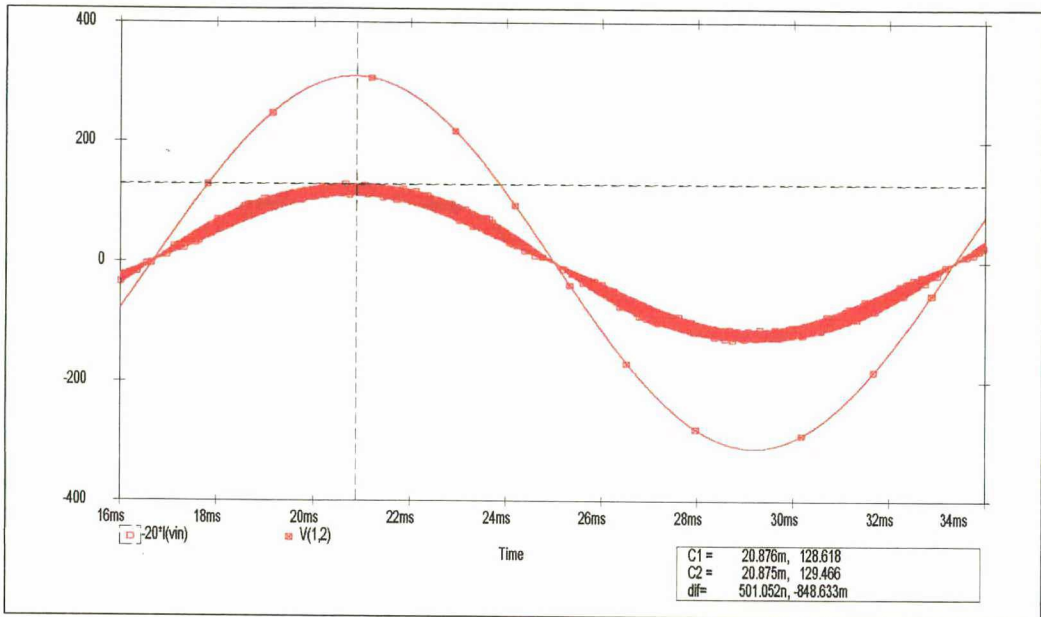


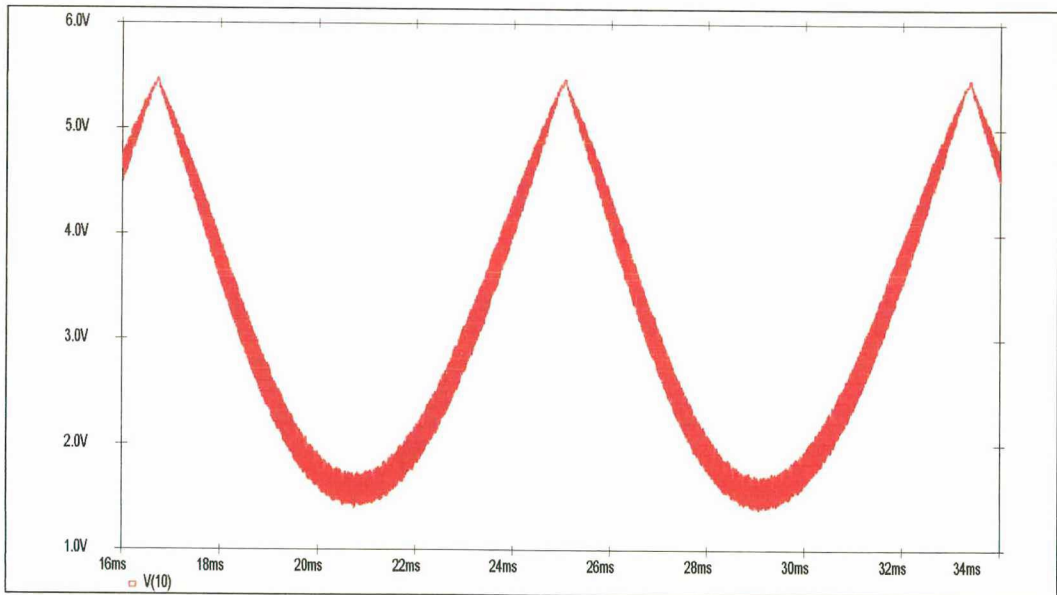
Fig. 1.15 - Circuito simulado.

Na Fig. 1.16 (a) pode-se ver a tensão e a corrente de entrada. Observa-se uma corrente senoidal e em fase com a tensão. A tensão de saída do compensador de corrente é apresentada na Fig. 1.16 (b).

Na Fig. 1.17 (a) é apresentado o detalhe da ondulação da corrente, onde verifica-se que o valor da ondulação máxima está próximo do especificado. Na Fig. 1.17 (b) é mostrado o detalhe da passagem por zero, onde pode ser observado a distorção de "cúspide".

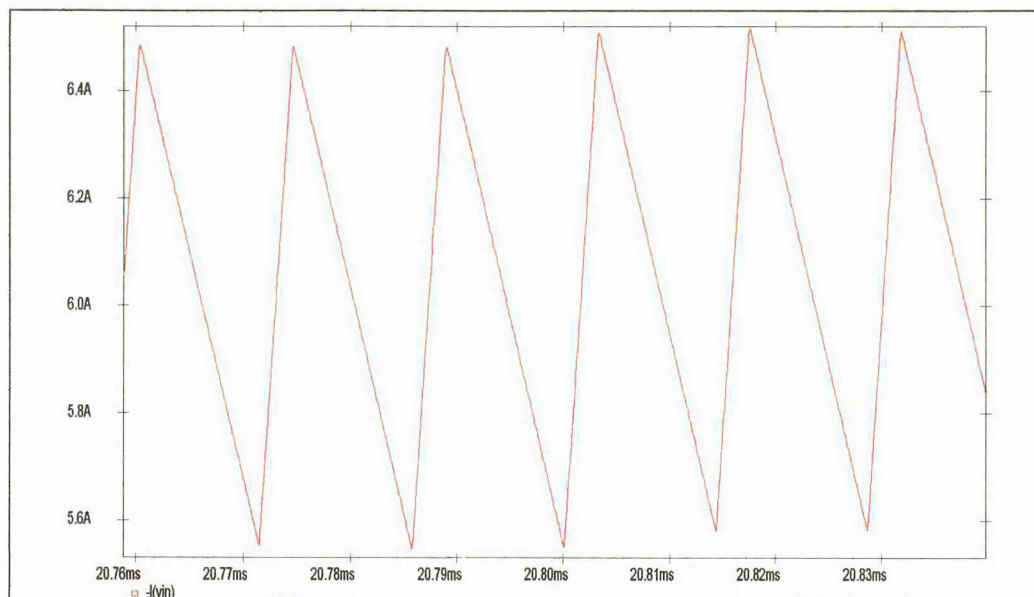


(a)

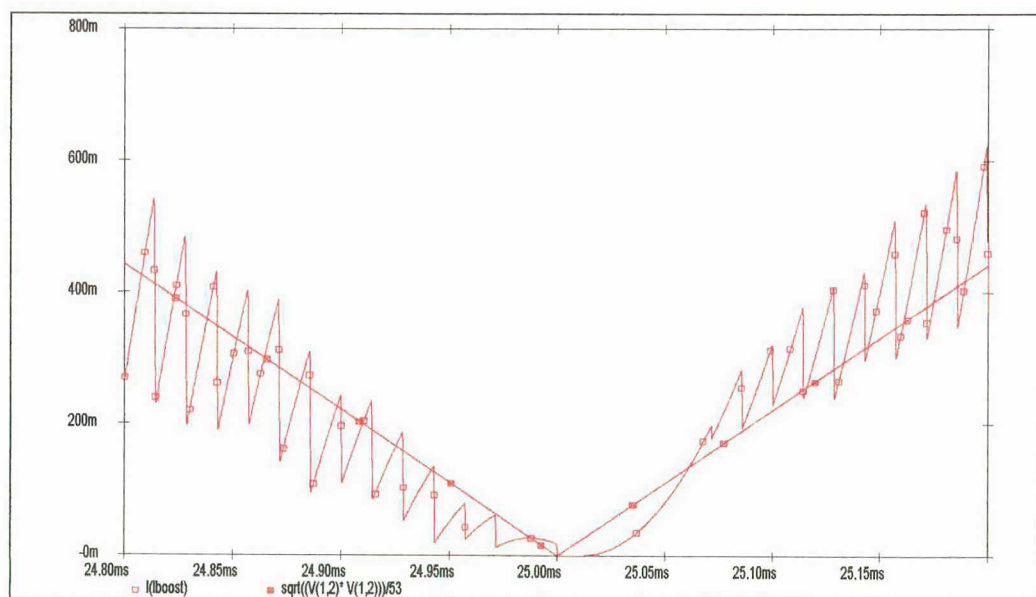


(b)

Fig. 1.16 – (a) Tensão e corrente de entrada; (b) tensão de saída do compensador de corrente.



(a)



(b)

Fig. 1.17 – (a) Detalhe da ondulação da corrente; (b) detalhe da passagem por zero – corrente de entrada e corrente de referência.

1.9 - CONCLUSÃO

As formas de onda apresentadas, obtidas por simulação, comprovam o funcionamento do conversor “Boost” aplicado na correção do fator de potência. Foi realizada a análise harmônica com o programa “PSPICE” e os resultados encontrados mostram a qualidade da forma de onda da corrente. Foi obtida uma taxa de distorção harmônica de 0,14%, com uma defasagem em relação a tensão de 0,5°. Então, o fator de potência da estrutura pode ser calculado pela expressão abaixo:

$$FP = \frac{\cos \theta}{\sqrt{1 + TDH^2}} = \frac{\cos 0,5^\circ}{\sqrt{1 + 0,0014^2}} = 0,9999$$

O resultado obtido, mostra que a rede elétrica enxerga uma carga resistiva, isto é, o conversor “Boost” no modo de condução contínua emula perfeitamente uma carga resistiva.

Na prática sabe-se que a tensão de entrada não é uma forma de onda sinusoidal, pois possui achatamentos nos picos. Desta forma, ter-se-ia como referência de corrente uma forma de onda sinusoidal com distorção semelhante a da tensão de entrada. Contudo, isto não degradaria o fator de potência, visto que a tensão e a corrente teriam a mesma forma de onda, implicando em harmônicas de tensões e correntes em fase e na mesma frequência. O resultado seria uma corrente com maior taxa de distorção harmônica, contudo com fator de potência melhor do que se fosse utilizado uma referência de corrente sinusoidal para uma tensão de entrada achatada nos picos.

Cabe aqui ressaltar que o emprego do conversor “Boost” no modo de condução contínua na correção do fator de potência de pontes retificadoras, somente se torna viável com o emprego do UC3854. Isto porque internamente este componente possui duas malhas de realimentação, um multiplicador e uma tensão de referência, além de outras funções complementares.

CAPÍTULO 2

ESTUDO DE TOPOLOGIAS DE RETIFICADORES DE CORRENTE MONOFÁSICOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

2.1 - INTRODUÇÃO

O retificador trifásico que apresenta a característica de elevado fator de potência e a possibilidade de regeneração de energia é um circuito bastante complexo para análise. Então, para definir conceitos básicos relativos a este circuito optou-se em previamente realizar um estudo em retificadores com estruturas relativamente mais simples. Numa primeira etapa deste trabalho será apresentado o retificador em corrente monofásico com elevado fator de potência. A seguir será apresentado o retificador trifásico com elevado fator de potência sem a característica de regeneração de energia.

No capítulo 1 foi apresentada a estrutura mais simples de correção do fator de potência utilizando o conversor “Boost” no modo de condução contínua. Este circuito apresenta elevadas perdas pois possui dois estágios de processamento da energia, o estágio retificador e o estágio “Boost”, resultando em duplas perdas de condução. Os circuitos retificadores monofásicos apresentados neste capítulo apresentam apenas um estágio de processamento da energia.

O objetivo deste capítulo é mostrar algumas topologias e tipos de modulação existentes, apresentando a característica de saída, o cálculo do indutor “Boost” e as principais formas de onda de cada estrutura. Pode-se desta forma, enumerar algumas vantagens e desvantagens de cada topologia. Os conversores serão calculados para uma potência de 1kW, tensão de entrada de 220V, tensão de saída de 400V, frequência de comutação igual a 20kHz e serão utilizados interruptores controlados unidirecionais em corrente (IGBTs).

2.2 - RETIFICADOR MONOFÁSICO EM CORRENTE COM PONTE MISTA NÃO REGENERATIVO

2.2.1 - TOPOLOGIA

O retificador monofásico com ponte mista é apresentado na Fig. 2.1 [17].

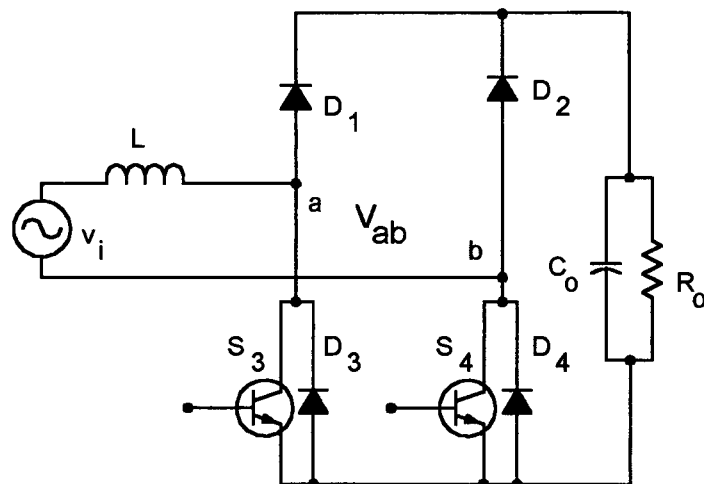


Fig. 2.1 – Retificador monofásico com ponte mista.

2.2.2 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Os dois interruptores recebem simultaneamente o mesmo sinal de comando. A polaridade instantânea da tensão de entrada definirá qual dos interruptores irá conduzir a corrente de entrada.

Para cada semi-ciclo da rede existem duas etapas de operação, uma de armazenamento e outra de transferência de energia. As Fig. 2.2 (a) e (b) ilustram as etapas do semi-ciclo positivo, enquanto as Fig. 2.2 (c) e (d) ilustram as etapas do semi-ciclo negativo.

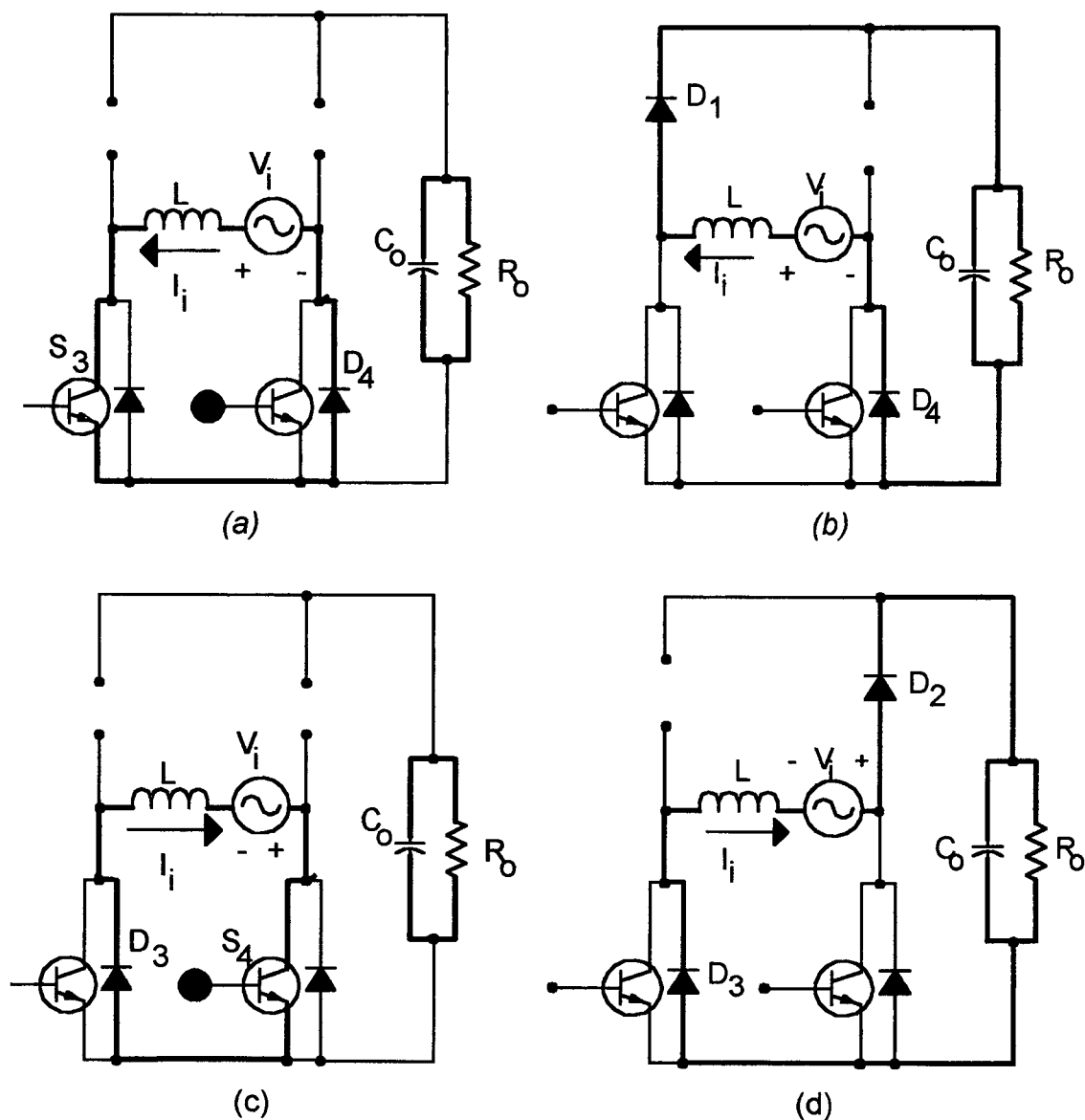


Fig. 2.2 – (a) Etapa de armazenamento de energia ($V_i > 0$); (b) etapa de transferência de energia ($V_i > 0$); (c) etapa de armazenamento de energia ($V_i < 0$); (d) etapa de transferência de energia ($V_i < 0$).

2.2.3 - EQUACIONAMENTO

Analisando as etapas de operação apresentadas nas Fig. 2.2 (a), (b), (c) e (d), conclui-se que esta estrutura tem o funcionamento semelhante ao retificador com elevado fator de potência apresentado no Capítulo 1. Existe uma diferença no que se refere a quantidade de conversores “Boost” inerentes ao retificador. A topologia apresentada no Capítulo 1 consiste de um único conversor “Boost” atuando nos dois semi-ciclos da rede. A estrutura em questão trabalha com dois conversores “Boost”, um no semi-ciclo positivo e outro no semi-ciclo negativo. A Fig.

2.3 apresenta o retificador monofásico com ponte mista desenhado de maneira a separar o conversor “Boost” positivo do “Boost” negativo.

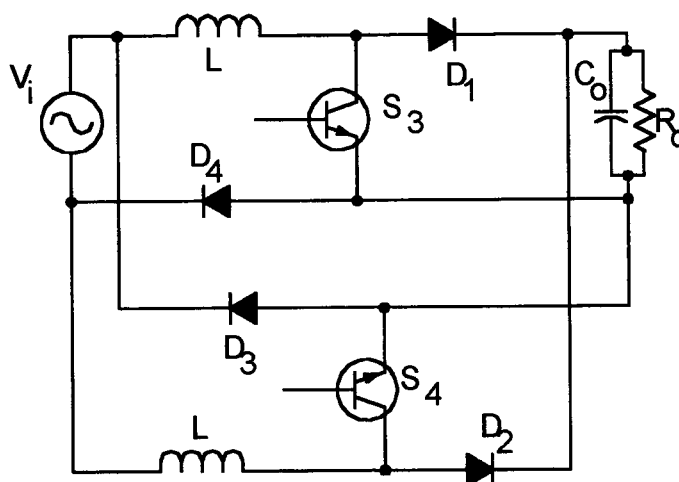


Fig. 2.3 – Retificador monofásico com ponte mista destacando os conversores “Boost”.

Conclui-se que o “Boost” positivo é formado por S_3 e D_1 e o “Boost” negativo por S_4 e D_2 , sendo que D_4 permanece em condução durante todo o intervalo do semi-ciclo positivo e D_3 durante o semi-ciclo negativo.

No equacionamento, inicialmente será determinada a característica estática do retificador. Assim, seja a tensão V_{ab} definida conforme a Fig. 2.1. A Fig. 2.4 ilustra o comportamento da tensão V_{ab} para um período de comutação.

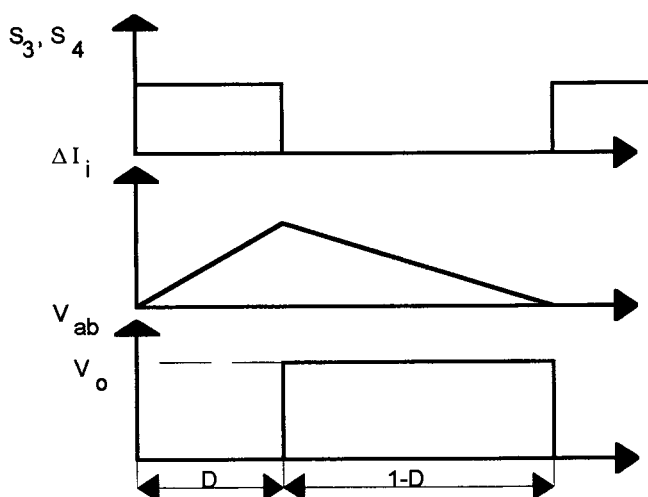


Fig. 2.4 – Comportamento de V_{ab} para um período de comutação.

O valor médio de V_{ab} para cada período é dado por:

$$V_{ab_{md}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} V_o dt \quad (2.1)$$

$$V_{ab_{md}} = V_o \cdot (1 - D) \quad (2.2)$$

Conforme estudado no capítulo 1, a razão cíclica do interruptor do conversor “Boost”, para uma tensão de saída (V_o) fixa e uma tensão de entrada (V_i) senoidal, varia de um valor máximo, quando $V_i = 0$, a um valor mínimo, quando $V_i = \pm V_{ip}$. Desta forma, observa-se que a tensão $V_{ab_{md}}$ tem um comportamento senoidal na frequência da rede. Na Fig. 2.5 é mostrado este comportamento ilustrando a tensão V_{ab} e os pulsos de comando para um período da rede.

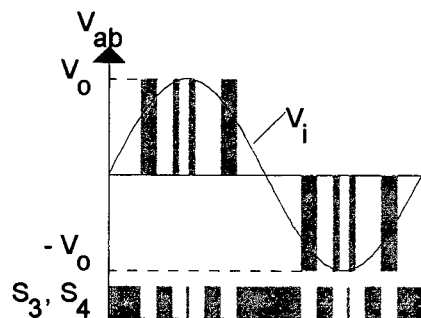


Fig. 2.5 – Comportamento da tensão V_{ab} para um período da rede.

Observe que a tensão $V_{ab_{md}}$ possui a componente fundamental na frequência da rede. Desta forma:

$$V_{ab_1} = V_{ab_p} \cdot \text{sen } \omega t = V_{ip} \cdot \text{sen } \omega t \quad (2.3)$$

onde: $V_{ip} = V_o$

Substituindo (2.3) em (2.2), obtém-se:

$$V_{ip} \cdot \text{sen } \omega t = V_o \cdot (1 - D) \quad (2.4)$$

Como: $V_i = V_{ip} \cdot \text{sen } \omega t$, obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (2.5)$$

A expressão (2.5) era esperada pois o funcionamento da estrutura em estudo é semelhante ao retificador com estágio “Boost” (Capítulo 1). Desta forma, os valores do indutor e do capacitor podem ser projetados pelas mesmas equações discutidas no capítulo 1 e reescritas aqui por conveniência:

$$L = \frac{0,32 \cdot V_{ip}}{\Delta I_{i_{max}} \cdot f_s} \quad (2.6)$$

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_o \cdot V_{or}} \quad (2.7)$$

Onde o capacitor é calculado em função do pico da ondulação da tensão de saída.

O compensador de corrente adotado é o mesmo sugerido pela Unitrode. Então:

Frequência do zero:

$$f_z = \frac{f_s}{10} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_z \cdot C_z} \quad (2.8)$$

Frequência do pólo:

$$f_p = \frac{f_s}{2} = \frac{C_z + C_p}{2 \cdot \pi \cdot R_z \cdot C_z \cdot C_p} \quad (2.9)$$

Ganho na faixa plana:

$$H_{faixaplana} = 20 \cdot \log \frac{R_z}{R_i} \quad (2.10)$$

Este roteiro para projeto deve ser usado apenas para orientar o projetista, contudo deve-se ter em mente que se deseja encontrar uma margem de fase segura para a função de transferência de laço aberto. Onde a frequência de cruzamento deve ser menor que a metade da frequência de comutação, e de valor suficiente para reproduzir o seno retificado (acima de 1kHz). A experiência mostrou que para baixas frequências de comutação, quando se segue todos os passos do roteiro não

se obtém uma margem de fase segura. Então, utilizando recursos computacionais (programa Mathcad), deve-se alterar parâmetros como a f_z , ou a f_p ou o $H_{\text{faixa plana}}$ até se obter uma margem de fase segura.

2.2.4 - PROJETO E SIMULAÇÃO

Os parâmetros deste retificador já foram definidos no item 2.1.

Indutor

Inicialmente determina-se a corrente eficaz e de pico, conforme equações abaixo:

$$I_{\text{ief}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{\text{ief}}} = \frac{1000}{0,95 \cdot 220} = 4,8\text{A}$$

$$I_{\text{ip}} = \sqrt{2} \cdot I_{\text{ief}} = \sqrt{2} \cdot 4,8 = 6,8\text{A}$$

O valor do indutor é projetado a partir dos valores nominais. Será adotada uma ondulação máxima igual a 20% da corrente de pico máxima. Então:

$$\Delta I_{\text{imax}} = 0,20 \cdot I_{\text{ip}} = 1,4\text{A}$$

Portanto:

$$L = \frac{0,32 \cdot V_{\text{ip}}}{\Delta I_{\text{imax}} \cdot f_s} = \frac{0,32 \cdot 220 \cdot \sqrt{2}}{1,4 \cdot 20 \cdot 10^3} = 3,56\text{mH}$$

Capacitor de saída

O capacitor será calculado em função da máxima ondulação da tensão de saída. Então adotando:

$$V_{\text{or}} = 2\% \cdot V_o = 8\text{V} \text{ (valor de pico)}$$

Obtém-se:

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_o \cdot V_{Or}} = \frac{1000}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 400 \cdot 8} \cong 450 \mu\text{F}$$

Compensador de Corrente

Será adotado $R_{SH} = 0,235$. Então:

$$G(s) = \frac{V_o \cdot R_{SH}}{V_s \cdot s \cdot L} = \frac{400 \cdot 0,235}{5,5 \cdot s \cdot 3,56 \cdot 10^{-3}} = \frac{4800}{s}$$

Os valores abaixo foram adotados de forma a se obter uma margem de fase segura, deste modo:

$$f_z = 1\text{kHz}$$

$$f_p = 15\text{kHz}$$

$$H_{\text{faixaplana}} = 15\text{dB}$$

Assim, os valores encontrados foram:

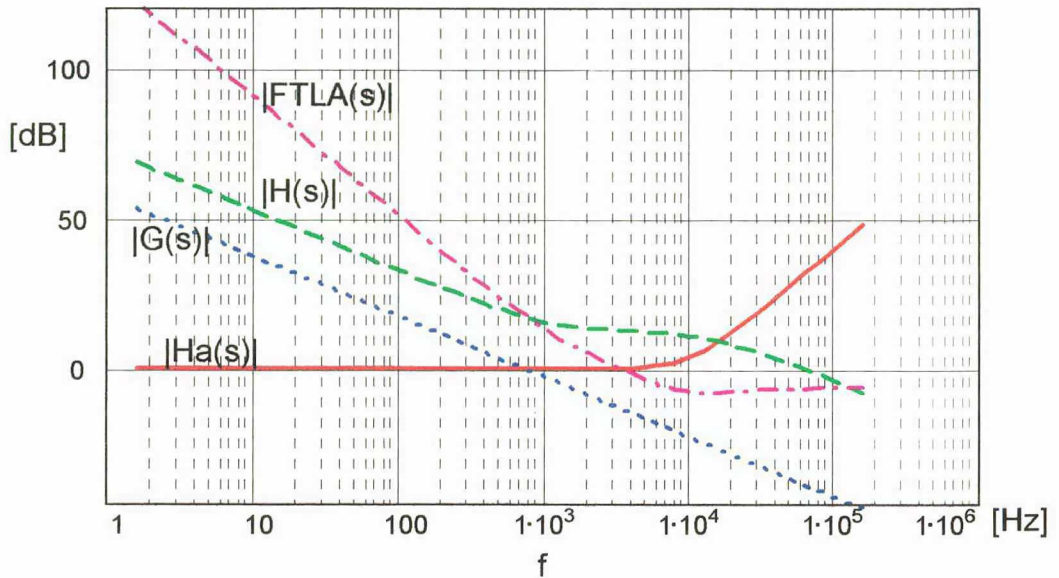
$$R_i = 15\text{k}\Omega$$

$$R_z = 69\text{k}\Omega$$

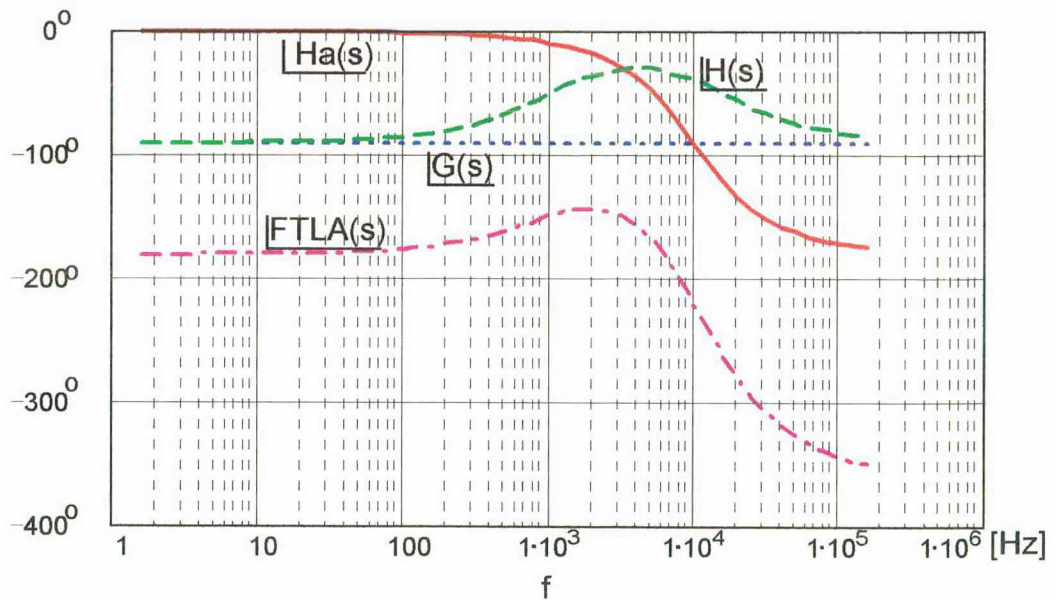
$$C_z = 2,2\text{nF}$$

$$C_p = 160\text{pF}$$

Na Fig. 2.6 (a) e (b) é mostrado o gráfico do módulo e da fase da função de transferência do compensador ($H(s)$), da função de amostragem ($H_a(s)$), da função do retificador ($G(s)$) e da função de transferência de laço aberto (FTLA(s)). A margem de fase ficou em torno de 30° para uma frequência de cruzamento de 3kHz.



(a)



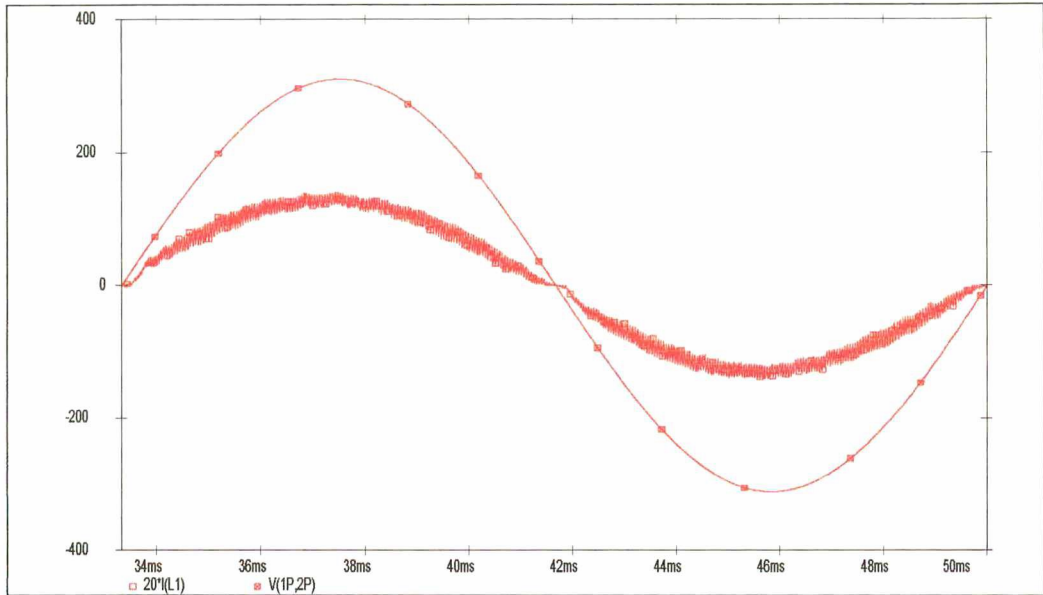
(b)

Fig. 2.6 – (a) Gráfico do módulo da função de transferência - $G(s)$, $H(s)$, $Ha(s)$ e $FTLA(s)$; (b) gráfico da fase da função de transferência - $G(s)$, $H(s)$, $Ha(s)$ e $FTLA(s)$.

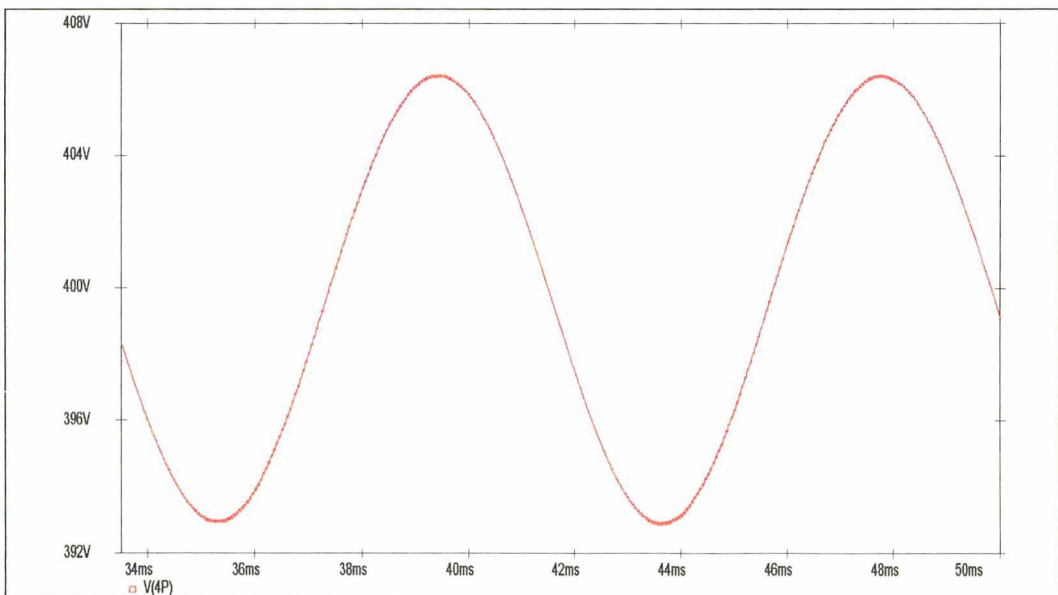
A simulação foi realizada utilizando o programa “PSPICE” para comprovar o princípio de funcionamento da estrutura.

Os resultados da simulação são apresentados nas Fig. 2.7 (a) e (b). Na Fig. 2.6 (b) é mostrada a ondulação da tensão de saída, onde verifica-se a ondulação em uma frequência igual 120Hz e amplitude (V_{or}) menor que 8V, conforme

especificado no cálculo do capacitor. Nota-se que, devido ao compensador de tensão possuir um pólo em baixa frequência, esta ondulação é atenuada e não introduz distorções significativas na corrente de referência [14]. A Fig. 2.8 mostra a variação da tensão de saída do compensador de corrente para um período da rede, representando o comportamento da razão cíclica.



(a)



(b)

Fig. 2.7 – (a) Tensão e corrente de entrada e (b) tensão de saída V_o .

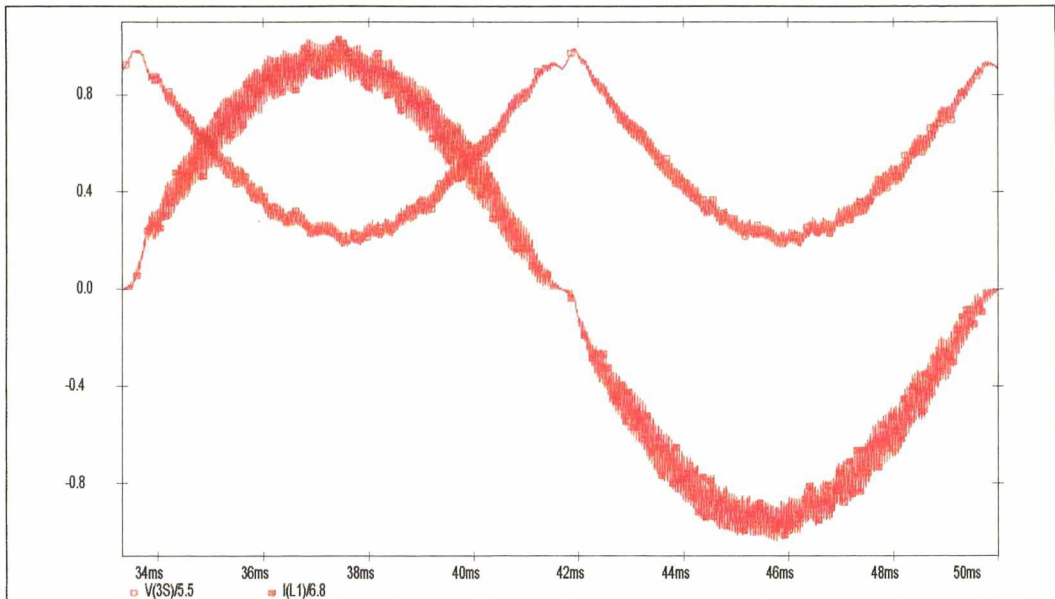


Fig. 2.8 – Comportamento da razão cíclica – $d(wt)$ e corrente de entrada parametrizada.

2.2.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor foi implementado baseado no UC3854. Verificou-se a necessidade de utilizar retificadores de precisão para gerar a tensão de referência retificada e para o sinal de corrente amostrado. Poder-se-ia utilizar retificadores convencionais à diodos, contudo seria necessário aumentar a tensão de saída do transformador responsável pela geração da tensão de referência senoidal para que a queda de tensão sobre os diodos não deformasse a tensão de referência na passagem por zero, provocando distorções da corrente de entrada. Para o retificador da corrente amostrada, a queda sobre os diodos não é importante, pois o sensor de efeito “Hall” tem a saída em corrente, contudo se fosse utilizado um retificador a diodos, seria necessária uma fonte isolada para alimentar o sensor de efeito “Hall”.

A Fig. 2.9 apresenta o diagrama de blocos do conversor implementado. O diagrama apresenta apenas as principais funções. Os sensores de efeito “Hall” utilizados possuem saída em corrente. Apesar de não ser necessário o uso de comandos isolados, neste experimento foi utilizado, pois este circuito foi adaptado do retificador de corrente trifásico implementado, que será apresentado no capítulo 4. Alguns componentes foram substituídos para a implementação do retificador

monofásico, contudo optou-se em não alterar a malha de tensão e o sensor de efeito "Hall" da tensão de saída. Então, através da variação de um potenciômetro, foi obtida uma tensão de saída máxima igual a 350V.

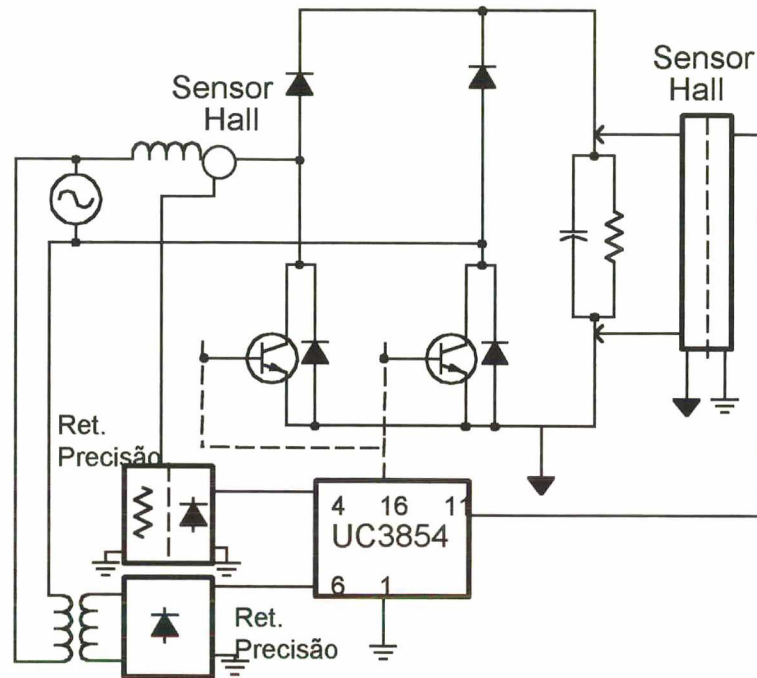


Fig. 2.9 – Diagrama de blocos do conversor monofásico implementado.

O objetivo deste tópico não é de fazer uma comprovação quantitativa, apenas de apresentar formas de ondas que comprovam o funcionamento qualitativo do conversor.

Foi utilizada uma carga resistiva igual a 155Ω , totalizando uma potência de saída igual a 790W.

As Fig. 2.10 (a) e (c) representam as características externas. Na curva da corrente de entrada, pode ser observada a distorção devido ao fenômeno de "cúspide". Esta distorção está bem acentuada pois foi utilizado um indutor de valor maior que o calculado ($L = 4,46\text{mH}$) e também devido à frequência de comutação ser de apenas 20kHz. A Fig. 2.10 (b) representa o comportamento da tensão de saída do compensador de corrente.

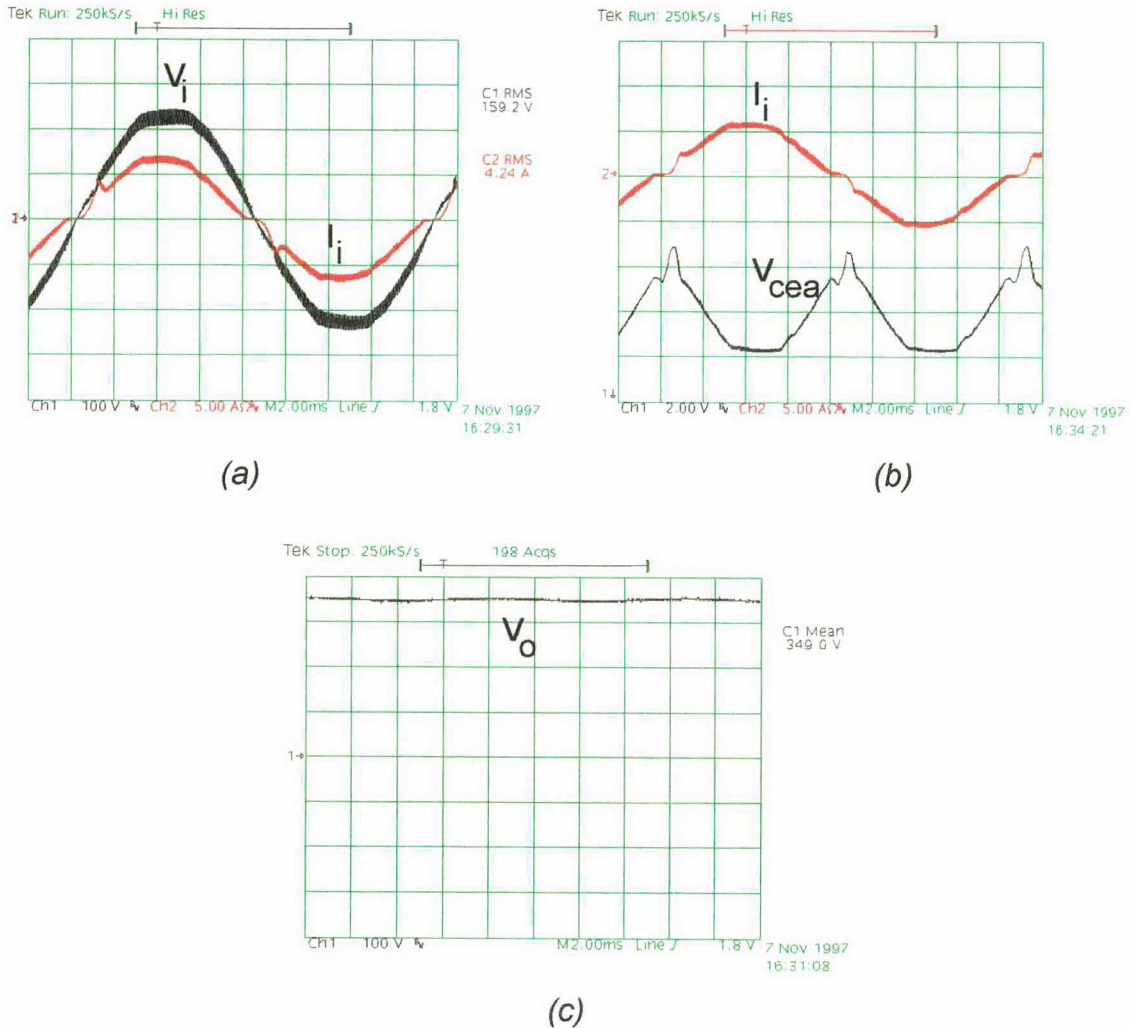


Fig. 2.10 – (a) Tensão e corrente de entrada; (b) tensão de saída do compensador de corrente e corrente de entrada; (c) tensão de saída do retificador.

Utilizando o programa DSN [18], obteve-se a análise harmônica da tensão e da corrente de entrada do retificador. Para a corrente foi encontrada uma taxa de distorção harmônica (THD) de 10%, enquanto que para a tensão obteve-se 4%. O fator de potência pode ser calculado de duas formas. Pode-se desprezar a distorção da tensão e aplicar a expressão abaixo:

$$FP = \frac{\cos(\theta_v - \theta_i)}{\sqrt{1 + THD_i^2}} = \frac{\cos 7,53}{\sqrt{1 + 0,1^2}} \Rightarrow FP = 0,986456$$

Outra forma, que é a mais correta, considera a distorção da tensão e da corrente e é calculada segundo a definição clássica do fator de potência, desta forma:

$$FP = \frac{P_i}{S_i} = \frac{P_i}{V_{ief} \cdot I_{ief}} = \frac{760,53}{184,58 \cdot 4,1384} \Rightarrow FP = 0,995633$$

Os valores de V_{ief} , I_{ief} e P_i foram determinados utilizando o programa DSN.

Como era esperado o fator de potência obtido pela segunda equação apresenta melhor resultado, pois considera que a tensão e a corrente possuem harmônicas na mesma frequência, conforme discutido no item 1.9.

Foi constatado que este retificador se encontra de acordo com a norma IEC 61000-3-2, pois as harmônicas de corrente possuem valores menores que os especificados pela norma, conforme tabela 2.1 [19].

Ordem da Harmônica	IEC 61000-3-2 (16A/fase) Classe A	Resultados experimentais
I_3	2,30A	0,238A
I_5	1,14A	0,112A
I_7	0,77A	0,077A
I_9	0,40A	0,129A
I_{11}	0,33A	0,088A

Tabela 2.1 – Valores absolutos das harmônicas

2.2.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Verificou-se que o circuito integrado UC3854 é bem adaptado para esta topologia, apesar da necessidade de se usar um retificador de onda completa na tensão de referência e na corrente amostrada, visto que o UC3854 trabalha somente com sinais positivos. Contudo, existe a necessidade de poucos componentes externos para realizar a retificação com elevado fator de potência e baixas perdas de condução.

Com relação ao circuito de potência, utiliza dois interruptores controlados e dois diodos rápidos a menos que a estrutura em ponte completa, que será estudada nos itens seguintes (2.3 e 2.4). Os circuitos de comando são relativamente simples pois estão no mesmo potencial. Contudo, este retificador não apresenta a possibilidade de regeneração de energia para a rede elétrica.

A Fig. 2.11 (a) apresenta outra estrutura de potência que apresenta características semelhantes à anterior. Contudo, como os interruptores estão em potenciais diferentes, o comando desta estrutura se torna relativamente mais complexo, exigindo o uso de pelo menos um comando isolado.

Substituindo um braço de interruptores por um braço de capacitores é possível tornar a estrutura regenerativa, conforme apresentada na Fig. 2.11 (b). Esta estrutura é muito interessante como estágio de entrada de um inversor de frequência com dois braços. O ponto central dos capacitores serve como conexão para o neutro e para uma fase do motor de indução trifásico [24, 25]. Outra aplicação é como estágio de entrada para um conversor cc/cc ("chopper") aplicado no acionamento de motores de corrente contínua [26]. Em ambas as aplicações é possível obter corrente de entrada sinusoidal e regeneração de energia para a rede.

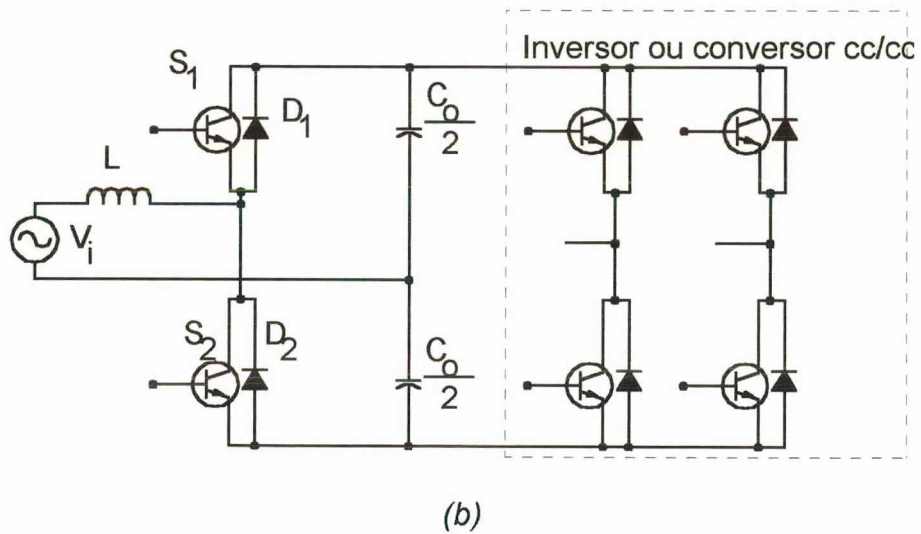
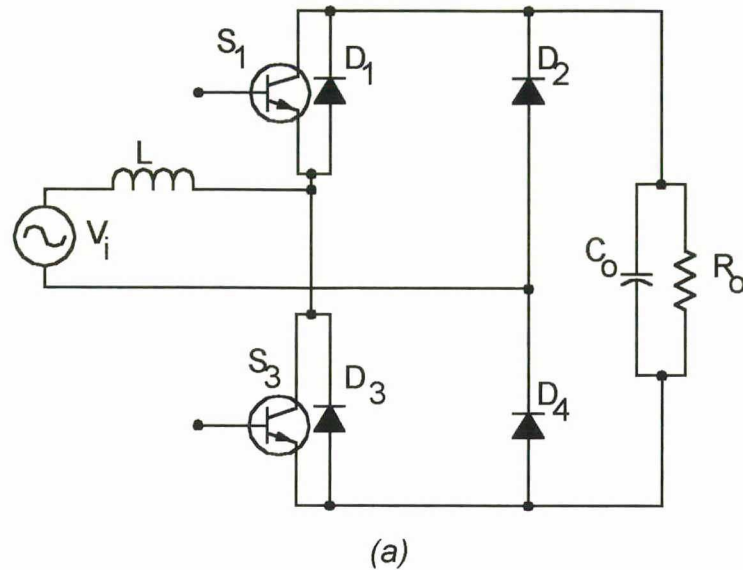


Fig. 2.11 – (a) Retificador monofásico com ponte mista – Interruptores no braço esquerdo; (b) retificador monofásico regenerativo com um braço de interruptores.

2.3 - RETIFICADOR MONOFÁSICO EM CORRENTE COM PONTE COMPLETA REGENERATIVO

2.3.1 - TOPOLOGIA

Para tornar a estrutura monofásica regenerativa é necessário acrescentar mais dois interruptores. O retificador monofásico regenerativo com ponte completa é apresentado na Fig. 2.12. Esta estrutura, quando for empregada a modulação a dois níveis, permite a regeneração natural da energia.

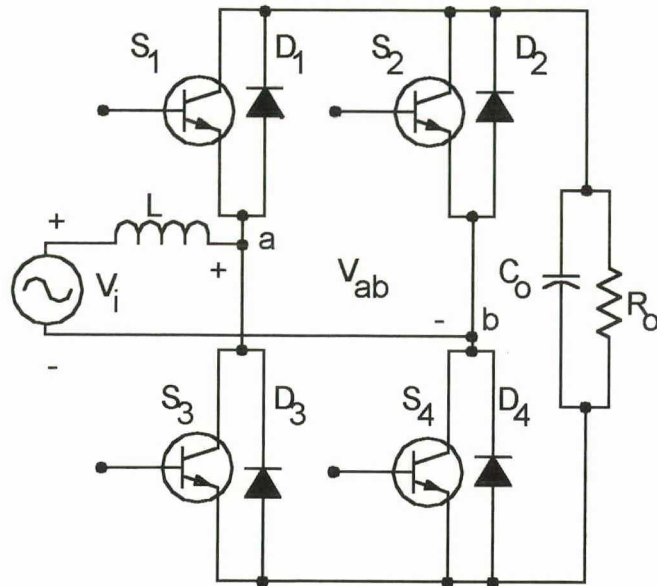


Fig. 2.12 – Retificador monofásico regenerativo com ponte completa.

Os interruptores podem ser comandados de duas formas:

- Modulação a dois níveis: os interruptores são comandados aos pares e de forma complementar. Onde S_2 e S_3 recebem ordem de comando D , enquanto S_1 e S_4 recebem ordem de comando complementar. A Fig. 2.13 apresenta um exemplo de comando para os interruptores.

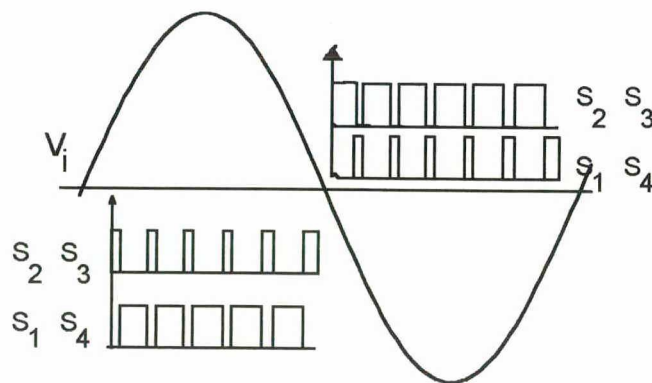


Fig. 2.13 – Comando complementar – modulação a dois níveis.

- Modulação a três níveis: os interruptores são comandados aos pares, podendo ou não ser de forma complementar. Caso for gerado comandos complementares, S_3 e S_4 recebem ordem de comando igual a D , enquanto S_1 e S_2 recebem ordem complementar. Este modulação será estudada no tópico 2.4.

2.3.2 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

As etapas de operação diferem um pouco das estudadas nos itens anteriores, pois para este conversor utilizando modulação a dois níveis, a etapa de armazenamento de energia envolve a carga, conforme ilustrado nas Fig. 2.14 (a), (b), (c) e (d). Observe que a tensão V_{ab} , definida na Fig. 2.12, apresenta apenas dois níveis, isto é, $+V_o$ ou $-V_o$. Este é o motivo pelo qual esta forma de comandar os interruptores é chamada de modulação a dois níveis.

Verifica-se então que no modo retificação, o "Boost" positivo é formado por S_2 , S_3 , D_1 e D_4 . Enquanto o "Boost" negativo é composto por S_1 , S_4 , D_2 e D_3 . Na regeneração de energia ocorre uma mudança de lógica. Isto é, S_1 , S_4 , D_2 e D_3 operam durante o semi-ciclo positivo e S_2 , S_3 , D_1 , D_4 operam no semi-ciclo negativo.

Sabe-se que o erro do compensador de tensão é proporcional à tensão de saída. Quando a tensão V_o está abaixo do valor de referência, este erro aumenta fazendo aumentar a amplitude da tensão de referência e, por conseqüência, a corrente de entrada aumenta. Isto faz elevar a tensão de saída, diminuindo o erro. No caso de um aumento de V_o acima do valor de referência (supondo a situação de frenagem de uma máquina), este erro diminui e se torna negativo. Durante este processo, a corrente de entrada diminui de forma proporcional à queda do valor do erro. Quando o erro torna-se negativo, a tensão de referência torna-se defasada de 180° da tensão de entrada e, desta forma, a corrente de entrada passa a ser sinusoidal, mas defasada de 180° da tensão, implicando no fenômeno da regeneração de energia. Durante este processo a carga passa a fornecer energia para a rede, então a tendência é de V_o diminuir voltando para a situação nominal.

O processo de regeneração descrito é chamado de regeneração natural da energia, pelo fato de não necessitar de nenhum sinal lógico indicando o início da regeneração. A regeneração natural ocorre sem transitórios na mudança do modo de operação perigosos aos semicondutores. Contudo exige sinais de comando complementares, exige que o sinal de referência e amostragem sejam sinais sinusoidais sem retificação e que os compensadores de tensão e de corrente operem com sinais positivos e negativos, dificultando o uso do UC3854.

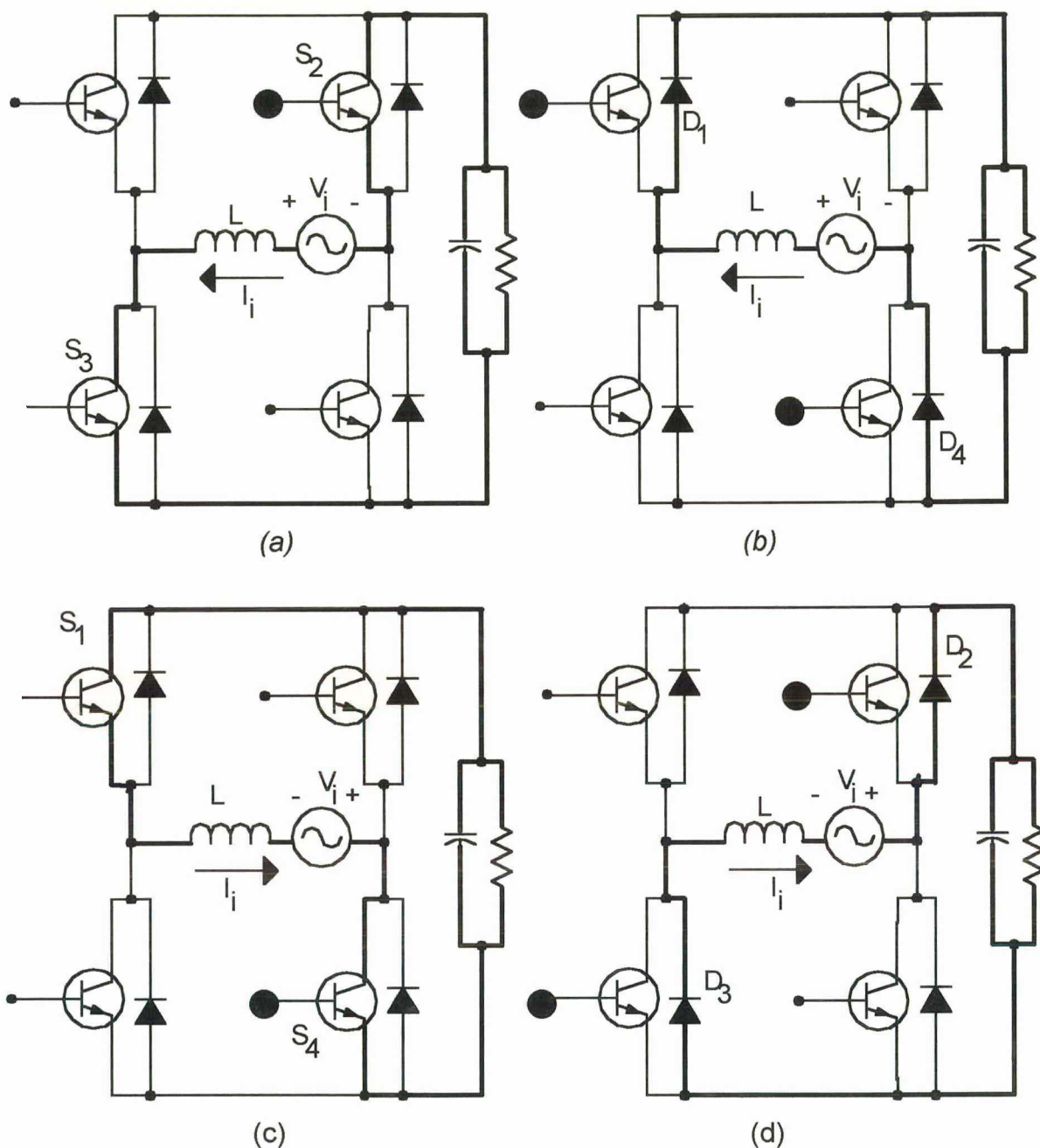


Fig. 2.14 – (a) Etapa de armazenamento de energia ($V_i > 0$); (b) etapa de transferência de energia ($V_i > 0$); (c) etapa de armazenamento de energia ($V_i < 0$); (d) etapa de transferência de energia ($V_i < 0$).

2.3.3 - EQUACIONAMENTO

Característica de saída

Seja a tensão V_{ab} definida conforme a Fig. 2.12. A Fig. 2.15 ilustra o comportamento da tensão V_{ab} para um período de comutação.

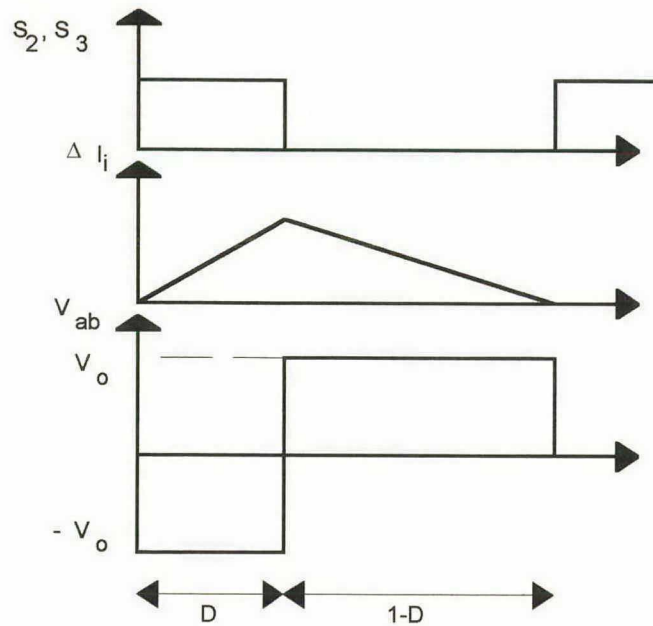


Fig. 2.15 – Comportamento de V_{ab} para um período de comutação ($V_i > 0$).

O valor médio de V_{ab} para cada período é dado por:

$$V_{ab_{md}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{DT_s} -V_o dt + \int_{DT_s}^{(1-D)T_s} V_o dt \right) \quad (2.11)$$

$$V_{ab_{md}} = -V_o \cdot D + V_o \cdot (1 - D) \quad (2.12)$$

$$V_{ab_{md}} = V_o \cdot (1 - 2 \cdot D) \quad (2.13)$$

Observe que a tensão $V_{ab_{md}}$ tem um comportamento senoidal na frequência da rede. Isto implica que a tensão $V_{ab_{md}}$ possui a componente fundamental na frequência da rede. Desta forma:

$$V_{ab_1} = V_{ab_p} \cdot \text{sen } \omega t = V_{ip} \cdot \text{sen } \omega t \quad (2.14)$$

Substituindo (2.14) em (2.13), obtém-se:

$$V_{ip} \cdot \text{sen } \omega t = V_o \cdot (1 - 2 \cdot D) \quad (2.15)$$

Como: $V_i = V_{ip} \cdot \text{sen } \omega t$, obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - 2 \cdot D} \quad (2.16)$$

A expressão (2.16) pode ser rearranjada, resultando em (2.17). Esta equação representa a variação da razão cíclica em função da tensão de entrada instantânea e está representada graficamente na Fig. 2.16.

$$d(wt) = \frac{1}{2} - \frac{V_{ip} \cdot \text{sen } wt}{2 \cdot V_o} \quad (2.17)$$

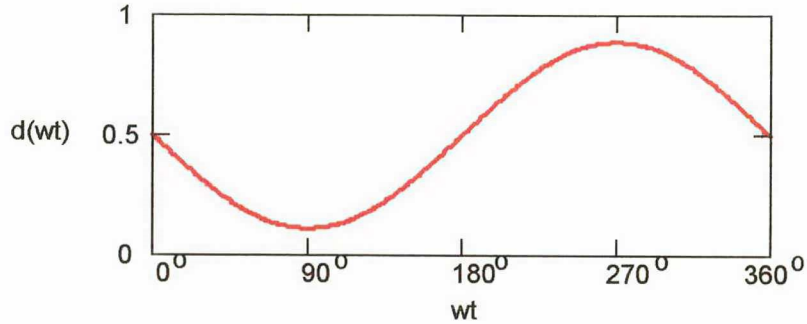


Fig. 2.16 – Variação da razão cíclica – $d(wt)$.

Observa-se pela Fig. 2.16 que a razão cíclica dos interruptores S_2 e S_3 varia de 0,2 a 0,5 no intervalo positivo do ciclo da rede e de 0,5 a 0,9 no intervalo negativo. No cruzamento por zero a razão cíclica vale 0,5 e neste ponto de operação os 4 interruptores possuem o mesmo tempo de condução. Após cruzar o zero, no semi-ciclo negativo, a razão cíclica tende a aumentar para manter a tensão de saída fixa, visto que a tensão de entrada está diminuindo, contudo os interruptores S_2 e S_3 não estão polarizados, portanto não irão conduzir. Isto significa que a maior razão cíclica efetiva neste caso é 0,5, ou seja: $D = 2 \cdot D_{\text{efetivo}}$, explicando o fator 2 da expressão (2.16).

Indutor “Boost”

Seja o circuito equivalente mostrado na Fig.2.14 (a), resultante de S_2 e S_3 em condução. Pode-se descrever esta etapa de operação pela expressão (2.18). Desta forma:

$$V_o + V_{ip} \cdot \text{sen } wt = L \frac{di}{dt} \quad (2.18)$$

Analisando um período de comutação, obtém-se:

$$V_0 + V_{ip} \cdot \text{sen} wt = L \frac{\Delta i_j}{\Delta t} \quad (2.19)$$

Onde:

$$\Delta t = D \cdot T_s \quad (2.20)$$

Substituindo (2.16) e (2.20) em (2.19), obtém-se (2.21):

$$\Delta i_j \cdot L = (V_0 + V_{ip} \cdot \text{sen} wt) \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{ip} \cdot \text{sen} wt}{V_0} \right) \cdot T_s \quad (2.21)$$

Realizando operações matemáticas elementares, chega-se na expressão da ondulação da corrente parametrizada (2.22).

$$\Delta i_{ipar} = \frac{\Delta i_j \cdot L}{T_s \cdot V_0} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_{ip}^2 \cdot \text{sen}^2 wt}{V_0^2} \right) \quad (2.22)$$

Na Fig. 2.17 é apresentada a curva da expressão (2.22) para os valores de $V_{ip} = 311V$ e $V_0 = 400V$.

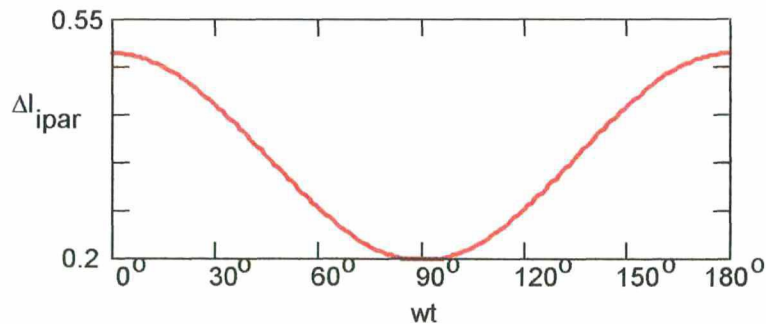


Fig. 2.17 – Ondulação da corrente parametrizada.

Verifica-se que a maior ondulação parametrizada ocorre para $wt = 0^\circ, 180^\circ$ e 360° e vale 0,5, portanto o indutor pode ser projetado pela expressão (2.23).

$$L = \frac{0,5 \cdot V_0}{\Delta i_{imax} \cdot f_s} \quad (2.23)$$

Capacitor de saída

O capacitor é calculado em função da máxima ondulação da tensão de saída. Portanto pode ser utilizada a expressão (2.7).

Compensador de Corrente

O compensador de corrente adotado é o mesmo sugerido pela Unitrode. Então, tudo o que foi mencionado no item 2.2.3, a respeito da determinação do compensador de corrente, é válido para este retificador.

2.3.4 - PROJETO E SIMULAÇÃO

Os parâmetros deste retificador já foram definidos no item 2.1.

Indutor

Inicialmente determina-se a corrente eficaz e de pico, conforme as equações abaixo:

$$I_{ief} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{ief}} = \frac{1000}{0,95 \cdot 220} = 4,8A$$

$$I_{ip} = \sqrt{2} \cdot I_{ief} = \sqrt{2} \cdot 4,8 = 6,8A$$

O valor do indutor é projetado a partir dos valores nominais. Será adotada uma ondulação máxima igual a 20% da corrente de pico máxima. Então:

$$\Delta I_{imax} = 0,20 \cdot I_{ip} = 1,4A$$

Portanto:

$$L = \frac{0,5 \cdot V_o}{\Delta I_{imax} \cdot f_s} = \frac{0,5 \cdot 400}{1,4 \cdot 20 \cdot 10^3} = 7,14mH$$

Capacitor de saída

O capacitor já foi calculado para o retificador com ponte mista e vale:
 $C_o = 450 \mu\text{F}$.

Compensador de Corrente

Na simulação será utilizado um sinal triangular com 5,0V de pico no comparador PWM e será adotado $R_{SH} = 0,235$. Então:

$$G(s) = \frac{V_o \cdot R_{SH}}{V_s \cdot s \cdot L} = \frac{400 \cdot 0,235}{5,0 \cdot s \cdot 7,14 \cdot 10^{-3}} = \frac{2633}{s}$$

Adotando os mesmos valores calculados para o retificador do item 2.2, é obtida uma frequência de cruzamento para a função de transferência de laço aberto de 2kHz e uma margem de fase igual a 40° . Portanto:

$$R_i = 15\text{k}\Omega$$

$$R_z = 69\text{k}\Omega$$

$$C_z = 2,2\text{nF}$$

$$C_p = 160\text{pF}$$

A simulação foi realizada utilizando o programa "PSPICE" para comprovar o princípio de funcionamento da estrutura. Os resultados da simulação no modo retificador são apresentados na Fig. 2.18 e nas Fig. 2.19 (a) e (b).

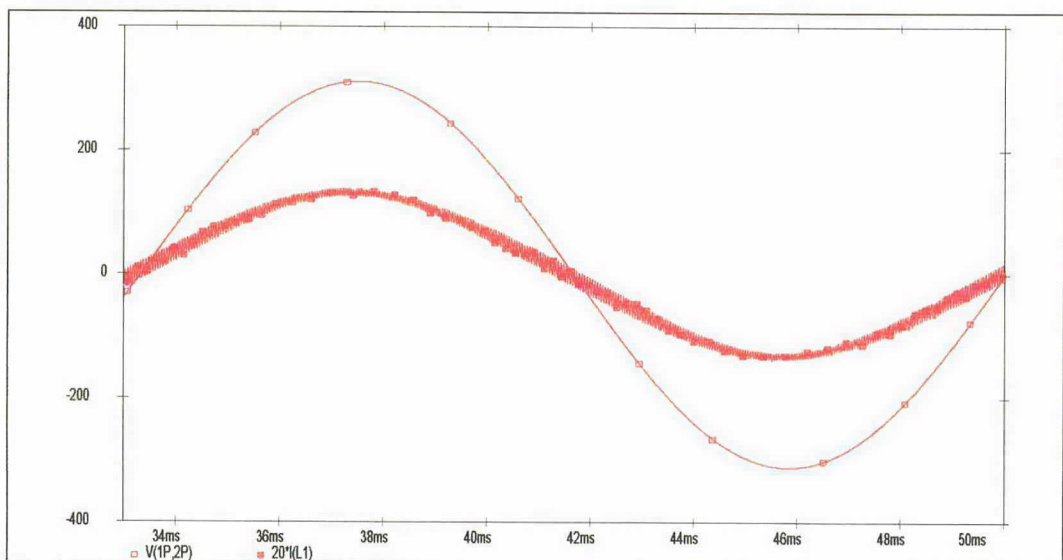
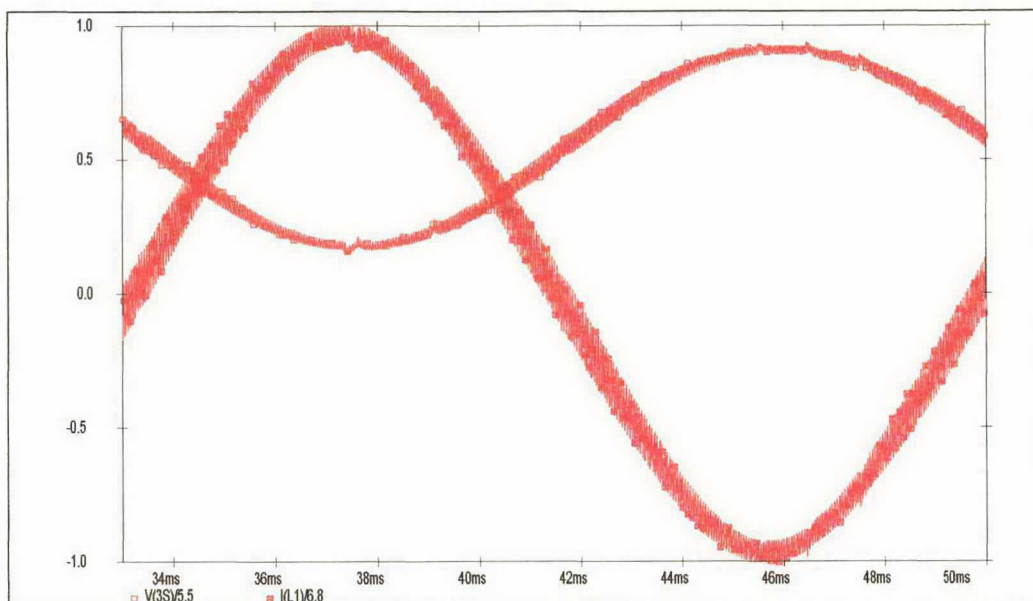
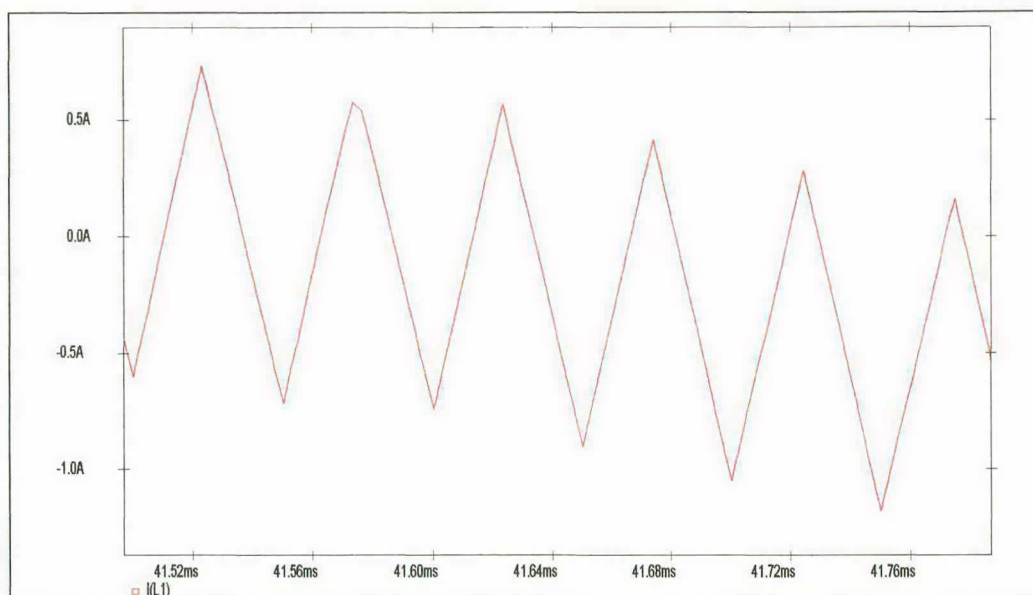


Fig. 2.18 – Tensão e corrente de entrada.



(a)

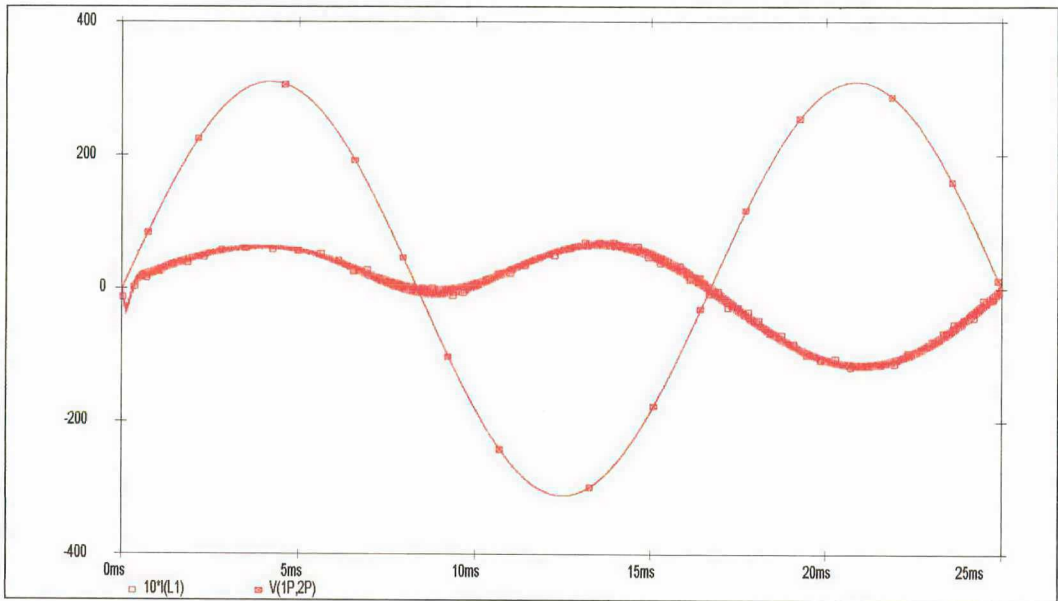


(b)

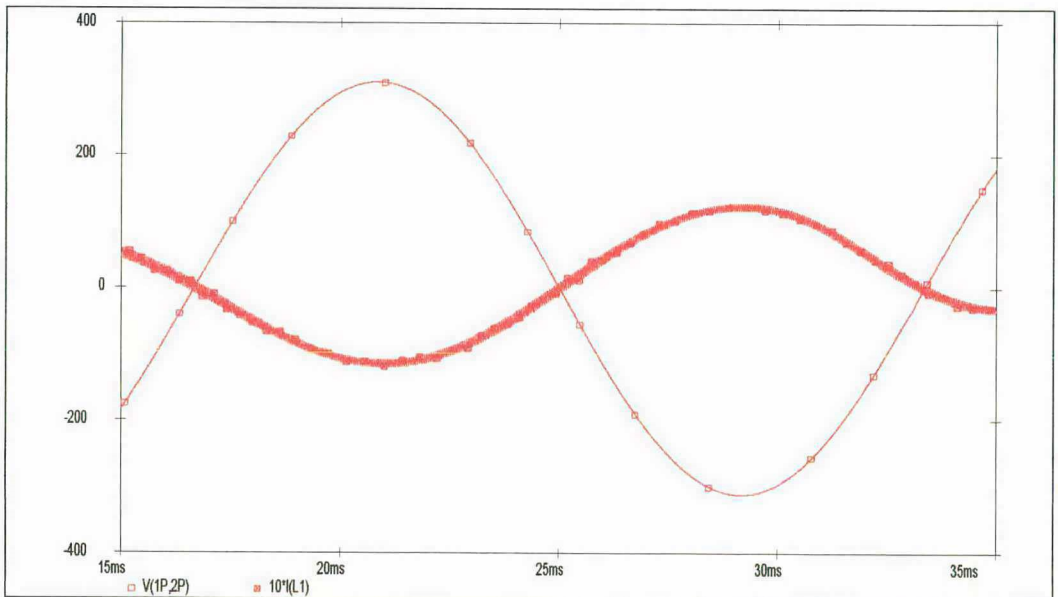
Fig. 2.19 – (a) Comportamento da razão cíclica $d(wt)$ e corrente de entrada parametrizada e (b) ondulação da corrente de entrada.

Verifica-se na Fig.2.18 que este retificador não apresenta a distorção de “cúspide”. Isto porque a menor tensão sobre o indutor nas etapas de armazenamento de energia é igual a V_o , conforme ilustrado nas Fig. 2.14 (a) e (c).

As Fig. 2.20 (a) e (b) ilustram o funcionamento do retificador no modo regeneração em regime permanente e no transitório da passagem do modo retificação para o modo regeneração. Na saída do retificador foi colocada uma fonte de tensão de 400V e, após 5ms, esta tensão subiu na forma de uma rampa para 500V, caracterizando o fenômeno da frenagem de uma máquina.



(a)



(b)

Fig. 2.20 – (a) Transitório da passagem do modo retificação para regeneração – V_1 e I_1 ; (b) tensão e corrente em regime permanente - V_1 e I_1 .

Observa-se na Fig. 2.20 (a) que nos primeiros 5ms a rede de entrada está entregando energia para a carga. Quando a tensão de saída do compensador de tensão se torna negativa, a carga passa a fornecer energia para a rede.

2.3.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para implementar este circuito utilizando o UC3854 são necessárias algumas alterações em relação ao retificador estudado no item 2.2. Como no caso anterior, é necessário acrescentar retificadores de precisão para a geração da tensão de referência retificada e para a corrente amostrada. O esquema simplificado é apresentado na Fig. 2.21.

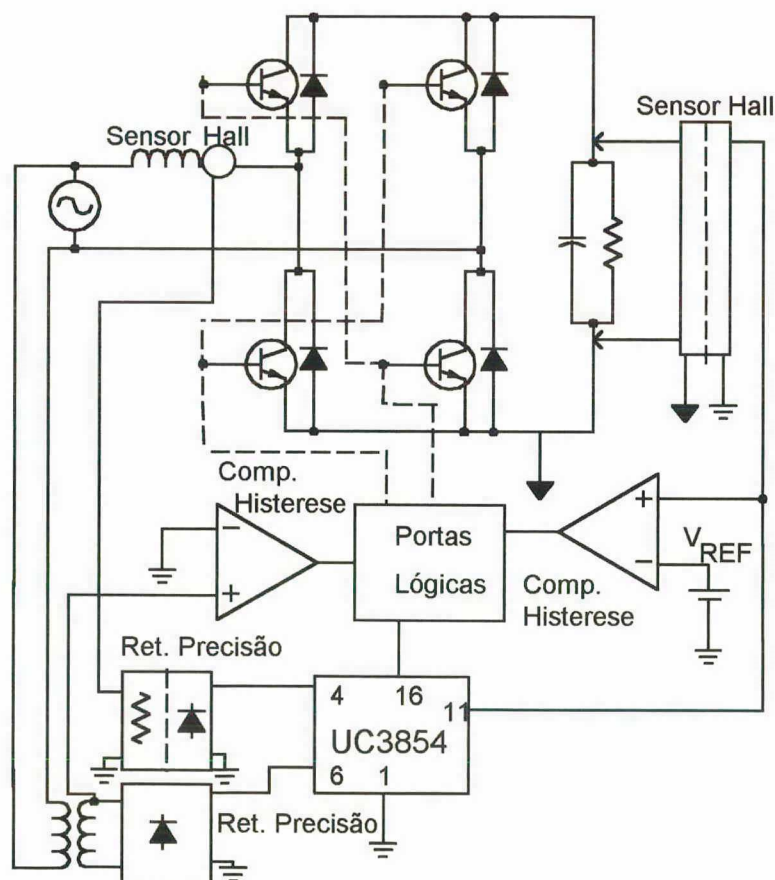


Fig. 2.21 – Esquema simplificado implementado em laboratório.

Foi utilizada uma lógica de comando diferente da complementar. Durante o semi-ciclo positivo da rede os interruptores S_1 e S_4 não recebem sinais de comando, enquanto S_2 e S_3 são comandados. Já no semi-ciclo negativo, S_2 e S_3 passam a ficar bloqueados e S_1 e S_4 recebem os sinais de comando. A diferença deste modo

de comandar em relação ao modo complementar utilizado na simulação é pequena mas existe, e será estudada com mais detalhes no capítulo 4. Nota-se que para o caso complementar, todos os interruptores recebem sinais de comando independentemente se o semi-ciclo é positivo ou negativo, sendo que conduz o interruptor que estiver polarizado. Neste caso, um sinal lógico, obtido através de um comparador com histerese, indica quais interruptores irão ser comandados e quais irão ser bloqueados.

Como o UC3854 funciona somente com sinais positivos, a tensão de saída do compensador de tensão tenderá a zero quando a tensão na saída do retificador for muito elevada (momento da frenagem de uma máquina), não havendo portanto inversão da polaridade da tensão de saída do compensador de tensão. Então é necessário utilizar um sensor indicando o início da regeneração de energia.

Na situação de regeneração, um sinal obtido através de um comparador com histerese indica quando a tensão de saída ultrapassou o limite de tensão de regeneração, atuando na lógica dos interruptores, isto é, habilitando S_1 e S_4 durante o semi-ciclo positivo e bloqueando S_2 e S_3 . Durante o semi-ciclo negativo desabilita S_1 e S_4 , e comanda S_2 e S_3 .

Foi utilizada uma carga resistiva igual a 160Ω , totalizando uma potência de saída igual a 730Watts. O indutor utilizado na montagem foi de 8,92mH. As Fig. 2.22 (a), (b); (c) e (d) ilustram o comportamento da estrutura em regime permanente. Salienta-se que o funcionamento no modo inversor (regeneração de energia) foi obtido com a comutação de uma fonte de tensão cc variável de 0 a 600V.

Na Fig. 2.22 (a) verifica-se que a corrente está adiantada da tensão devido o filtro LC utilizado na entrada do retificador para reduzir a ondulação da corrente provocada pela comutação dos interruptores, neste caso observa-se a predominância do capacitor.

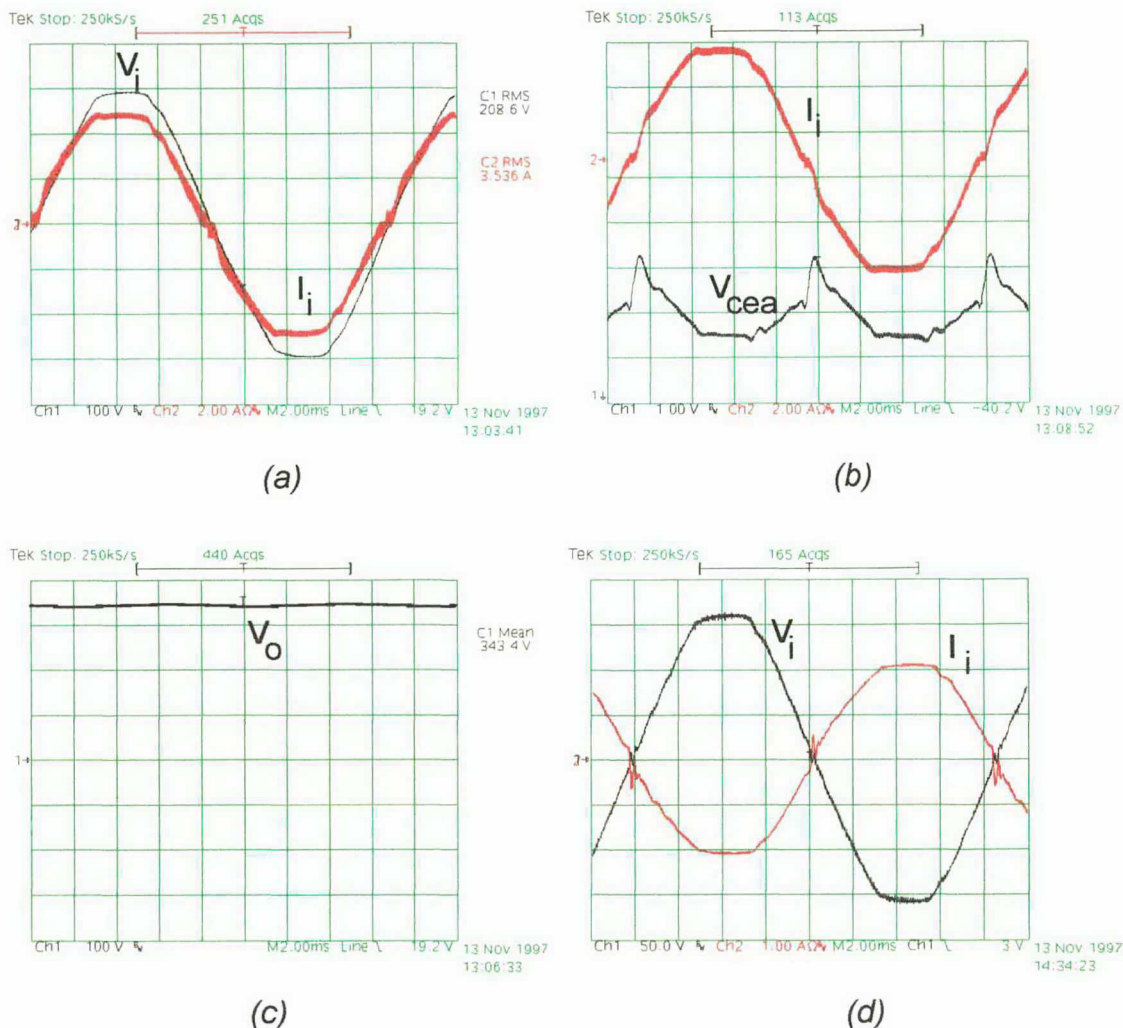
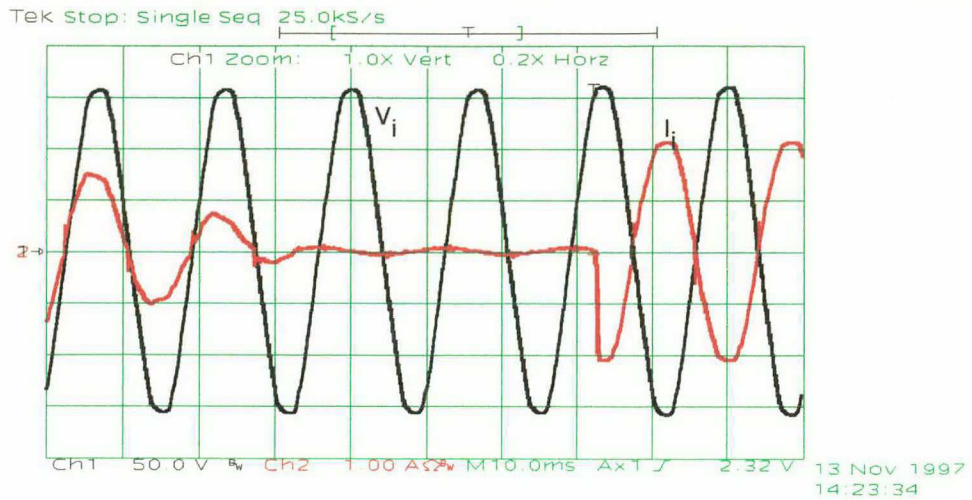
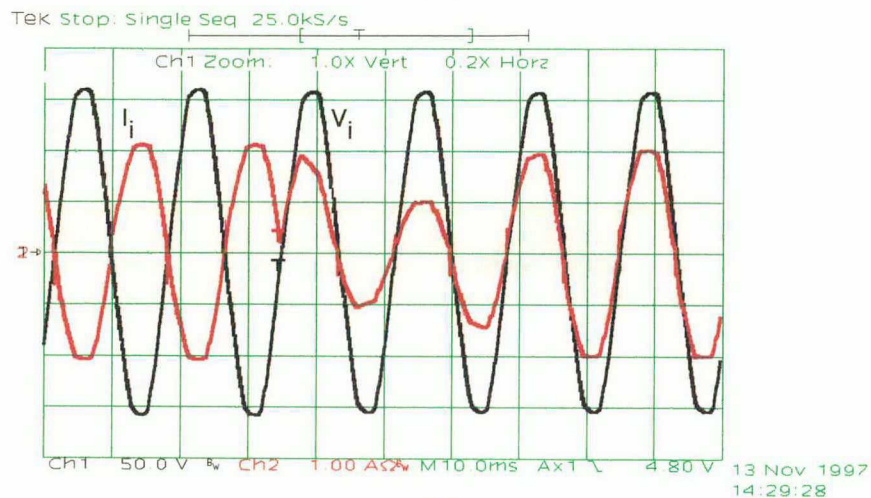


Fig. 2.22 – (a) Tensão e corrente de entrada no modo retificação; (b) corrente de entrada e tensão de saída do compensador de corrente no modo retificação; (c) tensão de saída do retificador; (d) tensão e corrente de entrada no modo regeneração.

Nas Fig. 2.23 (a) e (b) observa-se o comportamento desta estrutura no transitório. Na transição do modo retificador para o modo inversor ocorre uma redução da amplitude da corrente gradativamente e em seguida a inversão da fase da corrente (regeneração de energia). A transição do modo inversor para o modo retificador também ocorre suavemente sem picos de corrente.



(a)



(b)

Fig. 2.23 – (a) Tensão e corrente no transitório da passagem do modo retificação para regeneração; (b) tensão e corrente no transitório do modo regeneração para o modo retificação.

2.3.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Verificou-se que o circuito integrado UC3854 não é bem adaptado para esta topologia, devido a necessidade de se usar muitos componentes externos e trabalhar com portas lógicas. Contudo, se for implementado o circuito utilizado na simulação com componentes discretos, além do elevado número de componentes, verifica-se variações de parâmetros com a temperatura e certa dificuldade na eliminação de ruídos. Todavia, utilizando o UC3854, apesar da quantidade de componentes, este circuito se mostrou bastante imune a ruídos e às variações de parâmetros com a temperatura.

2.4 - RETIFICADOR MONOFÁSICO EM CORRENTE COM PONTE COMPLETA – TRÊS NÍVEIS

2.4.1 - TOPOLOGIA E ETAPAS DE OPERAÇÃO

A estrutura de potência deste retificador é a mesma apresentada na Fig. 2.12. A diferença entre estes dois retificadores está no tipo de modulação.

A modulação a três níveis resulta quando S_3 e S_4 recebem ordem de comando simultaneamente, enquanto S_1 e S_2 recebem a ordem complementar. A tensão V_{ab} resultante apresentará três níveis. Será positiva ou zero no semi-ciclo positivo e será negativa ou zero no semi-ciclo negativo.

As etapas de operação são apresentadas nas Fig. 2.24 (a), (b), (c) e (d). Verifica-se que os interruptores S_2 e S_4 apesar de comandados, não entram em condução no modo retificação. Observa-se que os circuitos equivalentes são bastantes semelhantes aos do retificador estudado no item 2.2. Portanto todo equacionamento apresentado, é válido para este retificador.

Este tipo de modulação não apresenta a possibilidade de realizar a regeneração da energia. Contudo, pode-se utilizar um sensor na saída do retificador que indique o início do processo de regeneração e então, através de circuitos lógicos, alterar a modulação para dois níveis, permitindo desta forma a regeneração da energia.

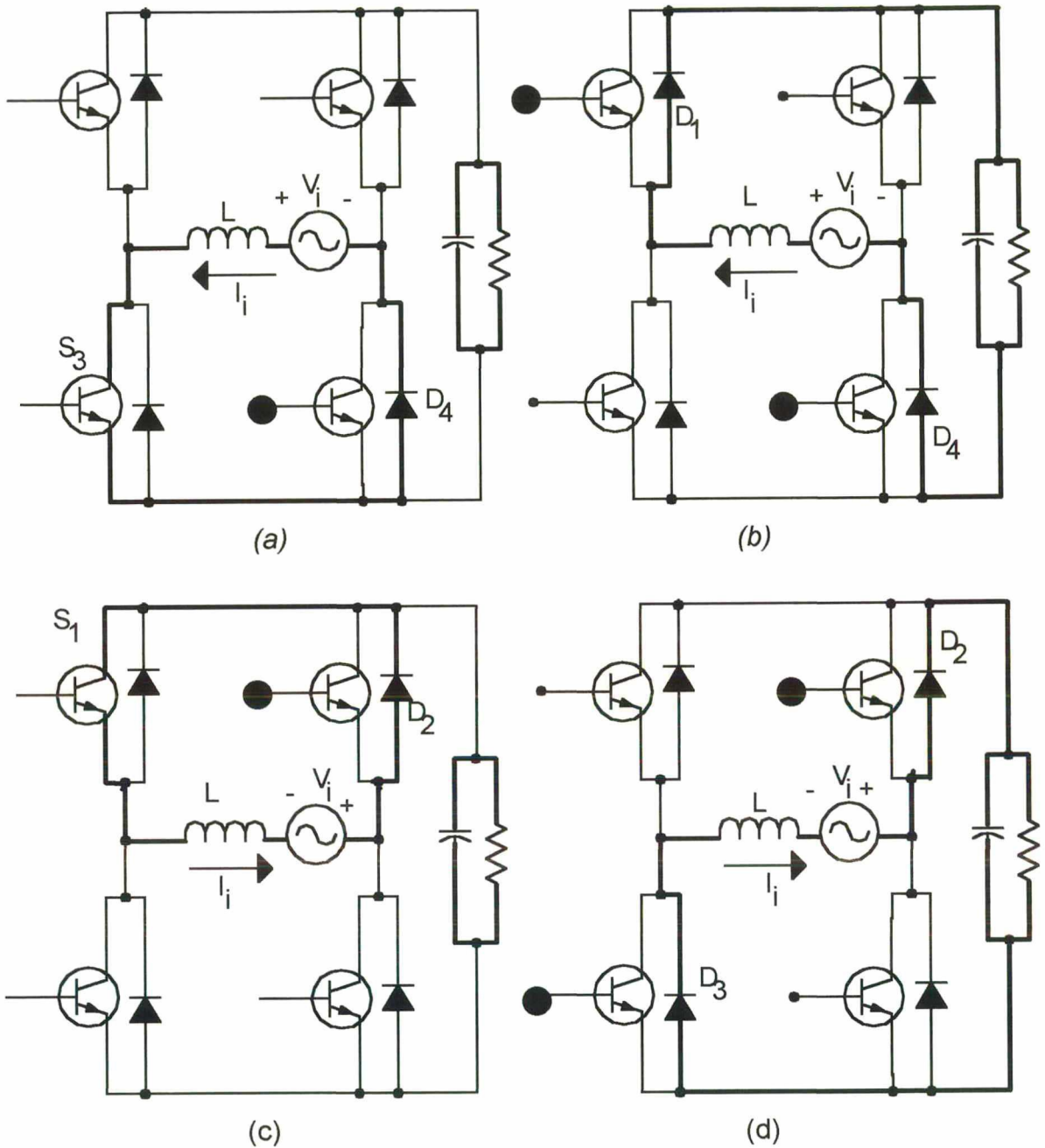


Fig. 2.24 – (a) Etapa de armazenamento de energia ($V_i > 0$); (b) etapa de transferência de energia ($V_i > 0$); (c) etapa de armazenamento de energia ($V_i < 0$); (d) etapa de transferência de energia ($V_i < 0$).

Pode-se obter uma modulação à três níveis mais adequada mantendo S_4 ativado em todo semi-ciclo positivo e S_2 em todo o semi-ciclo negativo. Os comandos de saída do UC3854 são enviados para o interruptor S_1 enquanto S_3 recebe o sinal complementar. Desta forma, é obtido uma modulação de implementação prática mais simples e com a possibilidade de regeneração de energia [39].

2.4.2 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Como o equacionamento deste retificador é o mesmo estudado no item 2.2, o indutor para a modulação a três níveis é um pouco menor que o indutor calculado para a modulação a dois níveis. Como o retificador monofásico já foi exaustivamente estudado e simulado para as topologias apresentadas anteriormente, optou-se em suprimir estes resultados para este tipo de modulação.

2.5 - RETIFICADOR TRIFÁSICO A DIODOS COM ESTÁGIO “BOOST”

2.5.1 - TOPOLOGIA

A Fig. 2.25 (a) apresenta o retificador com o indutor “Boost” colocado na saída da ponte de diodos (topologia 1). Alterando a posição do indutor “Boost” para a entrada do retificador, obtém-se a topologia 2, apresentada na Fig. 2.25 (b).

Para cada topologia é possível operar de duas maneiras, com condução contínua ou descontínua de corrente sobre o indutor “Boost” [20]. Será analisada a topologia 1 operando em condução contínua.

As etapas de operação são semelhantes ao retificador monofásico apresentado no capítulo 1, visto que a diferença entre as estruturas está no estágio de entrada.

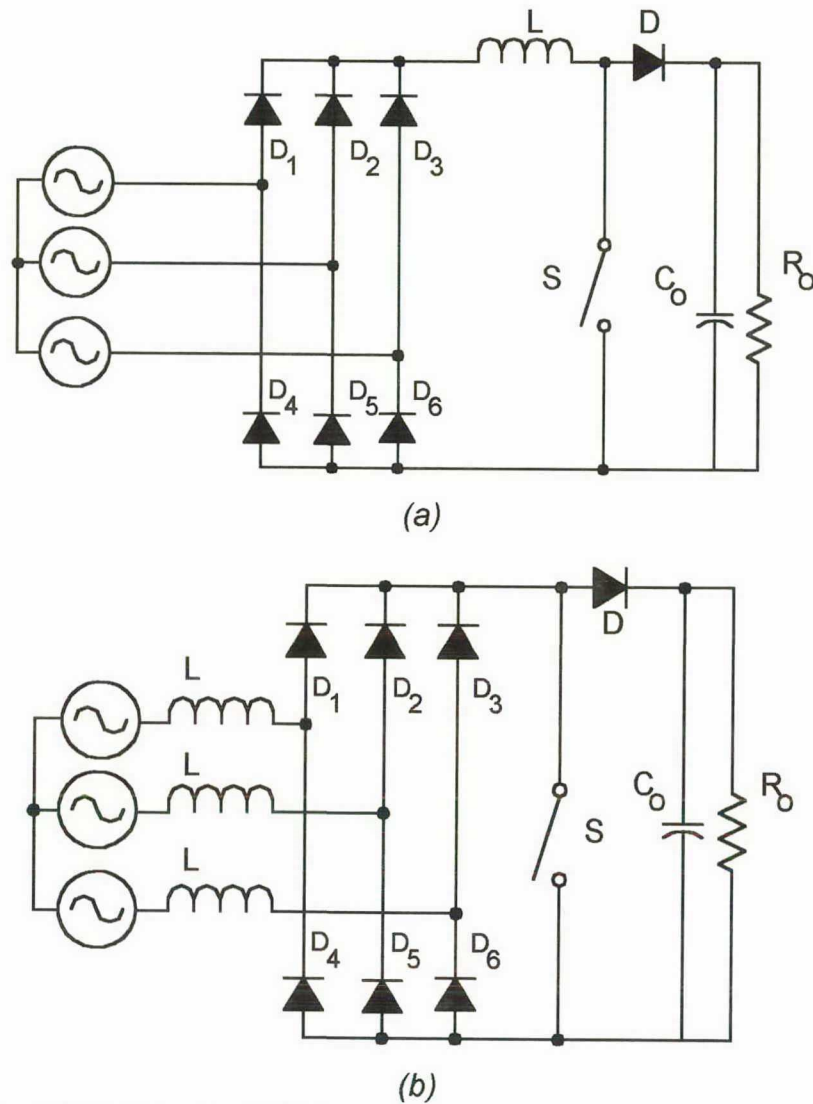


Fig. 2.25 – (a) Retificador trifásico com conversor “Boost” (Indutor na saída);
 (b) retificador trifásico com conversor “Boost” (Indutor na entrada).

2.5.2 - SIMULAÇÃO

Os parâmetros do conversor já foram definidos no item 2.1. Foram utilizados os mesmo valores de L e C_o calculados no item 2.2.

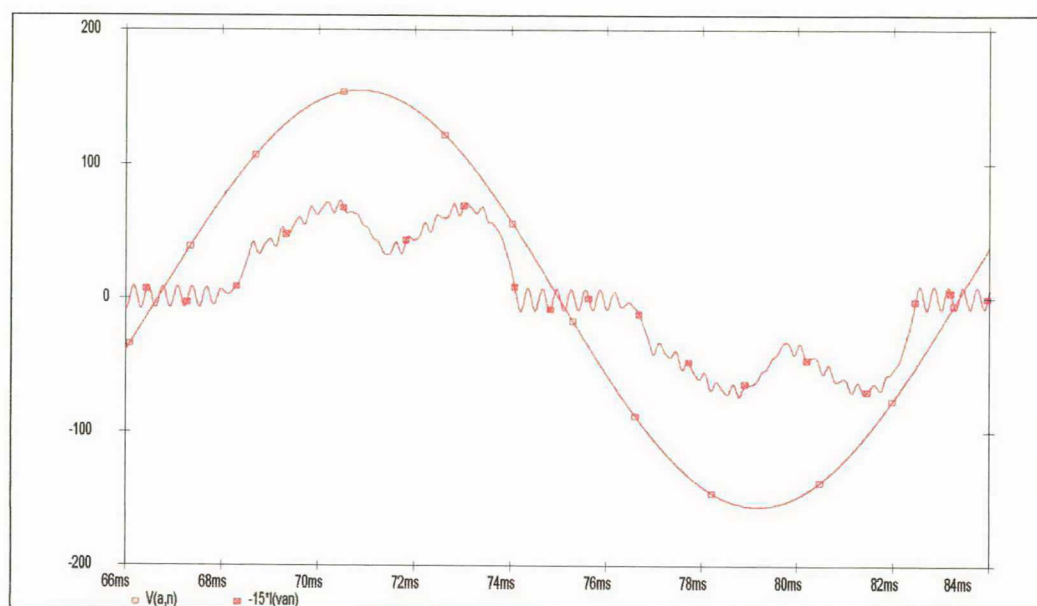
$$L = 3,56\text{mH}$$

$$C_o = 450\mu\text{F}$$

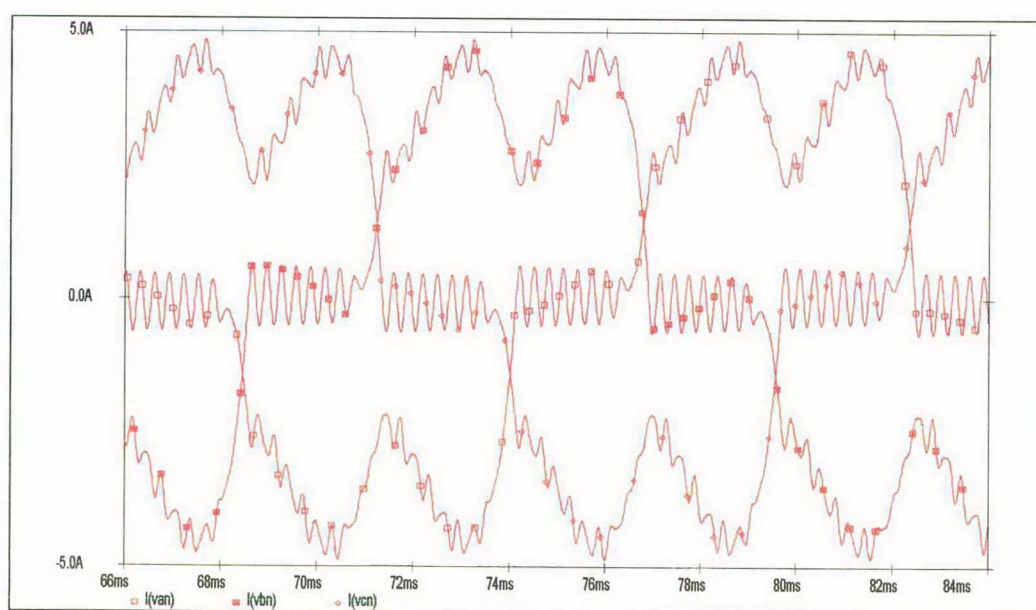
$$V_{ip} = 155.5\text{V}$$

A forma de onda da tensão e da corrente da fase 1 estão representadas na Fig. 2.26 (a). As três correntes de entrada do retificador são apresentadas na Fig.

2.26 (b). Observa-se correntes de entrada com bastante distorção, diferente das que foram obtidas com os retificadores monofásicos.



(a)



(b)

Fig. 2.26 – (a) Tensão e corrente da fase 1; (b) corrente nas fases 1, 2 e 3.

A análise harmônica realizada com o programa “PSPICE” obteve 32,51% de taxa de distorção harmônica para a corrente. O fator de deslocamento ($\cos\phi$) obtido foi de 0,9977, resultando em um fator de potência de 0,95.

2.5.3 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

O UC3854 é adaptado para esta estrutura, contudo o conversor apresenta uma corrente de entrada bastante distorcida e não possibilita a regeneração de energia.

Para melhorar os resultados e obter uma corrente de entrada com menor taxa de distorção harmônica, pode-se utilizar um conversor "Boost" para cada fase, conforme a Fig. 2.27. Esta estrutura foi apresentada por [21] no modo de condução descontínua e recentemente foi apresentada por [22] operando em condução contínua.

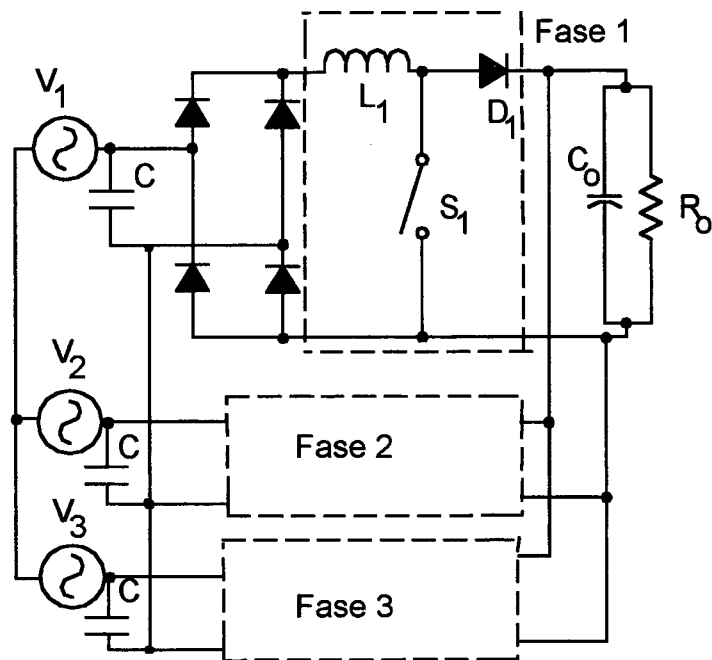


Fig. 2.27 – Retificador trifásico com 3 conversores "Boost".

Neste caso deve-se utilizar três UC3854, um para cada fase, sendo desnecessário o uso de retificadores auxiliares. Contudo, ainda não se tem a característica de regeneração de energia.

2.6 - CONCLUSÃO

Nos estudos dos retificadores monofásicos, contatou-se a dificuldade de empregar o UC3854. A topologia do retificador apresentada no capítulo 1 é bem adaptada ao uso deste componente. Entretanto, para os retificadores analisados neste capítulo, foi observado que existe a necessidade de adicionar circuitos auxiliares. Quando é desejada a regeneração de energia, existe um aumento no número de componentes externos necessários. Contudo, quando comparado ao circuito de controle implementado com componentes discretos, o retificador baseado no circuito integrado UC3854 apresenta menor número de componentes, menor variação dos parâmetros com a temperatura e menos pontos (potenciômetros) de ajustes.

Os retificadores trifásicos apresentados são bem adaptados para o uso do UC3854, contudo não apresentam corrente de entrada sinusoidal e não possuem a capacidade de regenerar energia.

CAPÍTULO 3

RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO REGENERATIVO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO DOIS BRAÇOS

3.1 - INTRODUÇÃO

Recentemente foi estudada no INEP uma topologia semelhante à ponte de Graetz, mas com interruptores comandados e bidirecionais em corrente [9]. Esta estrutura é capaz de regenerar a energia do barramento cc e impor uma corrente de entrada sinusoidal e em fase com a tensão de entrada, garantindo elevado fator de potência.

Para altas potências esta topologia apresenta um baixo fator custo/benefício, contudo à medida que se deseja trabalhar com menores potências (abaixo de 10kW), o custo torna-se muito elevado. Isto devido à necessidade de se agregar circuitos eletrônicos encarregados de realizar as funções de regenerar e elevar o fator de potência. Para o caso de alta potência, o preço destes novos componentes representam muito pouco em relação ao custo total dos interruptores. Contudo, para baixas potências tem-se interruptores de baixo custo e qualquer circuito eletrônico agregado ao conversor altera o preço total proporcionalmente.

A solução que se propôs estudar, utiliza uma estrutura de retificador que apresenta as mesmas características funcionais da estudada em [9], mas que seja de menor custo. Foi utilizado então, um retificador trifásico em corrente com dois braços ao invés de três braços.

Como em um sistema equilibrado o somatório de corrente deve ser nulo, a corrente na terceira fase (fase 3) sempre será a combinação das outras duas (fases 1 e 2). Assim, basta impor corrente sinusoidal em duas fases, devidamente em fase com suas respectivas tensões, que a terceira também será sinusoidal e em fase com a tensão.

3.2 - RETIFICADOR TRIFÁSICO COM DOIS BRAÇOS

Inicialmente deve-se salientar que os interruptores que compõem a estrutura devem ser bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão, isto é, idênticos aos interruptores utilizados na estrutura com 3 braços. A Fig. 3.1 (a) ilustra a característica estática ideal do interruptor e a Fig. 3.1 (b) apresenta um exemplo do interruptor com estas características.

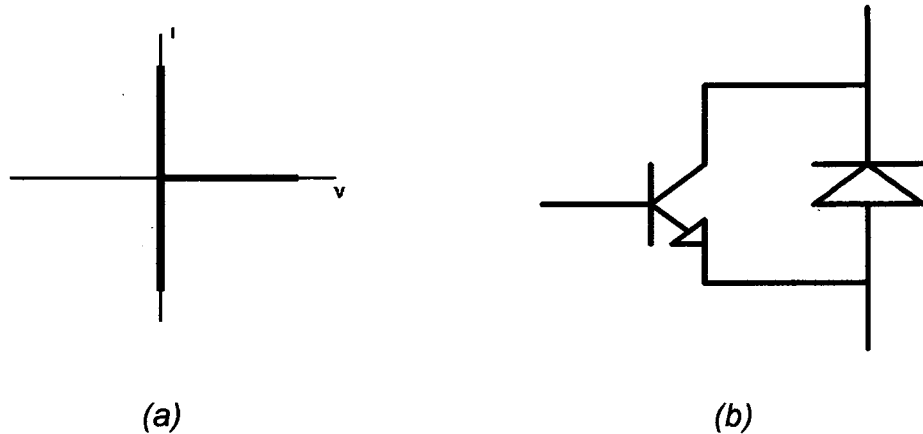


Fig. 3.1 - (a) Característica estática ideal do interruptor necessária para o retificador de corrente proposto; (b) exemplo de interruptor que possui a característica desejada – IGBT e diodo.

Observa-se nas Fig. 3.2 e 3.3 as topologias dos retificadores de corrente com 3 e 2 braços, respectivamente.

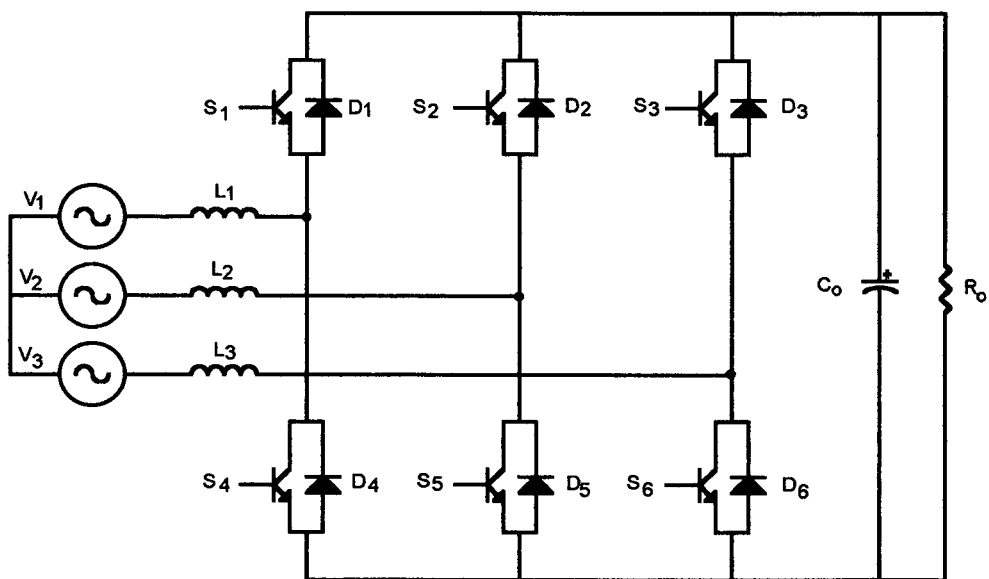


Fig. 3.2 - Circuito do retificador de corrente trifásico com três braços.

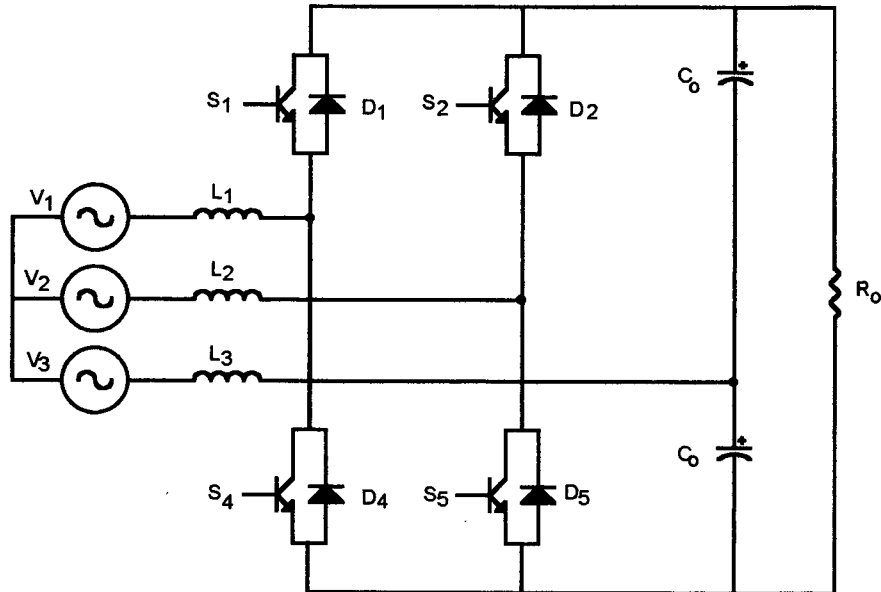


Fig. 3.3 - Circuito do retificador de corrente com dois braços.

Nota-se que existem semelhanças entre estas estruturas. A diferença está na terceira fase. A fase 3 é conectada a um ponto médio criado a partir de dois capacitores ao invés de ser ligada ao terceiro braço (entre dois interruptores). Consegue-se então, eliminar o custo de dois interruptores. A seguir são apresentados o princípio de funcionamento, equacionamento e metodologia de projeto da estrutura com dois braços.

3.2.1 - PRINCÍPIO E ETAPAS DE OPERAÇÃO

Idêntico ao retificador trifásico com três braços, este retificador apresenta dois modos distintos de operação: retificação e regeneração. Será dada ênfase no estudo do funcionamento no modo retificação, visto que a operação no modo regeneração é uma lógica de comando complementar. Além disto, pode-se obter informações detalhadas no funcionamento como inversor (modo regeneração) em [23], [24], [25] e [26].

O princípio básico de operação deste circuito é semelhante ao do conversor "Boost", isto é, possui etapas que armazenam e transferem energia.

Existem 6 intervalos de operação possíveis, caracterizados por mudanças na polaridade instantânea das fontes de entrada. Em cada intervalo tem-se dois

interruptores controlados e dois diodos aptos a conduzir. Cada par diodo/interruptor formam um circuito “Boost”, que conduzem de modo complementar, da mesma maneira que no conversor “Boost” convencional. Como há mudanças na polaridade das fases, existem dois “Boost” operando no ciclo positivo, formados um por S_4 e D_1 e o outro por S_5 e D_2 , e dois “Boost” operando no ciclo negativo, compostos um por S_1 e D_4 e outro por S_2 e D_5 , conforme representados pelas Fig. 3.4 (a), (b), (c), (d), (e) e (f).

Como existem 4 interruptores e o comando para os interruptores controlados do mesmo braço são complementares, é possível obter até 4 circuitos equivalentes para cada intervalo de operação.

Da mesma forma que um conversor “Boost” convencional, a duração do comando é inversamente proporcional à tensão de entrada, para uma dada tensão de saída fixa. Assim, como a tensão de entrada varia de um valor mínimo ($-V_p$) a um valor máximo ($+V_p$), a duração dos pulsos aplicados aos interruptores irá variar de um valor máximo a um valor mínimo (tomando S_4 e S_5 como referência).

Nas Fig. 3.5 (a), (b), (c) e (d) são apresentados todos os circuitos equivalentes para o intervalo de 0° a 60° .

Como já foi mencionado, a duração do pulso de comando é função do valor instantâneo da tensão de entrada. Será mostrado adiante (item 3.2.2) que o valor máximo da razão cíclica efetiva é 0,5. Isto significa que quando a tensão de entrada for positiva, a duração do pulso de comando será no máximo igual à metade do período de comutação. Na Fig. 3.05 (e) é apresentado um exemplo dos pulsos de comando, para um ângulo qualquer da tensão da fase 1 entre 0° e 60° . O valor de t_{c4} é no máximo igual à metade do período de comutação, visto que a tensão da fase 1 é positiva; e t_{c5} é no mínimo igual à metade do período de comutação, já que a tensão da fase 2 é negativa neste intervalo.

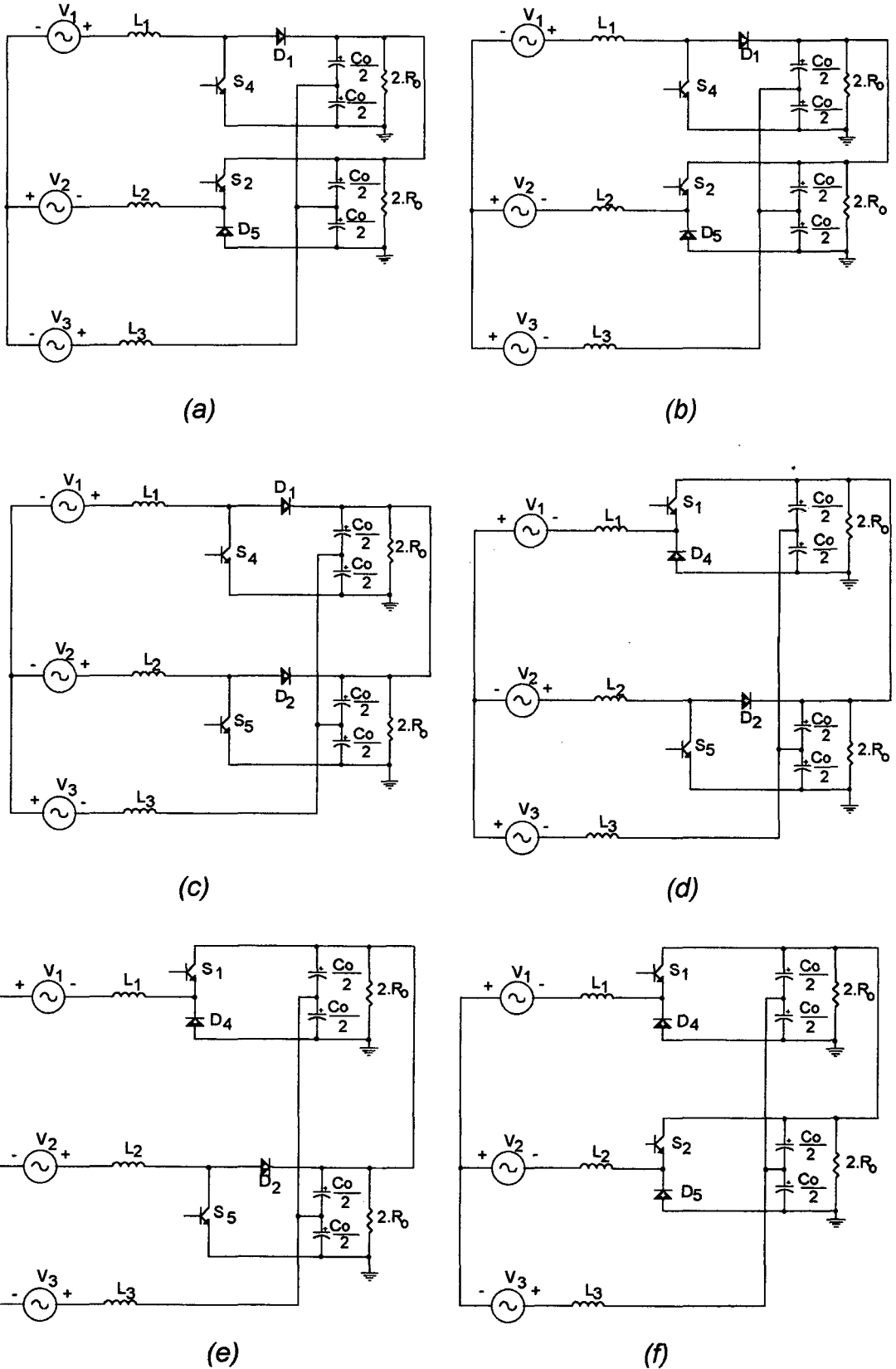


Fig. 3.4 – Circuitos simplificados ilustrando os interruptores habilitados durante os intervalos de operação: (a) intervalo de 0° a 60° ; (b) intervalo de 60° a 120° ; (c) intervalo de 120° a 180° ; (d) intervalo de 180° a 240° ; (e) intervalo de 240° a 300° ; (f) intervalo de 300° a 360° .

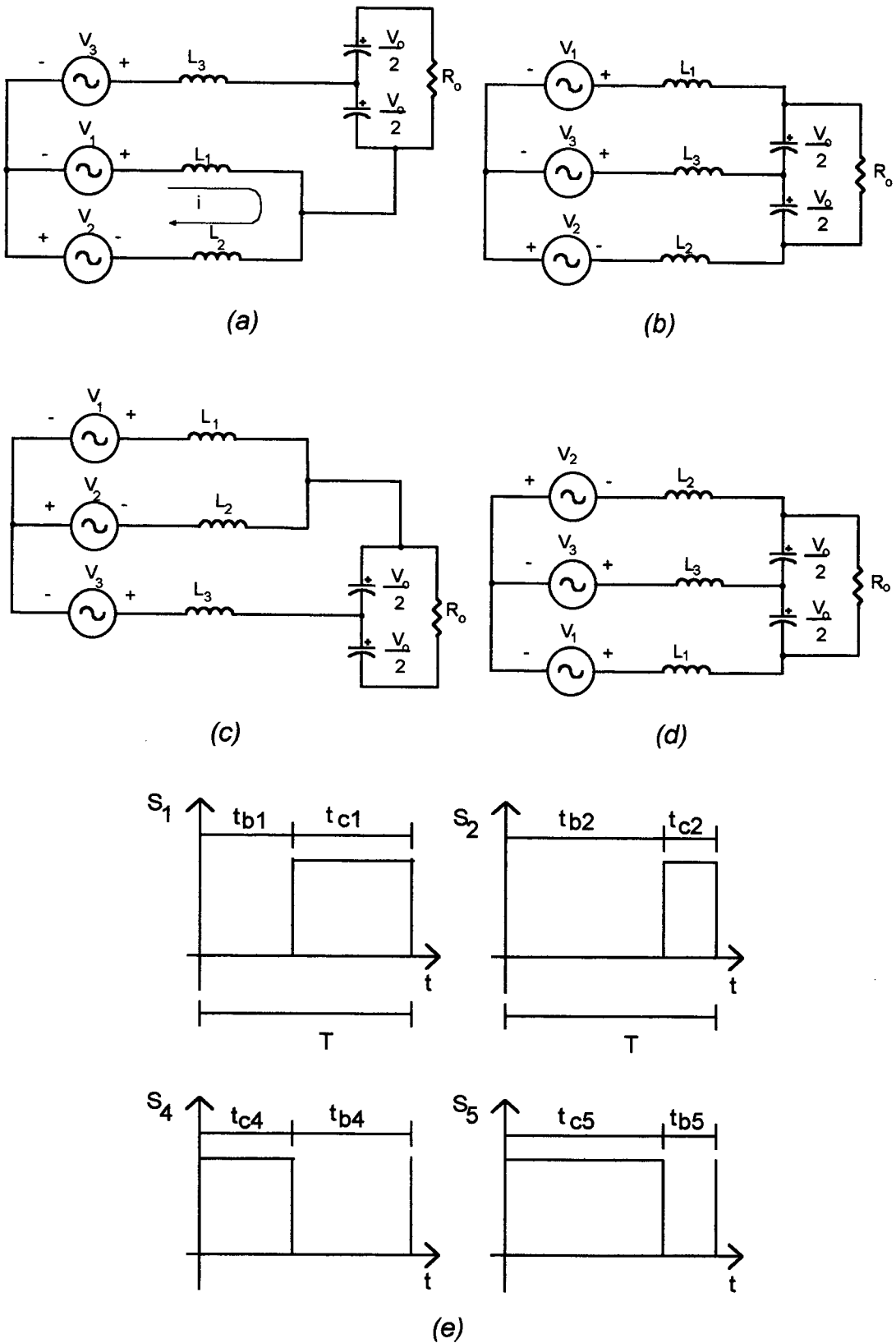


Fig. 3.5 – Etapas de operação: (a) circuito equivalente resultado de S4 e D5 em condução; (b) circuito equivalente resultado de D1 e D5 em condução; (c) circuito equivalente resultado de S2 e D1 em condução; (d) circuito equivalente resultado de S2 e S4 em condução; (e) exemplo de comandos dos interruptores.

Analisando os pulsos de comando, verifica-se que entre o intervalo de tempo de 0 a t_{c4} , os semicondutores em condução são S_4 e D_5 , e o circuito resultante é apresentado na Fig. 3.5 (a). Para o intervalo entre t_{c4} e t_{c5} , o interruptor S_4 deixa de ser comandado e bloqueia, colocando D_1 em condução, enquanto S_2 continua sem o sinal de comando, então tem-se D_1 e D_5 conduzindo, cuja etapa é representada na Fig. 3.5 (b). Entre t_{c5} e T , o interruptor S_2 é acionado e passa a conduzir, juntamente com o diodo D_1 , como pode ser visto na Fig. 3.5 (c). Verifica-se então que, durante o período de 0° a 60° , não acontecerá dos interruptores S_2 e S_4 conduzirem simultaneamente (Fig. 3.5 (d)). Uma vez que o valor máximo de t_{c4} é igual a $T/2$ e o valor mínimo de t_{c5} também é igual a $T/2$, então não ocorrerá uma ordem de comando simultânea em S_2 e S_4 , neste intervalo. Nota-se que as configurações apresentadas nas Fig. 3.5 (a), (b), (c) e (d) são semelhantes para os demais intervalos de operação. Para o intervalo de 120° a 180° e para o intervalo de 300° a 360° ocorrem todos as 4 etapas de operação possíveis, mas sempre 3 etapas por período de comutação.

3.2.2 - CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA

No circuito retificador em estudo, sabe-se que a relação entre a entrada e a saída tem características semelhantes ao circuito do conversor “Boost”, já que o retificador é composto de 4 circuitos “Boost”, 2 “positivos” e 2 “negativos”.

Pode-se obter a relação entre a entrada e a saída utilizando o princípio da conservação de energia. A energia cedida pela fonte de alimentação, considerando a situação do circuito equivalente da Fig. 3.5 (a) é:

$$E_c = V_{12} \cdot i \cdot T_s \quad (3.1)$$

A energia absorvida, considerando que a saída seja uma fonte de tensão contínua de valor V_o , conforme observa-se no circuito da Fig. 3.5 (b), é dada por:

$$E_b = V_o \cdot i \cdot t_b \quad (3.2)$$

Como se deseja condução contínua de corrente nos indutores de entrada, tem-se:

$$t_b = T_s - t_c \quad (3.3)$$

Pelo princípio de conservação, toda energia cedida pela fonte de alimentação deve ser absorvida pela fonte V_o de saída, considerando o caso ideal de não haver perdas nos interruptores e diodos. Assim:

$$E_b = E_c$$

Através de alguns procedimentos matemáticos básicos, chega-se a:

$$\frac{V_o}{V_{12}} = \frac{1}{1 - D_{ef}} \quad (3.4)$$

A expressão (3.4) apresenta um resultado não surpreendente, pois como foi mencionado anteriormente, a expressão é equivalente à equação característica do conversor "Boost". Contudo, tem-se que:

$$V_{12} = \sqrt{3} \cdot V_1 \quad (3.5)$$

Pode-se definir genericamente V_n como a tensão de uma fase. Então:

$$\frac{V_o}{V_n} = \frac{\sqrt{3}}{1 - D_{ef}} \quad (3.6)$$

A equação (3.6) representa a característica de transferência do retificador levando em consideração a atuação apenas de um conversor "Boost". Deve-se considerar que sempre há dois conversores "Boost" atuando no retificador. Como ambos apresentam características idênticas, tem-se:

$$\frac{V_o}{V_n} = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{1 - D_{ef}} \quad (3.7)$$

Como o comando dos interruptores de um mesmo braço são complementares, quando a tensão da fase cruza por zero, a duração dos comandos será a mesma. A partir deste ponto, o comando do "Boost" positivo tenderá a aumentar, de modo a regular a tensão de saída, já que a tensão de entrada está diminuindo. Contudo, o interruptor do "Boost" positivo não está mais diretamente

polarizado, pois a tensão de entrada tornou-se negativa. Desta forma, observa-se que o período efetivo é igual a metade do período de comutação, assim:

$$T_{\text{ef}} = \frac{T_s}{2} \quad (3.8)$$

$$D_{\text{ef}} = \frac{t_{\text{cef}}}{T_{\text{ef}}} \quad (3.9)$$

$$D = \frac{t_c}{T} \quad (3.10)$$

Como $t_{\text{cef}} = t_c$, obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_n} = \frac{2\sqrt{3}}{1-2D} \quad (3.11)$$

A Fig. 3.6 apresenta a equação (3.11) traçada para uma variação entre 0 e 1 da razão cíclica D .

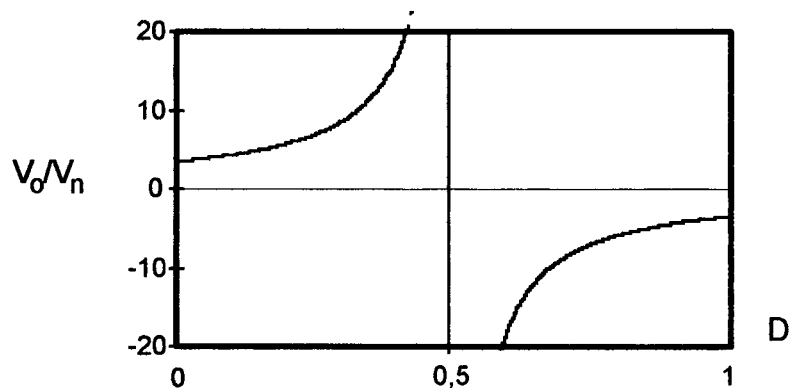


Fig. 3.6 - Gráfico da característica de saída do retificador trifásico de corrente com dois braços.

Verifica-se dois fatos importantes através do ábaco da Fig. 3.6:

- quando a razão cíclica D aproxima-se de 0,5, a relação V_o/V_n tende a infinito, uma vez que a tensão de fase está cruzando o zero;
- a menor tensão de saída para o retificador trifásico de corrente com dois braços é $2\sqrt{3}$ vezes o valor de pico da tensão da fase de entrada [23].

3.2.3 - PROJETO DO INDUTOR DE ENTRADA

Neste t3pico ser3 apresentado um estudo te3rico a partir do qual se determina a express3o para o c3lculo dos indutores de entrada do retificador de corrente.

Em (3.12) 3 apresentada a express3o b3sica do indutor, chamada de rela33o volt-amp3re do indutor.

$$v = L \frac{di}{dt} \quad (3.12)$$

Como existe uma simetria na fun33o da tens3o de entrada, 3 poss3vel simplificar a an3lise para o intervalo de 03 a 903, visto que para uma fun33o senoidal existe a simetria de 1/4 de per3odo.

Nas Fig. 3.4 (a) e (b) t3m-se os circuitos equivalentes para os intervalos de opera33o de 03 a 603 e 603 a 1203. A diferen3a entre estes circuitos equivalentes 3 a mudan3a da polaridade na fase 3. Tem-se os mesmos interruptores habilitados para os dois intervalos. As etapas de opera33o que representam os intervalos de 03 a 603 e 603 a 1203 est3o representadas nas Fig. 3.5 (a), (b) e (c). A etapa de armazenamento de energia 3 representada pelas Fig. 3.5 (a) e (c), enquanto que a etapa de transfer3ncia de energia 3 representada pela Fig. 3.5 (b).

Ser3 analisado apenas o intervalo de 03 a 603, visto que a simula33o mostrou que neste intervalo se encontra a maior ondula33o de corrente. Observando os circuitos equivalentes relativos ao armazenamento de energia, representados nas Fig. 3.5 (a) e (c), verifica-se que a tens3o sobre os indutores L_1 e L_2 3 igual a tens3o de linha (V_{12}) Como os indutores s3o considerados de mesmo valor, obt3m-se:

$$V_{12} = 2.L \cdot \frac{di_i(t)}{dt} \quad (3.13)$$

Substituindo os termos abaixo na express3o (3.13):

$$dI_i = \Delta I_i$$

$$V_{12} = \sqrt{3} \cdot V_{ip} \cdot \text{sen}(wt + 303)$$

$$dt = t_c$$

Com as substituições e procedimentos matemáticos básicos, resulta-se em:

$$L = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{ip} \cdot t_c}{2 \cdot \Delta I_j} \cdot \text{sen}(wt + 30^\circ) \quad (3.14)$$

O tempo de armazenamento de energia (t_c), é composto de duas parcelas, conforme pode ser visto na Fig. 3.5 (e):

$$t_c = t_{c4} + (T_s - t_{c5}) \quad (3.15)$$

O projeto dos indutores de entrada é baseado no funcionamento do circuito “Boost” operando em condução contínua. Da equação de transferência (3.6) obtém-se:

$$D_n = \frac{1}{2} - \sqrt{3} \cdot \frac{V_n}{V_o} \quad (3.16)$$

Então:

$$t_{cn} = \left(\frac{1}{2} - \sqrt{3} \cdot \frac{V_n}{V_o} \right) \cdot T_s \quad (3.17)$$

Para os interruptores S_4 e S_5 a equação (3.16) pode ser reescrita resultando em (3.18) e (3.19), respectivamente.

$$t_{c4} = \left(\frac{1}{2} - \sqrt{3} \cdot \frac{V_{ip} \cdot \text{sen}(wt)}{V_o} \right) \cdot T_s \quad (3.18)$$

$$t_{c5} = \left(\frac{1}{2} - \sqrt{3} \cdot \frac{V_{ip} \cdot \text{sen}(wt - 120^\circ)}{V_o} \right) \cdot T_s \quad (3.19)$$

Substituindo (3.18) e (3.19) em (3.14), obtém-se:

$$L = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{ip} \cdot T_s}{2 \cdot \Delta I_j} \cdot \text{sen}(wt + 30^\circ) \left[\left(\frac{1}{2} - \sqrt{3} \cdot \frac{V_{ip} \cdot \text{sen}(wt)}{V_o} \right) + \right. \\ \left. + 1 - \left(\frac{1}{2} - \sqrt{3} \cdot \frac{V_{ip} \cdot \text{sen}(wt - 120^\circ)}{V_o} \right) \right] \quad (3.20)$$

A expressão (3.20) pode ser reagrupada de modo a se obter uma função possível de ser traçada em forma de ábaco, conforme apresentada na equação (3.21).

$$\Delta I_{ipar} = \frac{L \cdot \Delta I_i}{V_{ip} \cdot T_s} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \text{sen}(wt + 30^\circ) \left(1 + \sqrt{3} \cdot \alpha \cdot \text{sen}(wt - 120^\circ) - \sqrt{3} \cdot \alpha \cdot \text{sin}(wt) \right) \quad (3.21)$$

Onde:

$$\alpha = \frac{V_{ip}}{V_o}, \text{ por definição.}$$

A Fig. 3.7 apresenta o gráfico da equação (3.21). O ábaco foi traçado para alguns exemplos de α para facilitar o projeto dos indutores de entrada.

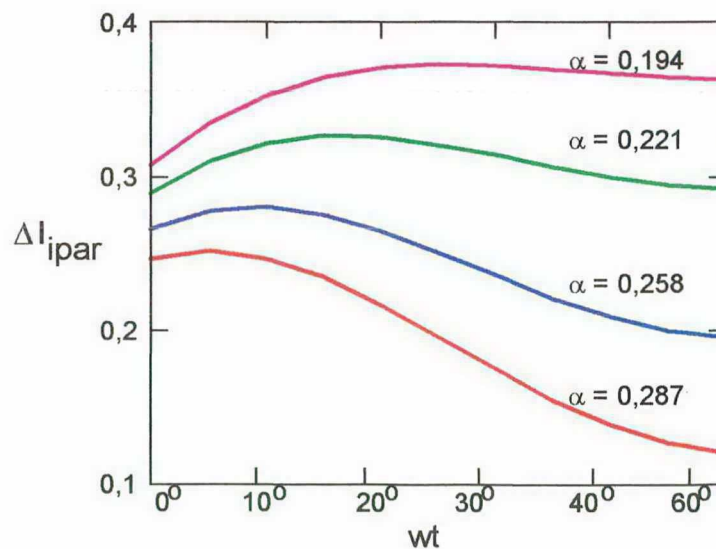


Fig. 3.7 – Gráfico do ábaco da corrente de entrada parametrizada.

3.2.4 - EXEMPLO DE PROJETO E SIMULAÇÃO

Foi utilizado um retificador com as seguintes características para comprovar por simulação o desenvolvimento analítico.

$$P_o = 1\text{kW}$$

Potência de saída

$$V_{ief} = 110\text{V}$$

Tensão de entrada de fase eficaz

$$V_o = 540\text{V}$$

Tensão de saída

$f_s = 20\text{kHz}$	Freqüência de comutação
$I_{\text{ief}} = 3,37\text{A}$	Corrente de entrada eficaz
$I_{\text{ip}} = 4,76\text{A}$	Corrente de entrada - valor de pico
Portanto:	
$\Delta I_{\text{imax}} = 20\%I_{\text{ip}} = 0,95\text{A}$	Ondulação da corrente de entrada
$\alpha = 0,287$	Relação V_{ip}/V_o

De posse destes valores e do ábaco da Fig. 3.7, verifica-se que a maior ondulação da corrente de entrada ocorre em torno dos 10° . Desta forma:

$L_{\text{par}} = 0,25$, portanto:

$$L = \frac{0,25 \cdot V_{\text{ip}}}{\Delta I_{\text{imax}} \cdot f_s} = \frac{0,25 \cdot 155,5}{0,95 \cdot 20 \cdot 10^3} \Rightarrow L = 2,1\text{mH} \quad (\text{Indutor de entrada})$$

O compensador de corrente adotado é o mesmo sugerido pela Unitrode [10 e 11] e estudado no capítulo 1. Portanto, todo o equacionamento apresentado no capítulo 1 é válido para o retificador trifásico com dois braços. Devido à dificuldade de se obter uma margem de fase segura utilizando o roteiro para projeto estudado no capítulo 1, foram utilizados os seguintes valores:

$f_z = 1\text{kHz}$ (freqüência do zero do compensador)

$f_p = 15\text{kHz}$ (freqüência do polo do compensador)

$H_{\text{faixaplana}} = 18\text{dB}$ (ganho na faixa plana)

Obtém-se:

$R_i = 6\text{k}\Omega$

$R_z = 47\text{k}\Omega$

$C_p = 260\text{pF}$

$C_z = 3,3\text{nF}$

As Fig. 3.8 (a) e (b) apresentam o gráfico do módulo e da fase da função de transferência do conversor ($G(s)$), do compensador ($H(s)$), da função de amostragem ($H_a(s)$) e da função de laço aberto. Observa-se uma margem de fase aceitável de 30° e uma freqüência de cruzamento de 3kHz .

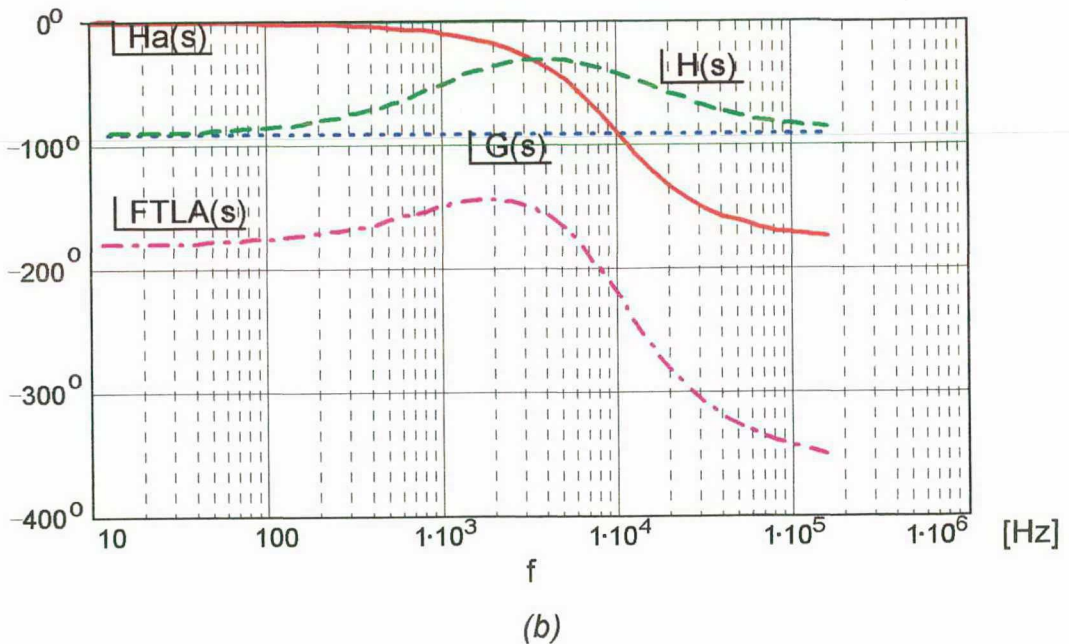
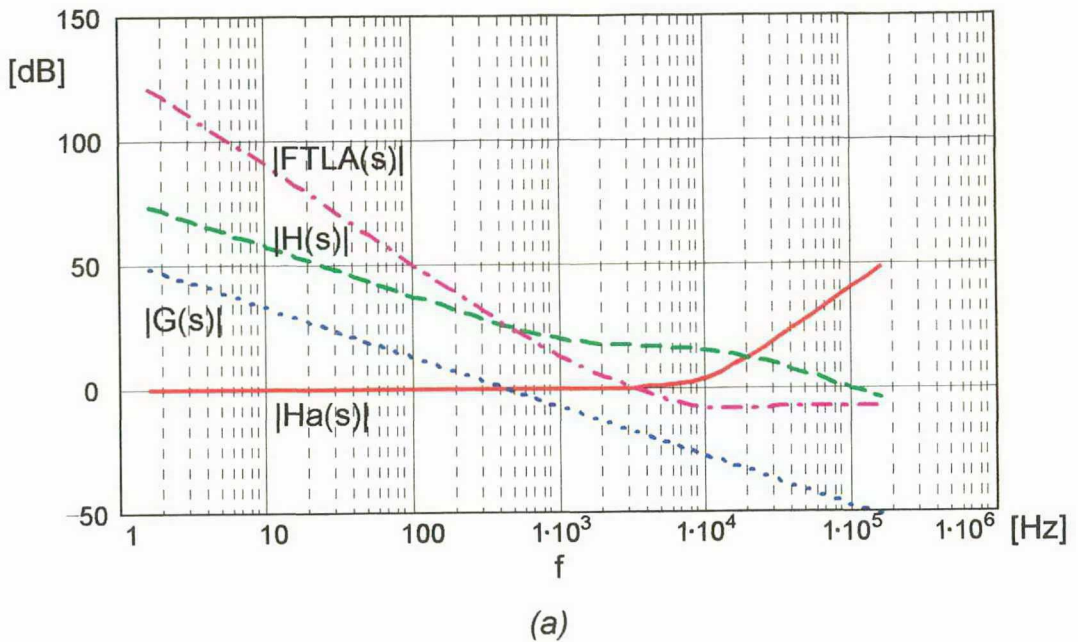


Fig. 3.8 – (a) Módulo das funções de transferência – $G(s)$, $H(s)$, $Ha(s)$ e $FTLA(s)$; (b) fase das funções de transferência – $G(s)$, $H(s)$, $Ha(s)$ e $FTLA(s)$.

A seguir é apresentada uma seqüência de formas de onda relativas à simulação do retificador trifásico de corrente com dois braços funcionando no modo retificador. As Fig. 3.9 (a), (b) e (c) ilustram as características de entrada e de saída do conversor. Observa-se que a tensão de saída ficou muito próxima do valor teórico mínimo possível. A Fig. 3.10 apresenta a curva com detalhes do funcionamento do retificador, ilustrando a ondulação da corrente de entrada da fase 1.

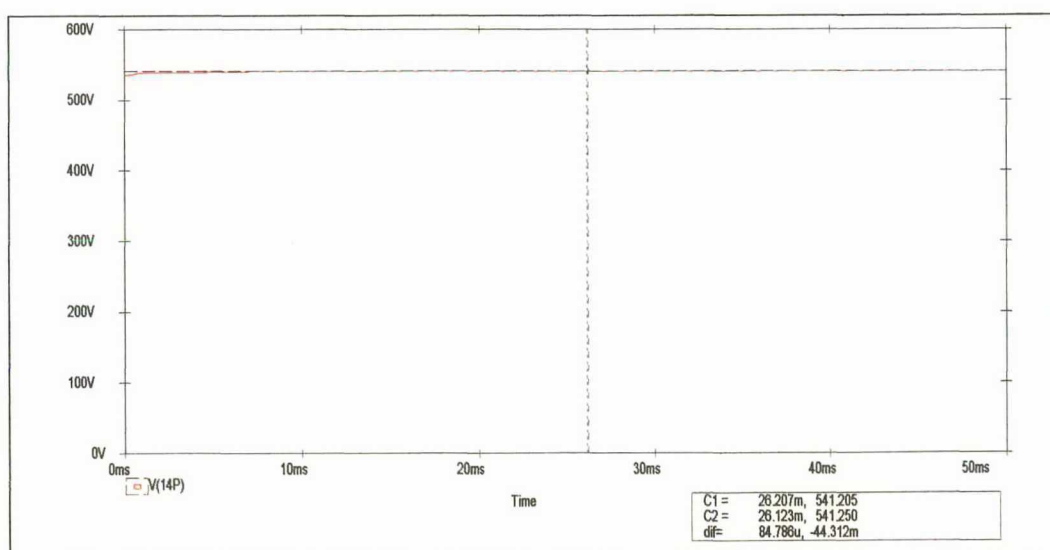
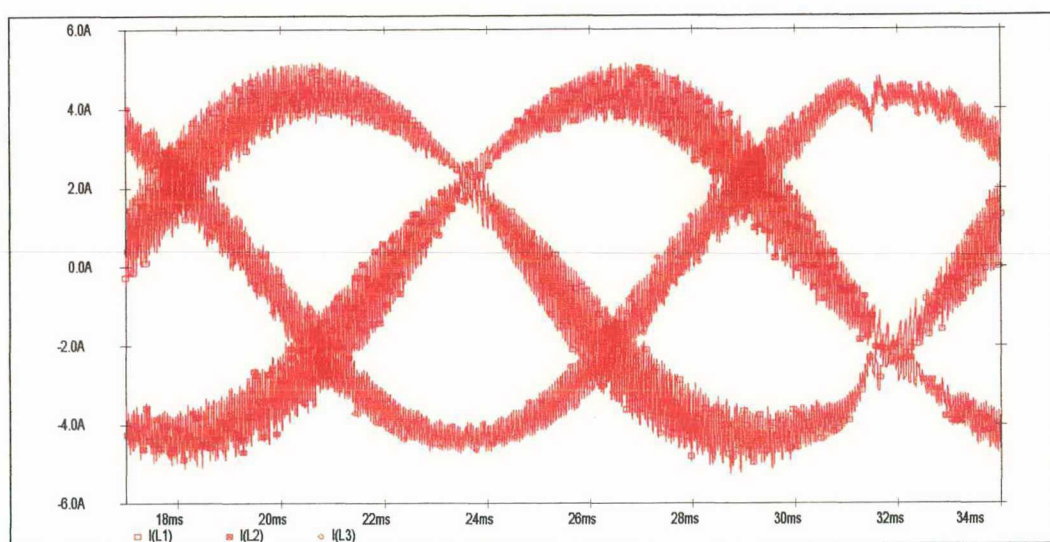
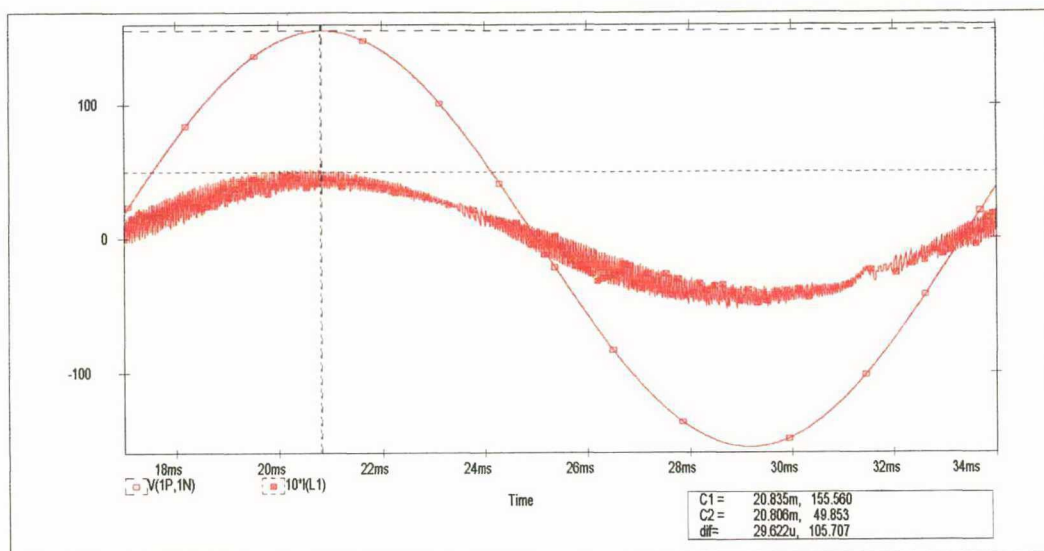


Fig. 3.9 – (a) Tensão e corrente na fase 1 ($10 \cdot I_{L1}$); (b) corrente nas fases 1, 2 e 3 e (c) Tensão de saída do retificador.

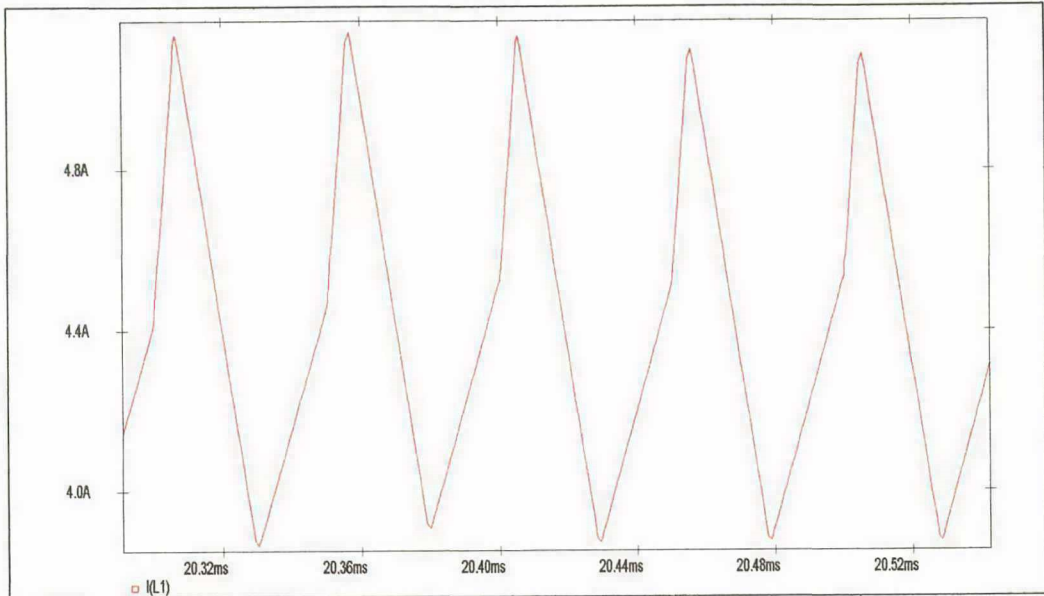
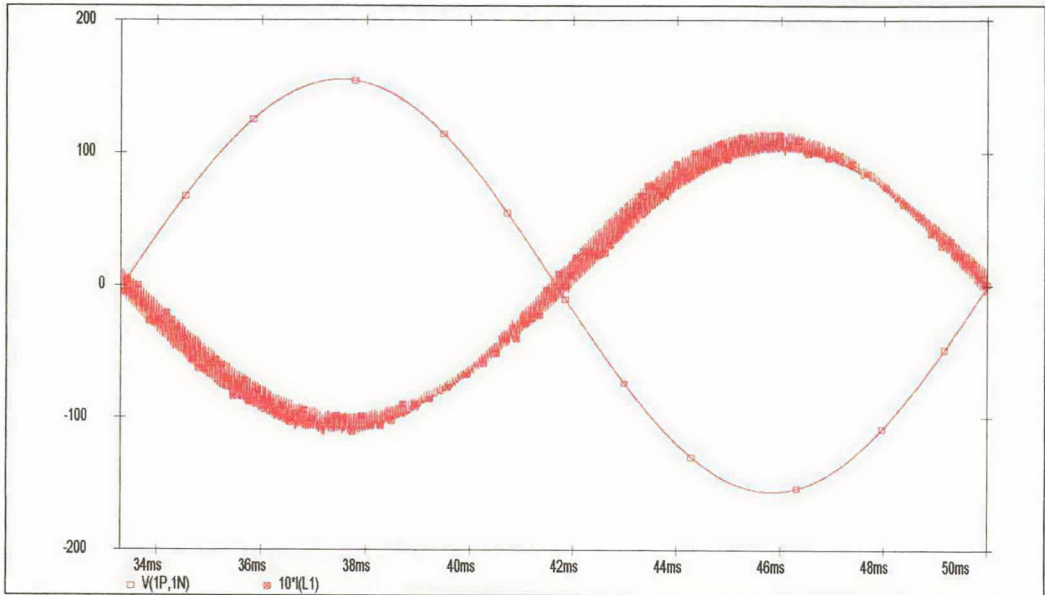


Fig. 3.10 – Ondulação da corrente na fase 1.

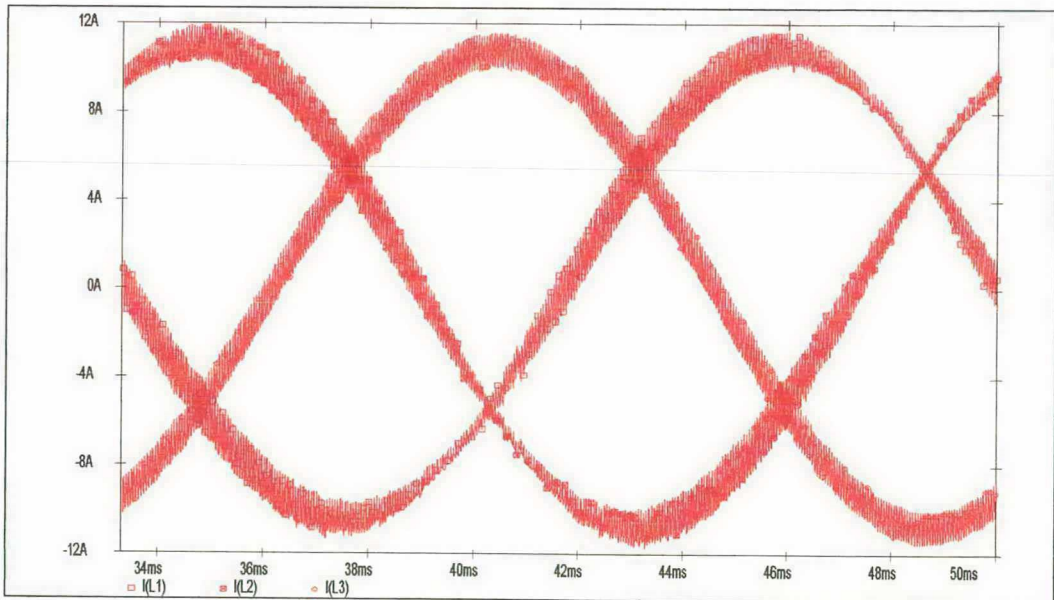
A regeneração de energia ocorre na frenagem da máquina de corrente alternada, implicando no aumento da tensão do barramento cc. Para ilustrar o funcionamento do comportamento transitório da passagem do modo retificação para o modo regeneração, foi adicionado um capacitor carregado ($600\mu\text{F}/700\text{V}$) na saída do retificador. Para verificar o comportamento no modo regeneração em regime permanente foi adicionada uma fonte de tensão (700V) em paralelo com a carga.

Conforme estudado no capítulo 2, a amplitude da corrente na regeneração é função do erro do compensador de tensão, então neste caso, quanto maior for a tensão de saída comutada sobre a carga, maior será o erro do compensador, conseqüentemente maior será a amplitude da tensão de referência e maior será a amplitude da corrente entregue para a rede, até um valor limitado pela saturação do amplificador.

As formas de ondas relativas a este modo de funcionamento estão representadas nas Fig. 3.11 (a) e (b) e nas Fig. 3.12 (a) e (b).

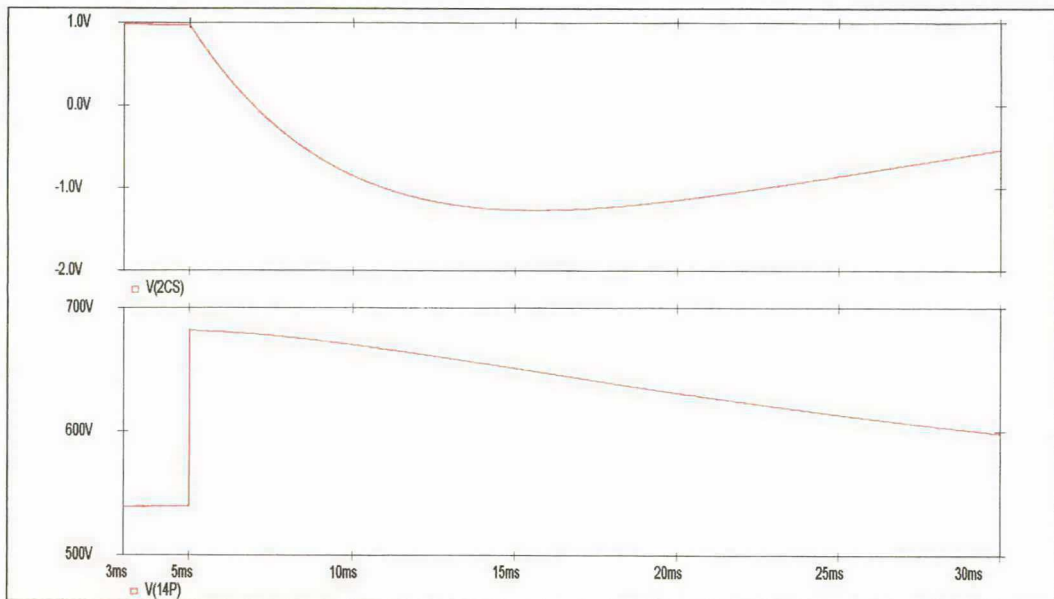


(a)

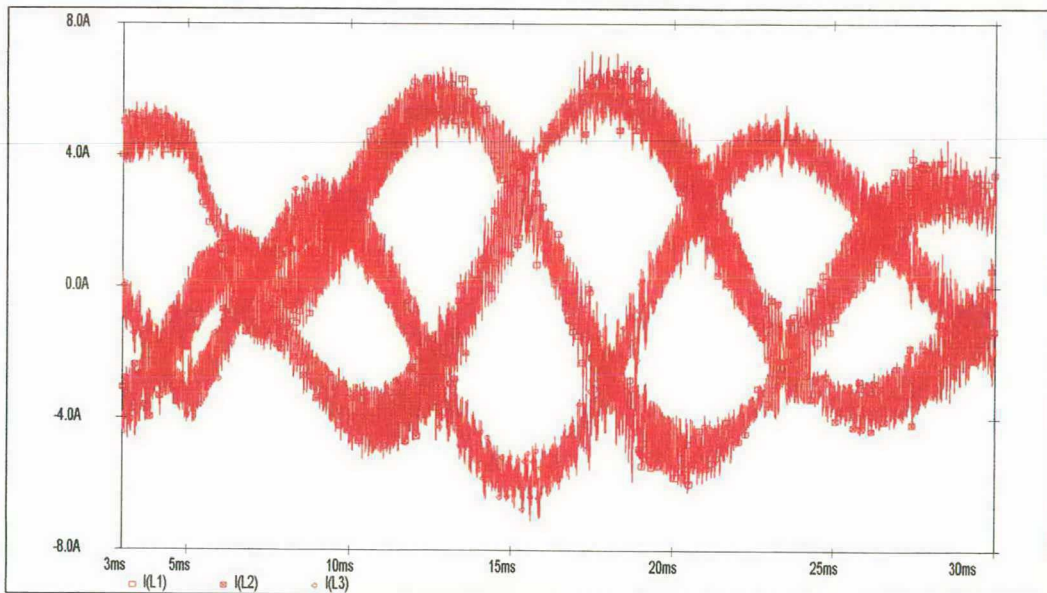


(b)

Fig. 3.11 – (a) Tensão e corrente da fase 1 – regime permanente e (b) corrente nas fase 1, 2 e 3 – regime permanente.



(a)



(b)

Fig. 3.12 – (a) Tensão de saída do compensador de tensão (acima) e tensão de saída do conversor (abaixo) – transitório e (b) correntes nas fases 1, 2 e 3 – transitório.

3.2.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

No laboratório foi montada uma placa de controle projetada para um retificador trifásico com três braços com tensão de entrada igual a 155V de pico, tensão de saída igual a 320V, para uma potência de 1kW, utilizando o UC3854 (ver anexo 1). Realizando pequenas alterações no circuito de potência em relação a

estrutura do capítulo 4, foi possível comprovar o princípio de funcionamento da estrutura retificador com dois braços. Entretanto, limitou-se a um circuito com as seguintes características:

$P_o = 500W$	Potência de saída
$V_{ief} = 60V$	Tensão de entrada de fase eficaz
$V_o = 320V$	Tensão de saída
$f_s = 20kHz$	Freqüência de comutação
$L = 4.46mH$	Indutor "Boost"

O indutor não foi calculado para esta potência, contudo foi utilizado este valor pois era o que se encontrava disponível no momento. Não se pretende realizar uma análise experimental quantitativa deste conversor. O objetivo deste tópico é apenas de comprovar o princípio de funcionamento da estrutura, visto que uma análise quantitativa mais apurada já foi realizada por simulação.

Na seqüência de curvas mostradas nas Fig. 3.13 (a), (b), (c) e (d) é ilustrado o funcionamento da estrutura no modo retificador.

A tensão e a corrente da fase 2 não foi ilustrada pois apresenta a mesma forma da fase 1. A fase 3 representa a fase ligada no ponto central dos capacitores e portanto, não possui compensador de corrente. A corrente nesta fase é composta do somatório resultante da fase 1 e fase 2. Conforme observa-se na Fig. 3.13 (b) esta corrente é bastante distorcida, devido principalmente as distorções das tensões das fases 1 e 2. As correntes das fases 1 e 2 apresentam distorções nos picos, pois as referências são tomadas a partir das tensões V_1 e V_2 que apresentam as mesmas distorções. Em suma, a corrente que circula na fase 3 deve fechar o balanço das correntes, isto é, $I_1 + I_2 + I_3 = 0$, resultando numa corrente distorcida.

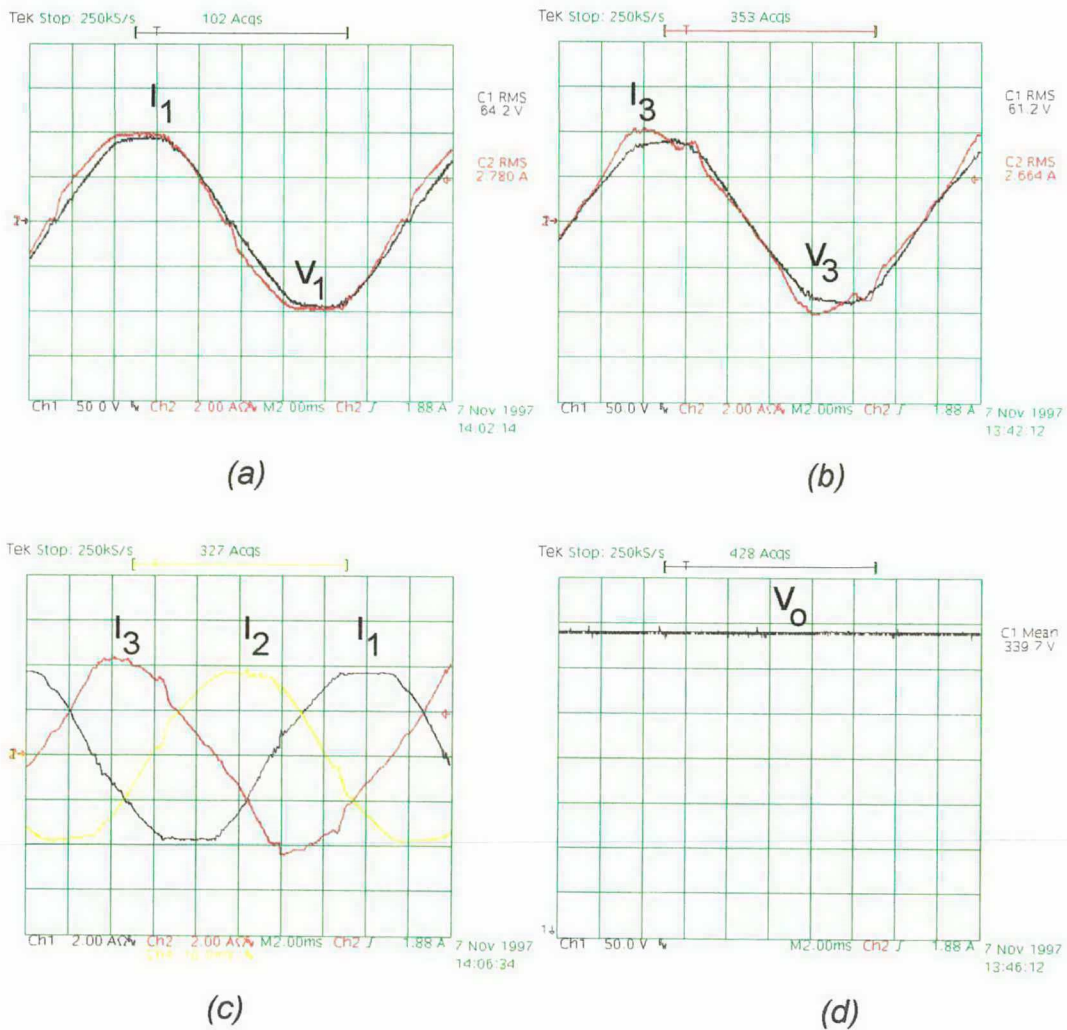
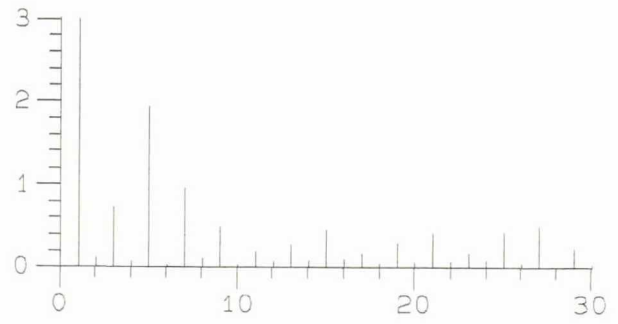
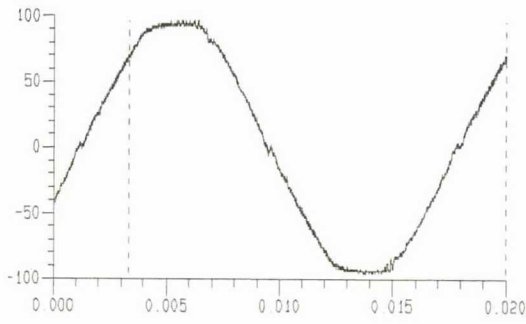
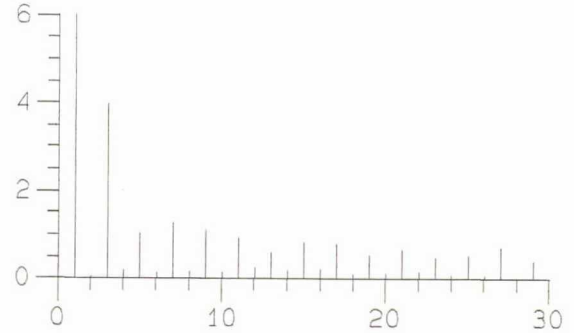
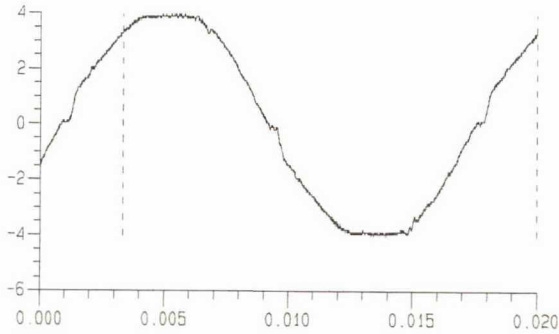


Fig. 3.13 – (a) Tensão e corrente da fase 1 (fase controlada); (b) tensão e corrente da fase 3 (fase não controlada); (c) corrente nas três fases de entrada; (d) tensão de saída do retificador.

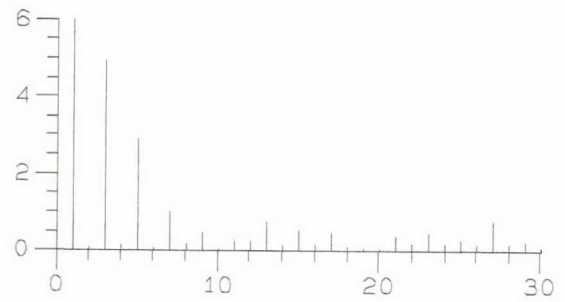
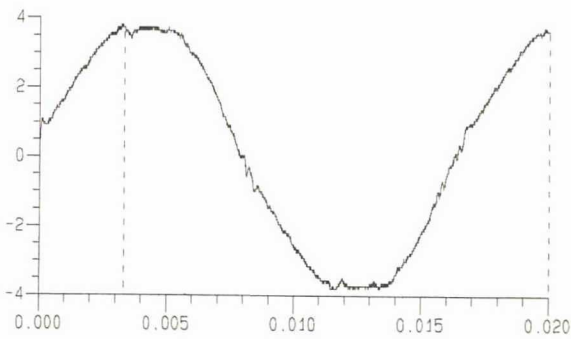
Foi realizada uma análise harmônica das tensões V_1 , V_2 e V_3 e das correntes I_1 , I_2 e I_3 utilizando o programa DSN. Pode-se observar o resultado das principais formas de onda nas Fig. 3.14 (a), (b), (c) e (d). A tabela 3.1 resume os valores encontrados, juntamente com o fator de deslocamento e o fator de potência da estrutura por fase. O fator de potência foi calculado de duas formas, uma desconsiderando a parcela de TDH referente as tensões e a outra aplicando a definição do fator de potência, contudo a diferença entre estes valores se encontrava a partir da quarta casa após a virgula.



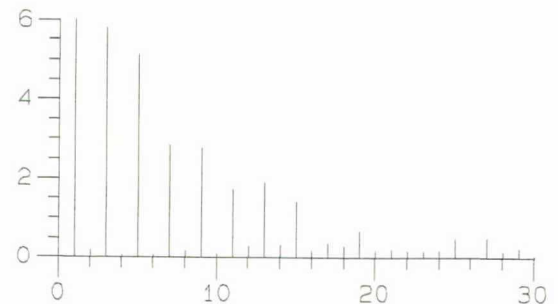
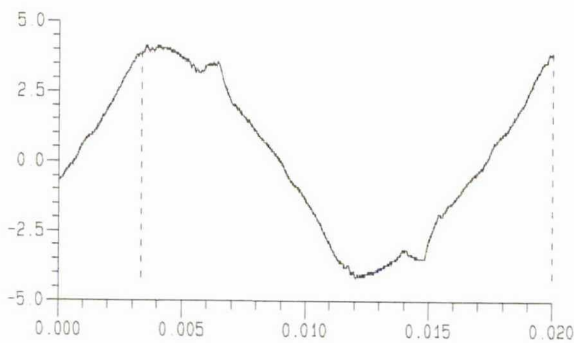
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 3.14 – (a) Análise harmônica da tensão V_1 ; (b) análise harmônica da corrente I_1 ; (c) análise harmônica da corrente I_2 ; (d) análise harmônica da corrente I_3 .

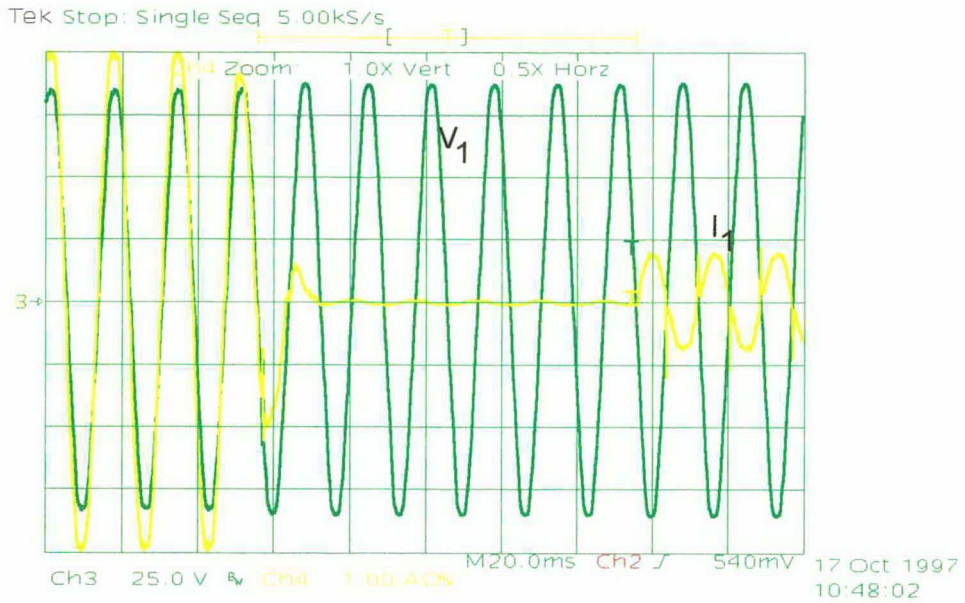
É importante observar que a análise harmônica foi realizada para as 30 primeiras componentes, conforme verifica-se no eixo x. A escala do eixo y está em porcentagem onde limitou-se o valor da fundamental para permitir uma melhor visualização das outras componentes.

Variável	THD (%)	Fase θ ($^{\circ}$)	$FP = \frac{\cos(\theta_v - \theta_i)}{\sqrt{1 + THD_i^2}}$	$FP = \frac{P_i}{S_i} = \frac{P_i}{V_{ief} \cdot I_{ief}}$
V_1	3	$-115,81^{\circ}$	0,992	0,992
I_1	5	$-109,19^{\circ}$		
V_2	4	$-92,35^{\circ}$	0,991	0,991
I_2	6	$-84,78^{\circ}$		
V_3	4	$-104,98^{\circ}$	0,989	0,989
I_3	9	$-99,76^{\circ}$		

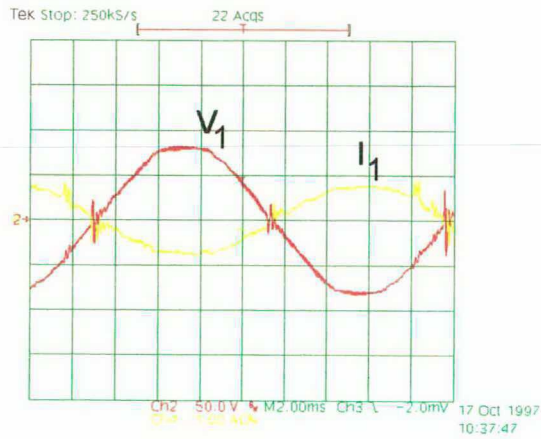
Tabela 3.1 – THD, ângulo de defasagem e fator de potência.

Os resultados da tabela 3.1 indicam que houve uma melhora significativa no fator de potência do retificador, visto que a estrutura em Ponte de Graetz possui um fator de potência tipicamente igual a 0,90. Observa-se que o fator de potência é degradado principalmente devido ao fator de deslocamento, pois para a taxa de distorção harmônica das correntes obteve-se valores baixos. Isto se deve ao fato de se utilizar um filtro LC na entrada do conversor com o objetivo de filtrar as harmônicas de corrente em torno da frequência de comutação. Assim, pode-se obter um maior fator de potência diminuindo o fator de deslocamento da estrutura.

O teste do conversor no modo regeneração foi realizado colocando uma fonte de tensão em paralelo com a carga do retificador. As curvas de tensão e da corrente da fase 1 obtidas são apresentadas nas Fig. 3.15 (a) e (b).



(a)



(b)

Fig. 3.15 – (a) Transitório da passagem do modo retificador para o modo regeneração – V_1 e I_1 e (b) – regime permanente no modo regeneração – V_1 e I_1 .

3.3 - CONCLUSÃO

O conversor operou conforme discutido nos itens anteriores. Foi obtido corrente senoidal e em fase para todas as três fases no modo de funcionamento como retificador. A tensão de saída obtida por simulação está próxima do valor previsto. Já no modo regeneração, foram obtidas correntes senoidais para as três fases, não apresentando transitórios perigosos para os interruptores na passagem de um modo para outro.

Os resultados de laboratório são satisfatórios e comprovam o funcionamento da estrutura. Não houve empenho em melhorar estes resultados devido à desvantagem do conversor de apresentar uma elevada tensão na saída.

Salienta-se que existe apenas uma diferença no controle entre o circuito simulado e o circuito implementado no laboratório, que será estudada com mais detalhes nos capítulos 4 e 5 e no anexo 1. O circuito de controle simulado trabalha com sinais de comando complementares, resultado da comparação entre um sinal triangular simétrico positivo e negativo com a saída do compensador de corrente, que varia de um valor mínimo negativo a um valor máximo positivo.

Os pulsos de comando do circuito de controle implementado não são complementares. No ciclo positivo apenas os interruptores inferiores (S_4 e S_5) recebem o comando enquanto os interruptores superiores (S_1 e S_2) estão bloqueados. No ciclo negativo os interruptores inferiores são bloqueados e os superiores passam a receber os pulsos de comando. Na regeneração ocorre uma mudança de lógica. Isto devido ao fato de se utilizar o UC3854, que trabalha com o sinal de referência e o sinal amostrado positivos além de possuir as saídas dos compensadores de corrente e de tensão limitadas à valores positivos.

Como a tensão de saída terá um valor mínimo em torno de 3,46 vezes o valor de pico da tensão de fase de entrada, este conversor apresenta limitações de uso. Para uma tensão de entrada de 110 Volts eficazes, a saída será no mínimo 540V, que ainda é um valor aceitável. Contudo, para uma tensão de entrada de 220 Volts eficazes, a saída do retificador tende no mínimo para 1076V, que é um valor crítico, pois os interruptores e os capacitores do terceiro braço teriam que suportar tal valor.

Isto sem contar que no momento da regeneração de energia, esta tensão iria subir ainda mais. Então, se por um lado diminui-se o custo da estrutura retirando-se dois interruptores bidirecionais, por outro lado, os interruptores que ficariam no retificador e os capacitores do terceiro braço teriam que suportar elevadas tensões, podendo tornar o custo muito elevado.

Conclui-se que a presente estrutura, no momento, não apresenta interesse comercial na aplicação para estágios retificadores de conversores indiretos de frequência devido as limitações tecnológicas de tensão de bloqueio dos interruptores.

Uma solução considerada foi a utilização de outros conversores para corrigir o fator de potência, tais como "Buck-Boost" ("Flyback") ou o próprio "Buck" [36]. Com isto, a tensão de saída poderia ser regulada para um nível aceitável para todas as situações de tensão de entrada. Contudo, não é objeto de estudo deste trabalho a citada solução.

CAPÍTULO 4

RETIFICADOR TRIFÁSICO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E CAPACIDADE DE REGENERAÇÃO DE ENERGIA

4.1 - INTRODUÇÃO

O retificador trifásico em corrente com elevado fator de potência e com a possibilidade de regeneração de energia foi estudado recentemente em [9]. O referido trabalho empregou o princípio do circuito integrado UC3854, utilizando componentes discretos, onde foram implementadas três malhas de corrente, três comparadores PWM, três multiplicadores analógicos e uma malha de tensão. O retificador funcionou perfeitamente, contudo foi observada a existência de muitos pontos de ajustes, elevado número de componentes e dificuldade em trabalhar com circuitos multiplicadores analógicos, devido às variações dos parâmetros internos com a temperatura.

O objetivo deste capítulo é apresentar o retificador trifásico com o emprego do UC3854, visando diminuir o número de componentes.

4.2 - TOPOLOGIA

A estrutura do retificador trifásico em corrente é apresentado na Fig. 4.1.

Observa-se que cada fase é conectada a um braço de interruptores e cada braço constituem dois conversores "Boost". Assim, S_4 e D_1 formam o "Boost" positivo e S_1 e D_4 o "Boost" negativo do braço 1. No braço 2, S_5 e D_2 fazem parte do "Boost" positivo, enquanto S_2 e D_5 constituem o "Boost" negativo. No braço 3, tem-se S_6 e D_3 compondo o "Boost" positivo e S_3 e D_6 o "Boost" negativo.

Os interruptores devem obedecer a seguinte lei de comando:

- dois interruptores de um mesmo braço não podem ser comandados simultaneamente.

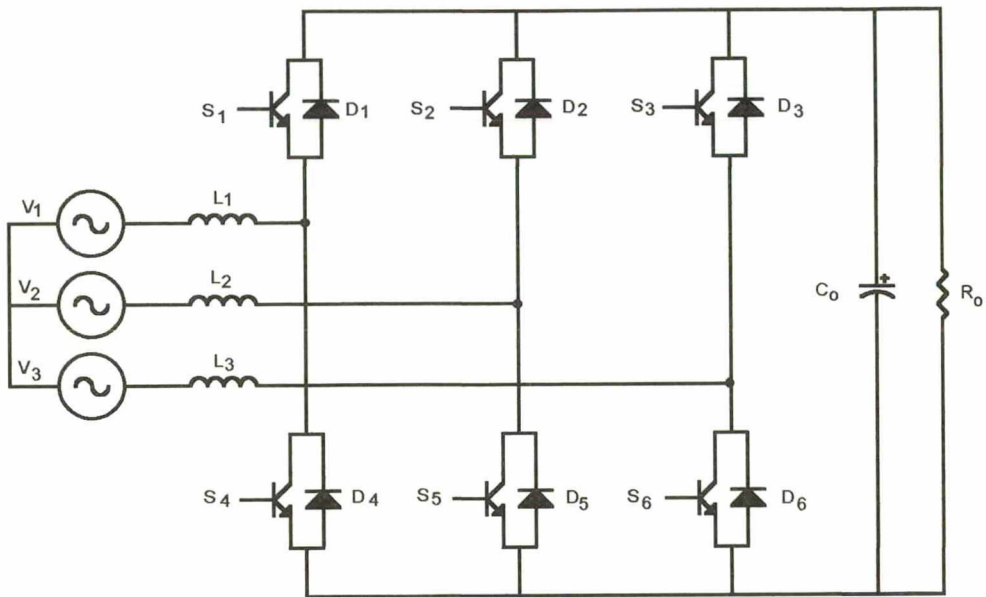


Fig. 4.1 – Estrutura de potência do retificador em estudo.

Em [9] os interruptores de um mesmo braço são comandados de forma complementar. Quando a tensão de fase é positiva, a razão cíclica dos interruptores inferiores (S_4 , S_5 e S_6) é menor que 0,5, enquanto os interruptores superiores (S_1 , S_2 e S_3) recebem ordem de comando com razão cíclica complementar, ou seja, maior que 0,5, contudo não podem conduzir pois não estão polarizados. Quando a tensão de fase é negativa, os interruptores inferiores são comandados com razão cíclica superior a 0,5, porém não conduzem, enquanto os interruptores superiores recebem comando com razão cíclica menor que 0,5. A Fig. 4.2 (a) e (b) ilustra a ordem de comando para os interruptores do braço 1 para $V_1 > 0$ e $V_1 < 0$. Observa-se que para $V_1 < 0$, o interruptor S_1 só irá conduzir após o término do tempo de comando em S_4 .

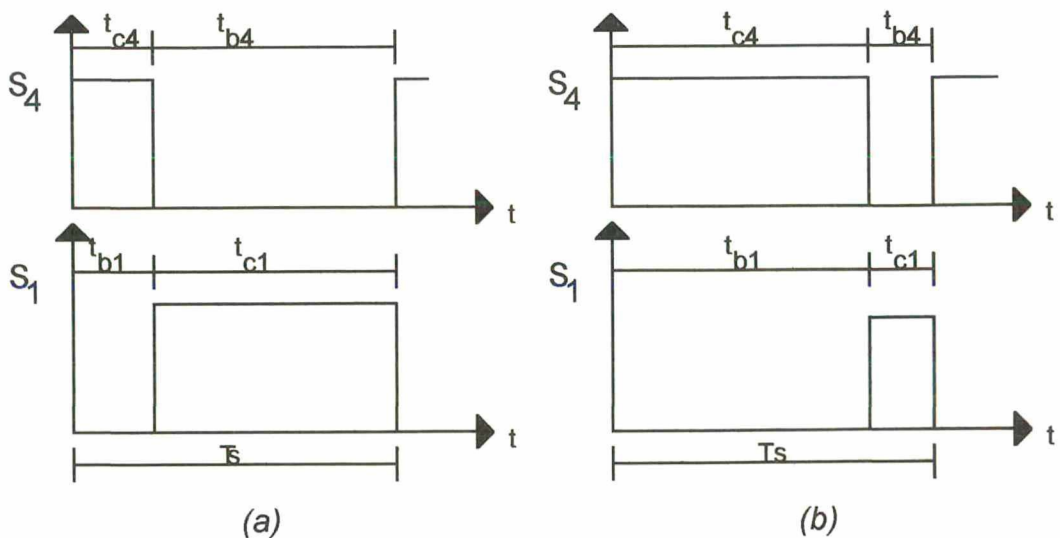


Fig. 4.2 – Ordem de comando complementar para o braço 1: (a) $V_1 > 0$; (b) $V_1 < 0$.

Neste trabalho será utilizado o UC3854, portanto os sinais de referência e amostragem serão retificados, inviabilizando a técnica de comando complementar.

Partindo do princípio que a cada semi-ciclo apenas um interruptor de cada braço está polarizado, optou-se em enviar os sinais de comando para os interruptores polarizados e para os não polarizados enviar um sinal para assegurar o seu bloqueio. Por exemplo, supondo a operação no modo retificador, quando a tensão da fase 1 (V_1) for positiva o interruptor S_4 recebe o sinal de comando proveniente do UC3854, enquanto S_1 recebe um sinal para bloqueio. Quando a tensão da fase 1 se torna negativa, imediatamente S_4 recebe comando para bloquear e S_1 recebe o sinal de comando vindo do UC3854. A Fig. 4.3 (a) e (b) ilustra estes dois casos.

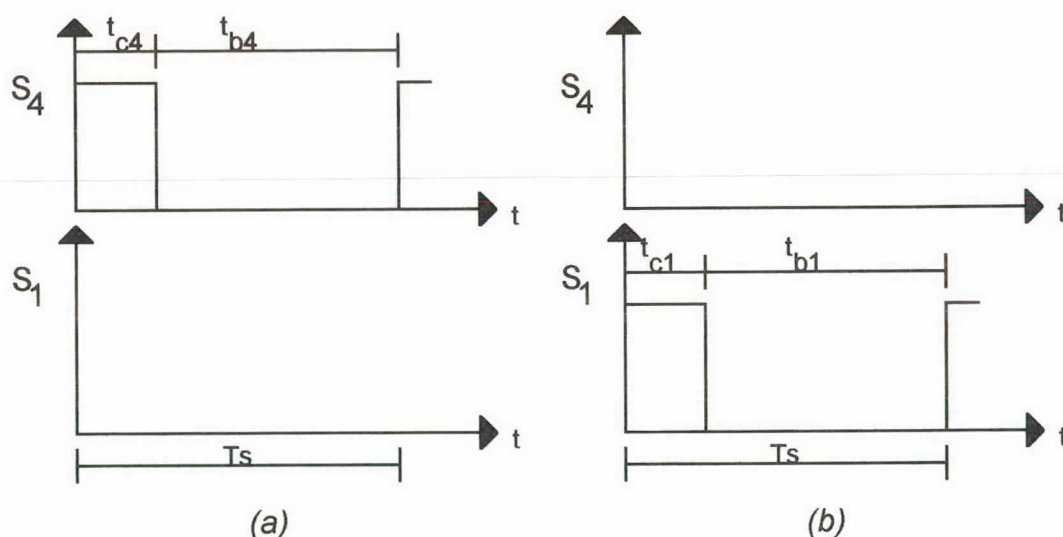


Fig. 4.3 – Ordem de comando para o braço 1: (a) $V_1 > 0$; (b) $V_1 < 0$.

Comparando a Fig. 4.2 com a Fig. 4.3, não verifica-se diferença no funcionamento da estrutura para o semi-ciclo positivo, pois S_1 não está polarizado neste intervalo. No entanto, no semi-ciclo negativo, observa-se que o interruptor S_1 é comandado no início do período de comutação sem precisar esperar o término do sinal de comando de S_4 .

Resumidamente, pode-se representar os interruptores bloqueados (B) e os aptos (A) a conduzir na tabela 4.1, no modo de operação retificador. Quando o conversor operar no modo regeneração, os interruptores são comandados de forma complementar.

Braço 1	Fase 1	S_1	D_1	S_4	D_4
	$V_1 > 0$	B	A	A	B
	$V_1 < 0$	A	B	B	A
Braço 2	Fase 2	S_2	D_2	S_5	D_5
	$V_2 > 0$	B	A	A	B
	$V_2 < 0$	A	B	B	A
Braço 3	Fase 3	S_3	D_3	S_6	D_6
	$V_3 > 0$	B	A	A	B
	$V_3 < 0$	A	B	B	A

Tabela 4.1 – Tabela dos interruptores e diodos.

Esta mudança na forma de comandar os interruptores não apresenta problemas, pois está respeitando a lei de comando imposta no início do capítulo. O resultado desta alteração implica em etapas de operação diferentes das obtidas em [9].

4.3 - ETAPAS DE OPERAÇÃO

Analisando a estrutura operando no modo retificação, observa-se 6 intervalos possíveis de operação, caracterizados por mudanças na polaridade instantânea das fontes de entrada. Para cada intervalo tem-se três interruptores e três diodos aptos a conduzir, caracterizando três circuitos “Boost”, dois no semi-ciclo positivo (negativo) e um no semi-ciclo negativo (positivo). As Fig. 4.4 (a), (b), (c), (d), (e) e (f) ilustram os circuitos simplificados para os intervalos de operação.

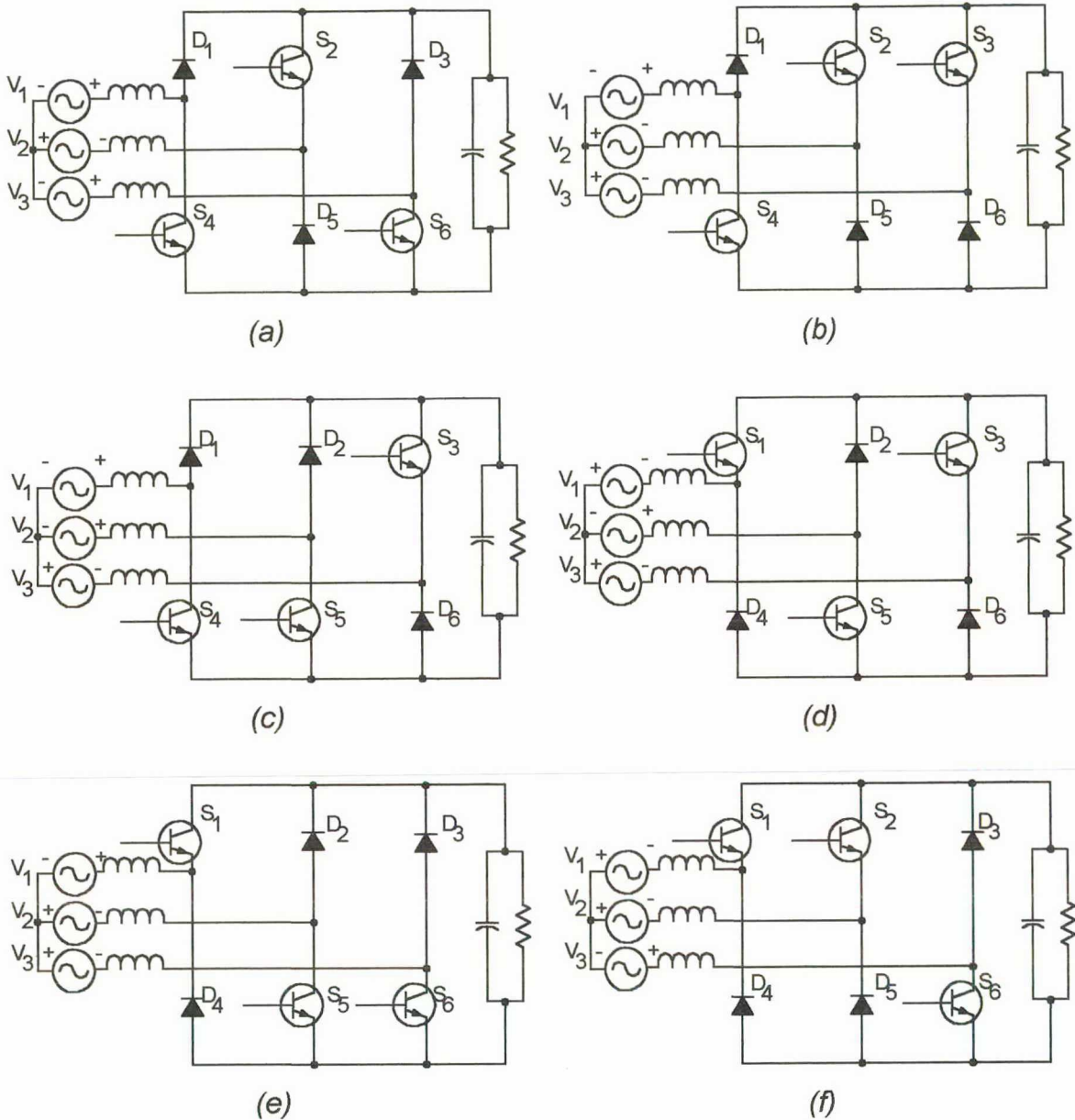


Fig. 4.4 – Circuitos simplificados para os diferentes intervalos de operação:
 (a) $0^\circ \geq \omega t \geq 60^\circ$; (b) $60^\circ \geq \omega t \geq 120^\circ$; (c) $120^\circ \geq \omega t \geq 180^\circ$;
 (d) $180^\circ \geq \omega t \geq 240^\circ$; (e) $240^\circ \geq \omega t \geq 300^\circ$; (f) $300^\circ \geq \omega t \geq 360^\circ$.

Analisando o circuito do intervalo de 60° a 120° , ilustrado na Fig. 4.4 (b), pode-se obter as etapas de funcionamento para uma seqüência de comandos. A Fig. 4.5 apresenta um exemplo de comandos dos interruptores no intervalo de 60° a 90° . Neste intervalo tem-se $V_1 > 0$, $V_2 < 0$ e $V_3 < 0$, onde o módulo da tensão V_1 é maior que o módulo da tensão V_2 , que por sua vez é maior que o módulo da tensão V_3 , portanto a razão cíclica do interruptor S_4 é menor que a razão cíclica do interruptor S_2 , sendo que o interruptor S_3 apresenta a maior razão cíclica.

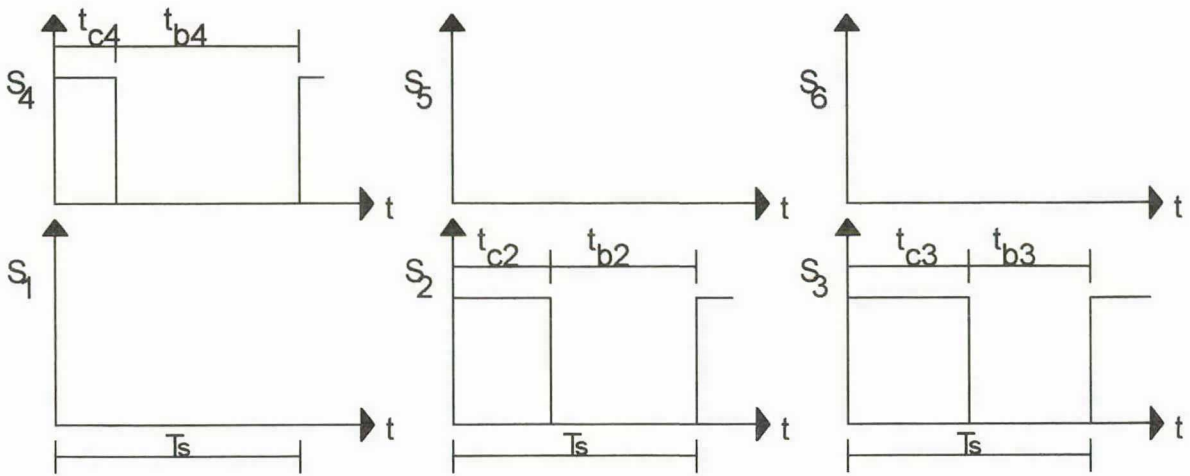


Fig. 4.5 – Exemplo de uma seqüência de comandos para o intervalo entre $60^\circ \geq \theta \geq 90^\circ$.

A Fig. 4.6 apresenta as etapas de operação correspondentes às seqüências de comando da Fig. 4.5. Por conveniência a carga foi substituída por uma fonte cc (V_o).

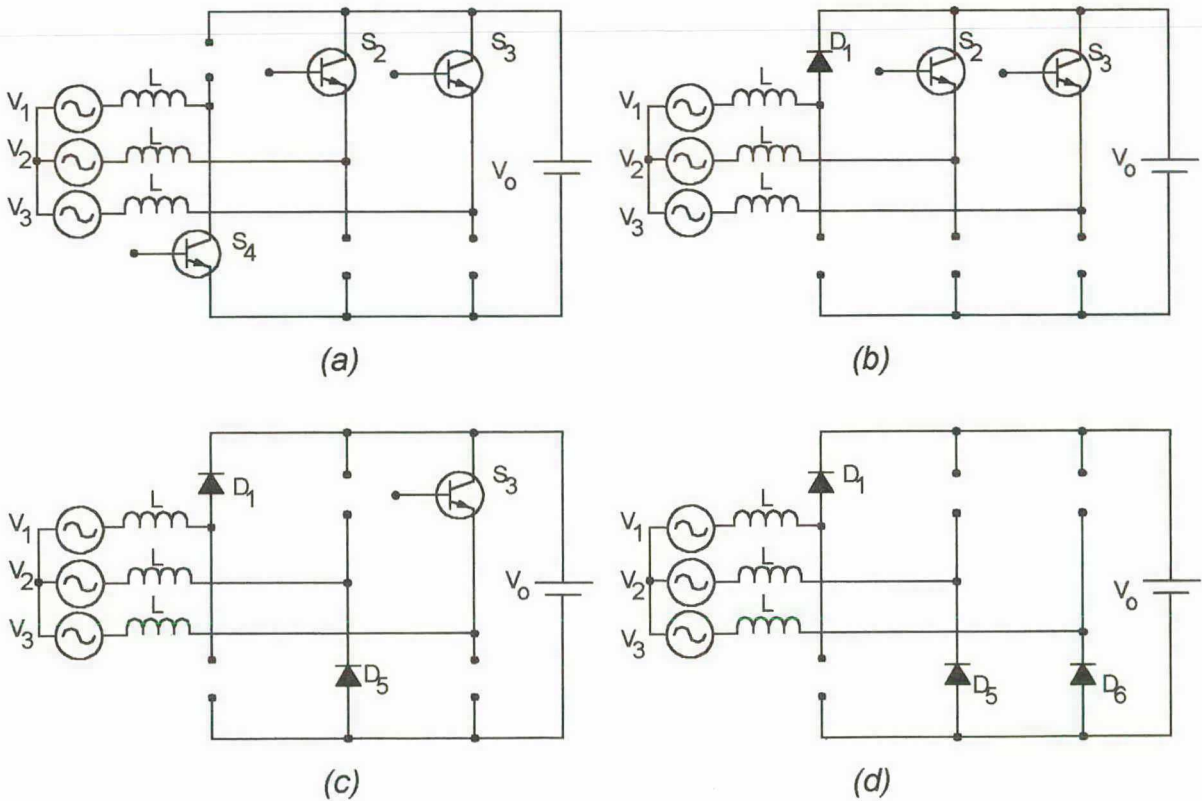


Fig. 4.6 – Etapas de operação: (a) $0 \leq t \leq t_{c4}$; (b) $t_{c4} \leq t \leq t_{c2}$; (c) $t_{c2} \leq t \leq t_{c3}$; (d) $t_{c3} \leq t \leq T_s$.

Na operação como inversor há uma mudança na lógica dos interruptores. Sendo que S_1 , S_2 e S_3 recebem ordem de comando quando a fase a qual está conectado for positiva, bloqueando S_4 , S_5 e S_6 . Durante o semi-ciclo negativo de

cada fase, S_4 , S_5 e S_6 são comandados e S_1 , S_2 e S_3 bloqueados. Como consequência há uma inversão nos interruptores em condução na seqüência de operação apresentada.

4.4 - CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA

Para o retificador estudado no capítulo 1, a característica do conversor "Boost" encontrada foi:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (4.1)$$

Durante o funcionamento do retificador trifásico tem-se sempre a atuação simultânea de dois circuitos "Boost" no mesmo semi-ciclo. Portanto, pode-se dizer genericamente que:

$$\frac{V_o}{V_n} = \frac{2}{1-D_{efn}} \quad (4.2)$$

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

O efeito de bloquear um interruptor de cada braço, quando o mesmo não estiver polarizado implica em limitar a razão cíclica efetiva máxima em 0,5, pois acima deste valor significa mudança na polaridade da tensão de fase e conseqüentemente bloqueio do interruptor que estava sendo comandado. Então, quando a razão cíclica efetiva atingir 0,5, adota-se que D , definida apenas como razão cíclica, atinge 1. Desta forma, obtém-se:

$$D = 2.D_{ef} \quad (4.3)$$

Portando, chega-se na expressão (4.4).

$$\frac{V_o}{V_n} = \frac{2}{1-2.D_n} \quad (4.4)$$

A Fig. 4.7 apresenta a equação (4.4) para uma variação de D entre 0 e 1.

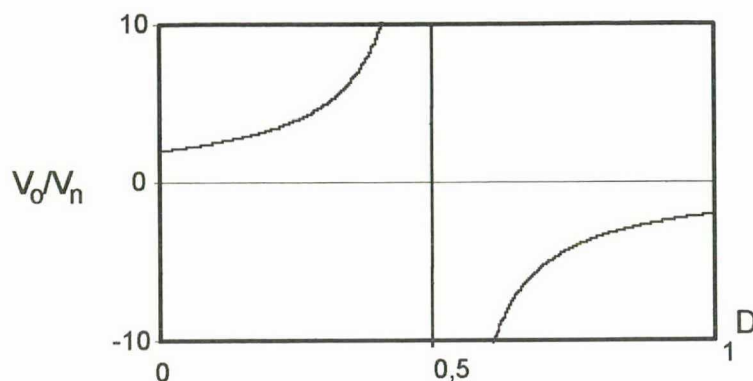


Fig. 4.7 – Característica de saída do retificador.

Observando a Fig. 4.7 chega-se as seguintes conclusões:

- quando D se aproxima de 0,5 a relação V_o/V_n tende a valores elevados, pois a tensão da fase está tendendo a zero e
- a menor tensão de saída que se pode obter para este retificador sem a perda da característica “Boost” e conseqüente perda do controle da malha de corrente é igual a duas vezes a tensão de pico de fase [9].

4.5 - DETERMINAÇÃO DOS INDUTORES DE ENTRADA

Através de resultados de simulação, constatou-se que a maior ondulação da corrente de entrada ocorre para valores próximos ao pico da senóide, desta forma para a corrente da fase 1, a maior ondulação ocorre entre 60° e 120° . Como existe uma simetria no funcionamento do retificador, analisar-se-á apenas a ondulação para o intervalo de 60° a 90° . A simulação prévia foi uma ferramenta útil para orientar o intervalo de maior ondulação, visto que o equacionamento para cada intervalo de operação seria uma tarefa bastante exaustiva.

Como no conversor “Boost” a energia é armazenada no indutor quando o interruptor “Boost” está conduzindo, caso o diodo esteja conduzindo tem-se o processo de transferência da energia para a carga. Então, para as Fig. 4.6 (a), (b), (c) e (d), relativas ao intervalo entre $60^\circ \geq \omega t \geq 90^\circ$, observa-se que o indutor conectado no braço 1 armazena energia em apenas uma etapa. O indutor ligado no braço 2 armazena energia em 2 etapas e o indutor do braço 3 armazena energia em 3 etapas.

Na Fig. 4.8 é apresentado a etapa de armazenamento de energia do indutor ligado ao braço 1. As setas indicam o sentido das correntes nas malhas. Nesta figura não foi representada a polaridade instantânea das fontes de alimentação, de modo que as polaridades indicadas no desenho são absolutas.

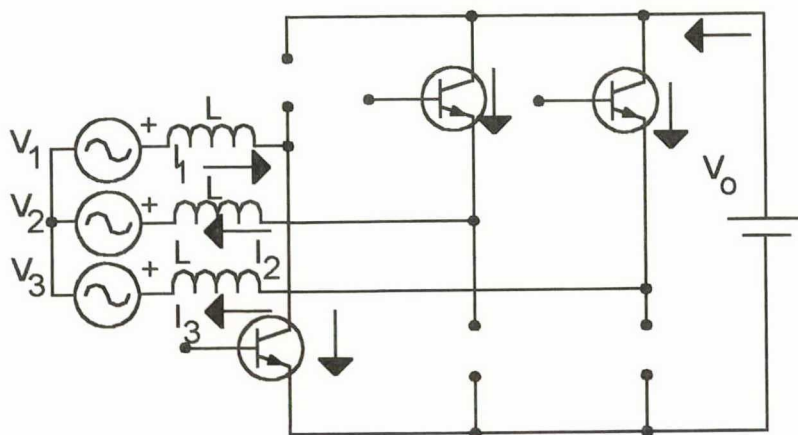


Fig. 4.8 – Etapa de armazenamento de energia do indutor do braço 1.

Aplicando a lei das tensões de Kirchoff na etapa representada na Fig. 4.8, obtém-se as equações (4.5) e (4.6).

$$V_1 - V_{L1} + V_o + V_{L2} - V_2 = 0 \quad (4.5)$$

$$V_1 - V_{L1} + V_o + V_{L3} - V_3 = 0 \quad (4.6)$$

Sabe-se que para um sistema equilibrado o somatório das correntes é zero. Portanto:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (4.7)$$

Pode-se derivar os termos da direita e da esquerda e multiplicar todos os termos por L sem alterar a equação (4.7), obtendo-se (4.8).

$$L \cdot \frac{dI_1}{dt} + L \cdot \frac{dI_2}{dt} + L \cdot \frac{dI_3}{dt} = 0 \quad (4.8)$$

Porém, sabe-se que:

$$V_{L_n} = L \cdot \frac{dI_n}{dt} \quad (4.9)$$

Portanto:

$$V_{L1} + V_{L2} + V_{L3} = 0 \quad (4.10)$$

Isolando o termo V_{L2} e V_{L3} nas equações (4.5) e (4.6) e em seguida substituindo em (4.10), resulta-se em (4.11).

$$3.V_{L1} = 2.(V_0 + V_1) - V_2 - V_3 \quad (4.11)$$

Sabendo que:

$$dt = D_1.T_s \quad (4.12)$$

$$\Delta I_1 = dI_1 \quad (4.13)$$

$$D_1 = \frac{1}{2} - \frac{V_1}{V_0} \quad (4.14)$$

$$V_1 = V_{ip} \cdot \text{sen } \omega t \quad (4.15)$$

$$V_2 = V_{ip} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \quad (4.16)$$

$$V_3 = V_{ip} \cdot \text{sen}(\omega t - 240^\circ) \quad (4.17)$$

Substituindo (4.12) a (4.17) em (4.11) obtém-se:

$$\Delta I_{ipar} = \frac{3.L.\Delta I_1}{T_s} = \left[2.V_0 + V_{ip} \cdot (2 \cdot \text{sen } \omega t - \text{sen}(\omega t - 120^\circ) - \text{sen}(\omega t - 240^\circ)) \right] \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{V_{ip}}{V_0} \text{sen } \omega t \right] \quad (4.18)$$

A equação (4.18) representa a variação da ondulação da corrente parametrizada da fase 1 no tempo, para o intervalo de 60° a 90° . A Fig. 4.9 ilustra este comportamento no intervalo para tensão V_{ip} igual a 155V e V_0 igual a 320V, 400V e 500V.

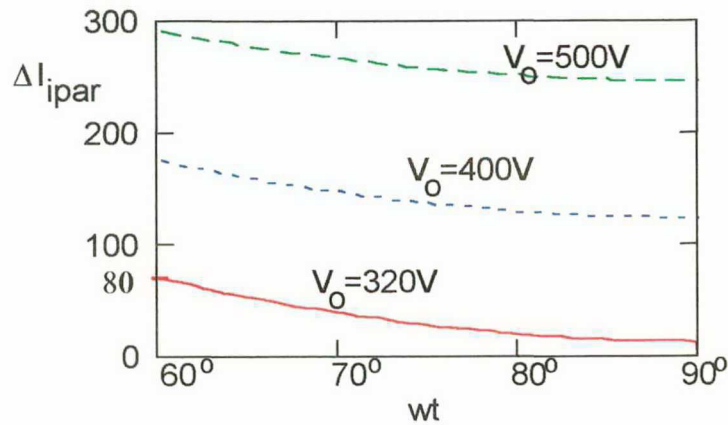


Fig. 4.9 – Variação da ondulação da corrente.

Observa-se que a maior ondulação da corrente parametrizada da fase 1 ocorre em 60° e para V_o igual a 320V vale 80p.u., desta forma:

$$\frac{3.L.\Delta I_1}{T_s} = 80 \quad (4.19)$$

Portanto, o indutor de entrada pode ser calculado pela equação (4.20).

$$L = \frac{80}{3.f_s.\Delta I_{i\max}} \quad (4.20)$$

Para o projeto do indutor, pode-se utilizar o mesmo procedimento de cálculo de indutores de filtragem apresentado em [13]. Desta forma, as expressões (4.21), (4.22) e (4.23) representam, respectivamente, o produto $A_e.A_w$, o número de espiras e o entreferro.

$$A_e.A_w = \frac{L.i_p.i_{ef}.10^4}{K_w.B_{\max}.J_{\max}} \quad (4.21)$$

$$N = \frac{L.i_p.10^4}{B_{\max}.A_e} \quad (4.22)$$

$$l_g = \frac{N^2.\mu_o.A_e.10^{-2}}{L} \quad (4.23)$$

4.6 - CÁLCULO DO CAPACITOR DE SAÍDA

Conforme estudado no capítulo 1 o capacitor pode ser calculado em função da máxima ondulação de pico da tensão de saída ou em função do tempo de “hold-up time”. Portanto, para o projeto do capacitor de saída deve-se levar em conta os seguintes fatores:

- ondulação da corrente na frequência de comutação;
- ondulação da corrente em 360Hz;
- tensão de saída do retificador;
- ondulação da tensão de saída e
- tempo de “hold-up time”.

A equação (4.24) define o valor do capacitor em função da ondulação da tensão de saída.

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot 360 \cdot V_o \cdot V_{or}} \quad (4.24)$$

4.7 - DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR E DO DIODO “BOOST”

4.7.1 - DIMENSIONAMENTO DO IGBT

Corrente Média:

Durante um período de comutação (T_s), a corrente sobre o interruptor pode ser considerada constante durante o intervalo de condução (t_c) portanto, o valor da corrente média por período de comutação é expressa por:

$$I_{Smd_{fs}} = \frac{I_i \cdot t_c}{T_s} \quad (4.25)$$

Sabendo que: $D = \frac{t_c}{T_s}$, desta forma:

$$I_{Smd_{fs}} = I_i \cdot D \quad (4.26)$$

Para um semi-ciclo da rede a razão cíclica (D) possui variação sinusoidal, conforme (4.27).

$$d(wt) = \frac{1}{2} - \frac{V_{ip} \cdot \text{sen } wt}{V_o} \quad (4.27)$$

A corrente de entrada é composta de duas parcelas. A fundamental na frequência da rede e uma pequena ondulação devido à comutação dos interruptores. Desconsiderando-se a ondulação, a corrente de entrada de uma fase pode ser expressa por:

$$I_i(wt) = I_{ip} \cdot \text{sen } wt \quad (4.28)$$

Substituindo (4.27) e (4.28) em (4.26), obtém-se a variação da corrente média instantânea sobre o interruptor para um período da rede de entrada.

$$I_{Smd_{fs}}(wt) = I_{ip} \cdot \text{sen}(wt) \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{V_{ip} \cdot \text{sen}(wt)}{V_o} \right) \quad (4.29)$$

Para projetar o interruptor controlado (IGBT) deve ser calculada a corrente média sobre o mesmo para um período da rede. Portanto:

$$I_{Smd} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} I_{Smd_{fs}}(wt) \, dwt \quad (4.30)$$

Como a corrente circula sobre o interruptor em apenas um semi-ciclo da rede, pode-se alterar o limite superior de integração, resultando em:

$$I_{Smd} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{ip} \cdot \text{sen}(wt) \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{V_{ip} \cdot \text{sen } wt}{V_o} \right) \, dwt \quad (4.31)$$

Resolvendo (4.31), obtém-se a expressão da corrente média sobre o indutor:

$$I_{Smd} = \frac{I_{ip}}{4 \cdot \pi} \cdot \left[\left(\frac{V_o - \pi \cdot V_{ip}}{V_o} \right) + 1 \right] \quad (4.32)$$

Corrente de Pico:

A corrente de pico que circula pelo interruptor é igual a corrente de pico de entrada mais a ondulação na frequência de comutação, ou seja:

$$I_{Spmax} = I_{ip} + \Delta I_{imax} \quad (4.33)$$

Tensão de Bloqueio:

Quando um interruptor está conduzindo, o outro interruptor do mesmo braço fica submetido à tensão de saída (V_o), portanto:

$$V_{Smax} = V_o \quad (4.34)$$

4.7.2 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO**Corrente Média:**

O diodo conduz de forma complementar (D_c) ao interruptor, portanto:

$$D_c = 1 - D \quad (4.35)$$

$$I_{Dmd_{fs}} = I_i \cdot D_c \quad (4.36)$$

Substituindo (4.27) em (4.35), obtém-se:

$$d_c(wt) = \frac{1}{2} + \frac{V_{ip} \cdot \text{sen} wt}{V_o} \quad (4.37)$$

Substituindo (4.28) e (4.37) em (4.36) e aplicando a definição do valor médio de uma função, obtém-se:

$$I_{Dmd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{ip} \cdot \text{sen}(wt) \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{V_{ip} \cdot \text{sen}(wt)}{V_o} \right) dwt \quad (4.38)$$

Resolvendo (4.38) chega-se na expressão da corrente média sobre o diodo.

$$I_{Dmd} = \frac{I_{ip}}{4} \cdot \left(\frac{2 \cdot V_o + \pi \cdot V_{ip}}{\pi \cdot V_o} \right) \quad (4.39)$$

Corrente de Pico:

$$I_{Dpmax} = I_{ip} + \Delta I_{imax} \quad (4.40)$$

Tensão Reversa Máxima:

$$V_{Dmax} = V_o \quad (4.41)$$

4.8 - METODOLOGIA DE PROJETO

A seguir é apresentado uma seqüência de projeto para um retificador trifásico regenerativo com as seguintes características:

$P_o = 1kW$	Potência de saída
$V_{ief} = 110V$	Tensão de entrada de fase eficaz
$V_o = 320V$	Tensão de saída
$f_s = 20kHz$	Frequência de comutação
$\Delta I_{imax} = 10\% I_{ip}$	Ondulação da corrente de entrada
$\eta = 90\%$	Rendimento da estrutura

4.8.1 - CÁLCULO DO INDUTOR

Inicialmente determina-se a corrente eficaz e de pico para cada fase. Como o sistema é equilibrado, as correntes das três fases possuem o mesmo módulo. Portanto:

$$I_{ief} = \frac{P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_{ief}} = \frac{1000}{3 \cdot 0,90 \cdot 110} = 3,37A$$

$$I_{ip} = \sqrt{2} \cdot I_{ief} = \sqrt{2} \cdot 3,37 = 4,76A$$

$$\Delta I_{imax} = 0,10 \cdot I_{ip} = 0,48A$$

$$L = \frac{80}{3 \cdot f_s \cdot \Delta I_{l_{\max}}} = \frac{80}{3 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,48} \Rightarrow L = 2,8 \text{mH}$$

Como a corrente que circula nos indutores possui a fundamental na frequência de 60Hz mais uma pequena ondulação na frequência de comutação, pode-se dizer que sobre o indutor circula apenas uma corrente de baixa frequência. Então, o indutor pode ser de ferrite ou até mesmo de ferro silício. Neste exemplo será adotado um indutor de ferrite. Para tal, utilizar-se-á os seguintes valores para densidade de corrente e densidade de fluxo magnético:

$$J_{\max} = 350 \text{A/cm}^2$$

$$B_{\max} = 0,30 \text{Tesla}$$

$$K_w = 0,7 \text{ (fator de utilização do núcleo)}$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_p \cdot I_{\text{ief}} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} = \frac{2,8 \cdot 10^{-3} \cdot 4,76 \cdot 3,37 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 350} = 6,11 \text{cm}^4$$

Desta forma, seleciona-se o núcleo EE55 da Thornton, com os seguintes parâmetros:

$$A_e = 3,54 \text{cm}^2$$

$$A_w = 2,38 \text{cm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = 84,252 \text{cm}^4$$

$$N = \frac{L \cdot I_p \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot A_e} = \frac{2,8 \cdot 10^{-3} \cdot 4,76 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 3,54} = 126 \text{ espiras}$$

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} = \frac{126^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54 \cdot 10^{-2}}{2,8 \cdot 10^{-3}} = 0,25 \text{cm}$$

Para dimensionar a bitola do fio, utiliza-se a expressão abaixo:

$$\phi = \frac{I_{\text{ief}}}{J_{\max}} = \frac{3,37}{350} = 0,00963 \text{cm}^2$$

4.8.2 - CAPACITOR DE FILTRO

- Capacitor calculado em função da ondulação da tensão de saída:

Admitindo uma ondulação máxima igual a 2% da tensão de saída, tem-se:

$$V_{or} = 2\% \cdot V_o = 6,4V$$

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot 360 \cdot V_o \cdot V_{or}} = \frac{1000}{2 \cdot \pi \cdot 360 \cdot 320 \cdot 6,4} = 220\mu F$$

A corrente que circula pelo capacitor nos retificadores em ponte de Graetz à diodos tem um fator de forma pobre, com elevados picos, em consequência há uma significativa queda de tensão sobre a resistência série do capacitor (R_{ers}), aumentando a ondulação da tensão de saída. No caso do retificador trifásico controlado que está sendo estudado, a corrente que circula pelo capacitor é praticamente sinusoidal, desta forma podem ser empregados capacitores de saída menores. Contudo, a ondulação da tensão de saída provocada pela queda de tensão sobre a resistência série do capacitor (R_{ers}) às vezes limita o uso de capacitores pequenos. Neste trabalho não foi realizado um estudo teórico a respeito deste fenômeno, apenas alerta-se para o cuidado no momento da escolha do capacitor.

Neste caso optou-se em trabalhar com um capacitor de capacitância maior que a calculada, como por exemplo: $C_o = 450\mu F$. Desta forma:

$$V_{or} = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot 360 \cdot V_o \cdot C_o} = \frac{1000}{2 \cdot \pi \cdot 360 \cdot 320 \cdot 450 \cdot 10^{-6}} = 3,07V$$

4.8.3 - DETERMINAÇÃO DOS ELEMENTOS EXTERNOS AO UC3854

Como mencionado no item 4.1, existe a necessidade de serem utilizados três circuitos integrados UC3854 para realizar o controle das correntes de fase. Desta forma, apresentar-se-á uma seqüência de cálculos válidos para o UC3854 de qualquer fase. Os componentes externos ao UC3854 estão ilustrados na Fig. 4.10.

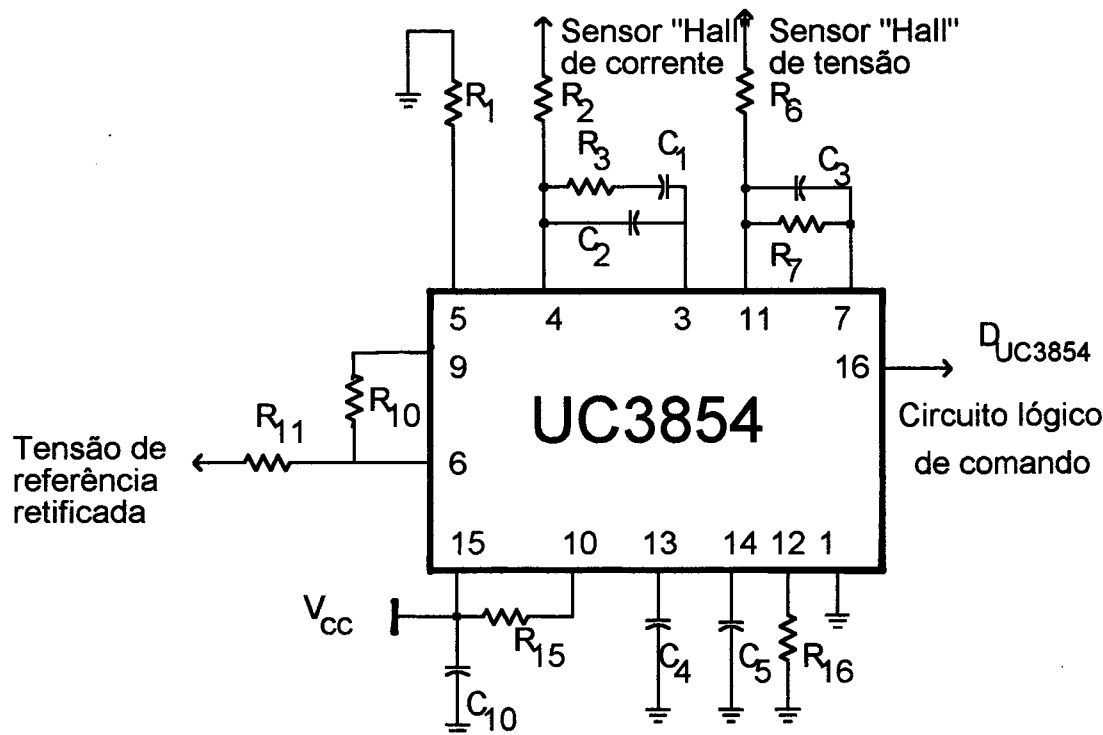


Fig. 4.10 – Elementos externos ao UC3854 por fase.

As tensões de referência são geradas a partir de dois transformadores e um circuito somador inversor, conforme será visto no anexo 1, item 1.3. Supondo que a tensão de fase de entrada possa ter uma variação de $\pm 20\%$. Isto implica que a saída do transformador de referência possui uma variação de $\pm 20\%$. Portanto:

$V_{2pmax} = 10,2V$	Tensão de pico máxima do secundário do transformador de referência.
$V_{2pmin} = 6,8V$	Tensão de pico mínima do secundário do transformador de referência.

Sensor resistivo:

O sensor para medir a corrente pode ser resistivo ou do tipo sensor de efeito "Hall". Neste projeto optou-se em utilizar sensores de efeito "Hall".

Pelo catálogo do fabricante do UC3854, a entrada inversora (pino 4) do compensador de corrente pode variar de $-0,3V$ a $2,5V$, desta forma adotou-se:

$$V_{RSH} = 2,5V$$

O correto dimensionamento do sensor de efeito "Hall" será apresentado no item 1.4 do anexo 1. Por enquanto é suficiente saber que a saída do sensor é em corrente e que a relação de ganho (G_{Hall}) entre a corrente de entrada e a corrente de saída é de 5:1000. Isto é, quando a corrente de entrada for igual ao valor de pico ($I_{ip} = 4,76A$), a corrente de saída do sensor é igual a 23,8mA. Desta forma supondo que o resistor do sensor "Hall" (R_{Hall}) seja:

$R_{Hall} = 100\Omega$, isto implica que:

$$R_{SH} = \frac{5 \cdot R_{Hall}}{1000} = 500m\Omega$$

Tensão de referência:

Adotando $I_{ac} = 400\mu A$, obtém-se:

$$R_{11} = \frac{V_{2pmax} + 6}{I_{ac}} = \frac{1,2 \cdot 6 \cdot \sqrt{2} + 6}{400 \cdot 10^{-6}} = 38334\Omega$$

Portanto, foi selecionado $R_{11} = 39k\Omega$.

$$R_{10} = \frac{R_{11}}{4} = \frac{39 \cdot 10^3}{4} = 10k\Omega$$

Gerador PWM:

$$I_{acmin} = \frac{V_{2pmin} + 6}{R_{11}} = \frac{6,8 + 6}{39 \cdot 10^3} = 328\mu A$$

$$R_{16} = \frac{3,75}{2 \cdot I_{acmin}} = 5716\Omega$$

Foi escolhido $R_{16} = 6,8k\Omega$.

Então:

$$C_5 = \frac{1,25}{f_s \cdot R_{16}} = \frac{1,25}{20 \cdot 10^3 \cdot 6,8 \cdot 10^3} = 9,2 \text{ nF}$$

O valor adotado foi $C_5 = 8,2 \text{ nF}$.

Multiplicador:

A saída do multiplicador é em corrente e internamente está ligado na entrada não inversora do compensador de corrente.

$$R_1 = \frac{V_{RSH}}{2 \cdot I_{ac\min}} = \frac{2,5}{2 \cdot 328 \mu} = 3810 \Omega$$

O valor adotado foi: $R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$.

Compensador de Corrente:

Cada fase possui uma malha de corrente que atua de forma independente. Sendo assim, pode-se simplificar o retificador trifásico em 3 retificadores monofásicos, de modo que o compensador de corrente adotado para este retificador é o mesmo sugerido pela Unitrode. Portanto, a função de transferência do retificador continua sendo caracterizada por um pólo na origem [9], conforme representada pela equação abaixo:

$$G(s) = \frac{V_o \cdot R_{SH}}{V_s \cdot s \cdot L} = \frac{320 \cdot 0,5}{5,5 \cdot s \cdot 2,8 \cdot 10^{-3}} = \frac{10390}{s}$$

O procedimento de cálculo do compensador é o mesmo apresentado no capítulo 1. Para o projeto do compensador deve-se levar em conta o efeito da função de transferência devido a amostragem, conforme a equação (1.27). Portanto, supondo:

$$f_z = 1 \text{ kHz (frequência do zero do compensador)}$$

$$f_p = 15 \text{ kHz (frequência do polo do compensador)}$$

$$H_{\text{faixaplana}} = 8 \text{ dB (ganho na faixa plana)}$$

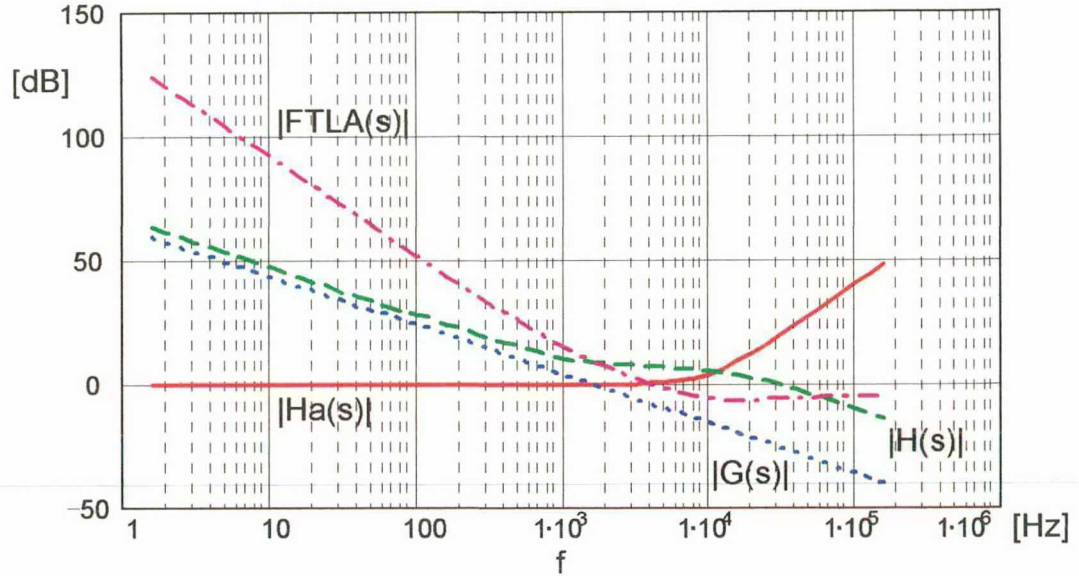
Obtém-se:

$$R_1 = R_2 = 47\text{k}\Omega$$

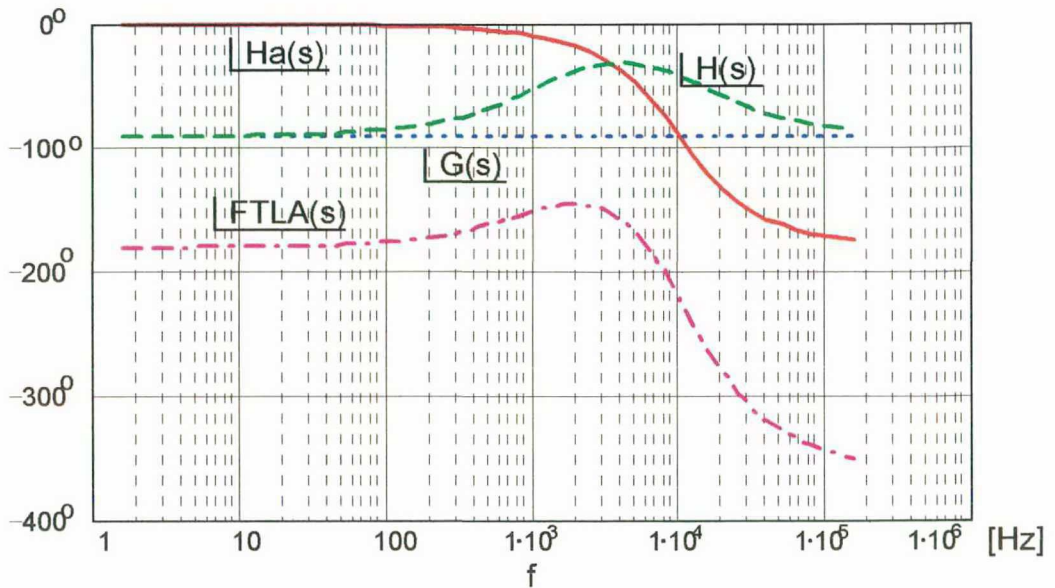
$$R_2 = R_3 = 120\text{k}\Omega$$

$$C_p = C_2 = 100\text{pF}$$

$$C_z = C_1 = 1,2\text{nF}$$



(a)



(b)

Fig. 4.11 – (a) Gráfico dos módulos das funções $G(s)$, $H(s)$, $Ha(s)$ e $FTLA(s)$; (b) gráfico das fases das funções $G(s)$, $H(s)$, $Ha(s)$ e $FTLA(s)$.

Os valores foram selecionados de modo a se obter uma margem de fase segura. Na Fig. 4.11 (a) e (b) são apresentados os gráficos dos módulos e das fases de $G(s)$, $H(s)$, $Ha(s)$ e da $FTLA(s)$. Verifica-se que foi obtida uma frequência de cruzamento igual a 4kHz com uma margem de fase de 30° . Salienta-se aqui a dificuldade no projeto do compensador devido a baixa frequência de comutação, conforme mencionado no item 2.2.3.

Compensador de Tensão:

Para o cálculo do compensador de tensão foram utilizadas as expressões do retificador monofásico com modificação no valor da frequência da ondulação da tensão de saída. O fato da frequência da ondulação da tensão de saída ser maior, melhora o desempenho do compensador, devido a possibilidade de projetar a frequência do polo maior que 20Hz e desta forma obter uma malha de tensão mais rápida. As expressões são apresentadas a seguir:

$$R_6 \cdot C_3 = \frac{3 \cdot 10 \cdot V_{or} \cdot V_{REF}}{2 \cdot \pi \cdot 360 \cdot V_0} = \frac{3 \cdot 10 \cdot 3,07 \cdot 7,5}{2 \cdot \pi \cdot 360 \cdot 320} = 9,5 \cdot 10^{-4}$$

Supondo:

$$C_3 = 47 \text{ nF} \Rightarrow R_6 = 15 \text{ k}\Omega.$$

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{P_o \cdot V_{REF}}{V_0^2 \cdot V_{vea} \cdot C_o \cdot R_6 \cdot C_3}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1000 \cdot 7,5}{320^2 \cdot 4 \cdot 450 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^{-9}}} \Rightarrow$$

$$f_c = 30 \text{ Hz}$$

Portanto:

$$R_7 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 113 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_7 = 120 \text{ k}\Omega$$

4.8.4 - DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES E DIODOS

Corrente média sobre o interruptor:

$$I_{Smd} = \frac{I_{ip}}{4 \cdot \pi} \cdot \left[\left(\frac{V_o - \pi \cdot V_{ip}}{V_o} \right) + 1 \right] = \frac{4,76}{4 \cdot \pi} \cdot \left[\left(\frac{320 - \pi \cdot 155,5}{320} \right) \right] \Rightarrow I_{Smd} = 0,18A$$

Corrente de pico sobre o interruptor:

$$I_{Spmax} = I_{ip} + \Delta I_{imax} = 4,76 + 0,48 \Rightarrow I_{Spmax} = 5,24A$$

Tensão de bloqueio do interruptor:

$$V_{Smax} = V_o \Rightarrow V_{Smax} = 320V$$

Corrente média sobre o diodo:

$$I_{Dmd} = \frac{I_{ip}}{4} \cdot \left(\frac{2 \cdot V_o + \pi \cdot V_{ip}}{\pi \cdot V_o} \right) = \frac{4,76}{4} \cdot \left(\frac{2 \cdot 320 + \pi \cdot 155,5}{\pi \cdot 320} \right) \Rightarrow I_{Dmd} = 1,34A$$

Corrente de pico sobre o diodo:

$$I_{Dpmax} = I_{Spmax} = 5,24A$$

Tensão reversa máxima sobre o diodo:

$$V_{Dmax} = V_o = 320V$$

Deve ser utilizada uma margem de segurança na escolha dos diodos e interruptores, devido às não idealidades desconsideradas nos cálculos.

Neste trabalho foi utilizado o módulo de potência da Powerex CM15TF-12E, pois não existia um módulo de menor potência no laboratório, com as seguintes características [27]:

$$V_{Smax} = 600V \quad I_{Smd} = 15A \quad I_{Smax} = 30A \quad I_{Dmd} = 15A \quad I_{Dmax} = 30A$$

Observa-se nos valores calculados que a corrente média sobre os diodos da ponte é maior que a corrente média sobre os interruptores, pois o tempo médio de condução dos diodos é maior. Este fenômeno foi estudado em [38] e concluiu-se que para esta estrutura operando como retificador, os diodos de roda livre apresentam maior tempo médio de condução comparados aos interruptores. Na operação como inversor, tem-se a situação inversa, ou seja, os interruptores conduzem mais tempo comparados aos diodos de roda livre.

Para otimizar e diminuir os custos dos módulos de potência aplicados à inversores de tensão, os fabricantes aumentam a queda de tensão direta sobre os diodos (2V a 2,5V tipicamente), além de utilizarem uma resistência térmica junção-encapsulamento para os diodos de quase o dobro da utilizada para os IGBTs. A título de exemplo, para o módulo utilizado no laboratório tem-se os seguintes valores:

Resistência térmica junção-encapsulamento por IGBT = $1,3^{\circ}\text{C/W}$

Resistência térmica junção-encapsulamento por diodo = $3,5^{\circ}\text{C/W}$

Tensão direta sobre o diodo = 2,5V

Portanto, os módulos de potência disponíveis no mercado não estão otimizados para operarem como retificador, gerando elevadas perdas nos diodos.

4.9 - SIMULAÇÃO

A simulação foi realizada para comprovar o desenvolvimento teórico apresentado neste capítulo. O diagrama em blocos do circuito simulado é apresentado na Fig. 4.12.

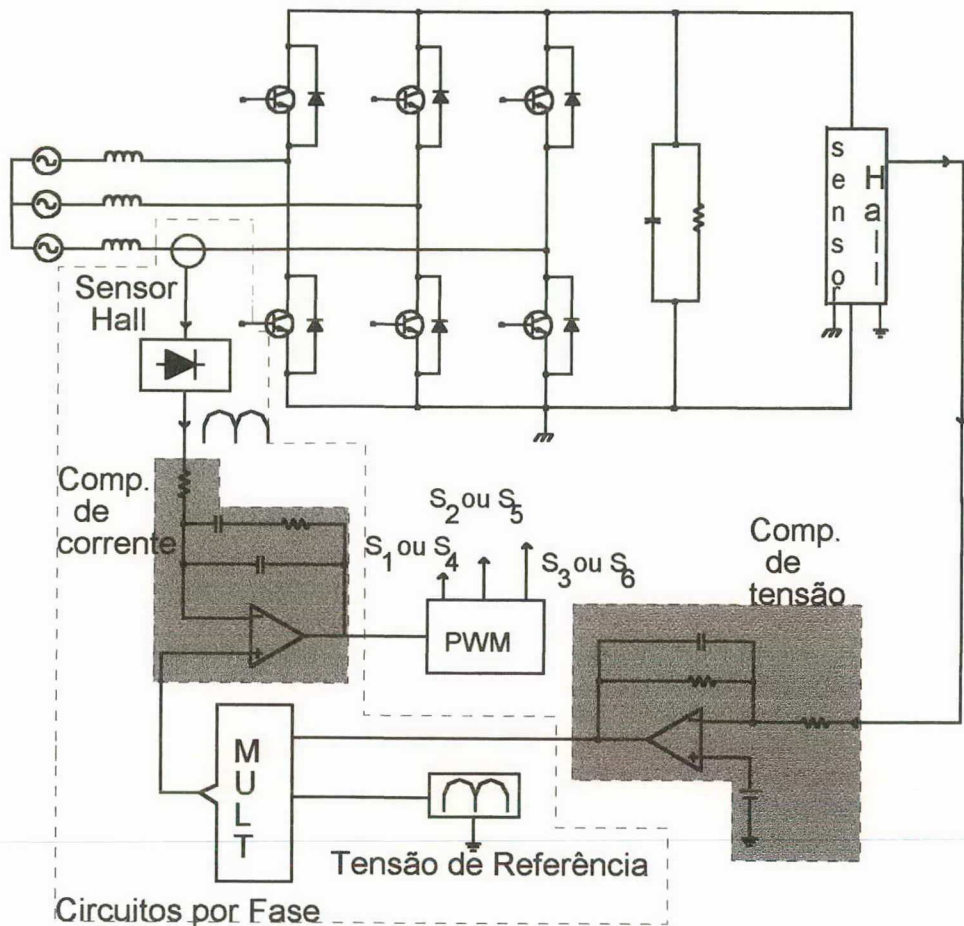
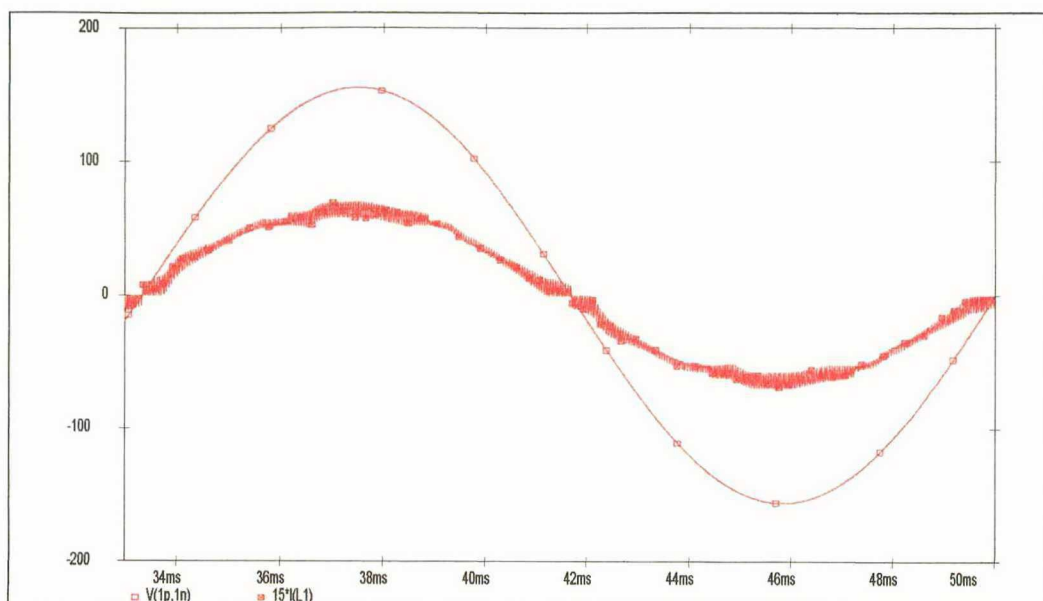
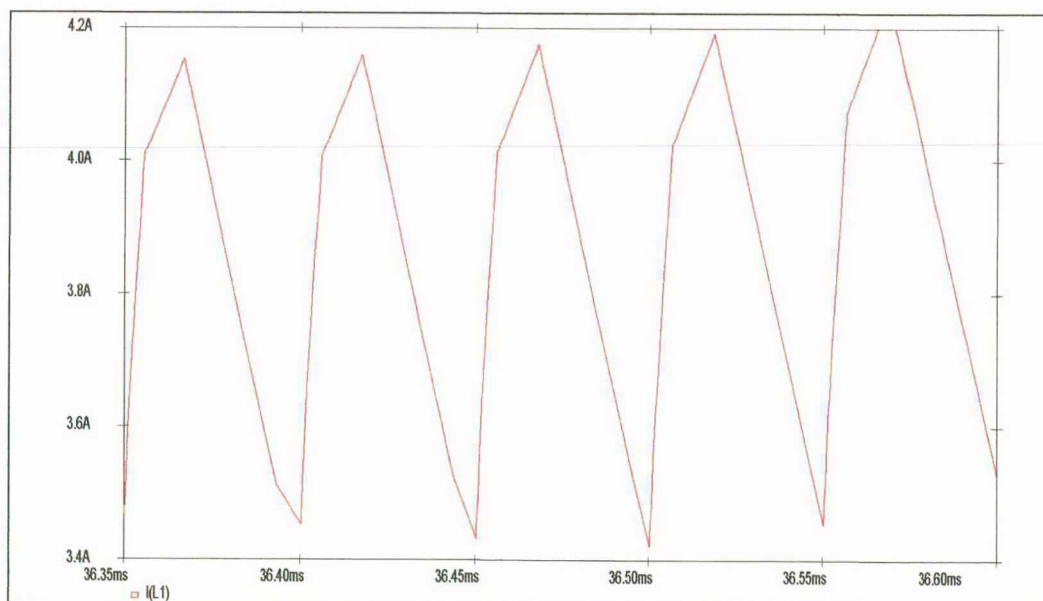


Fig. 4.12 – Diagrama em blocos do circuito simulado.

Os resultados de simulação são divididos em duas partes. A primeira parte refere-se ao funcionamento da estrutura no modo retificador e é apresentada nas Fig. 4.13 (a) e (b) e nas Fig. 4.14 (a) e (b). A segunda parte ilustra o funcionamento da estrutura no modo regeneração de energia. Neste caso, foi adicionada uma fonte de tensão de 400V na saída do retificador para simular a frenagem de uma máquina. As Fig. 4.15 (a) e (b) apresentam as principais formas de onda referentes a este modo de operação.

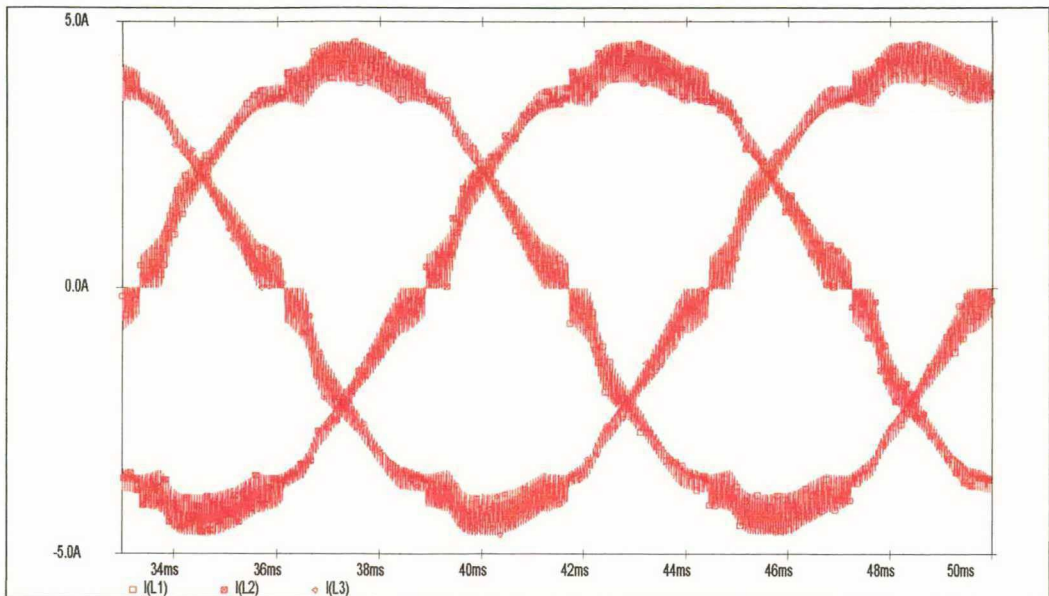


(a)

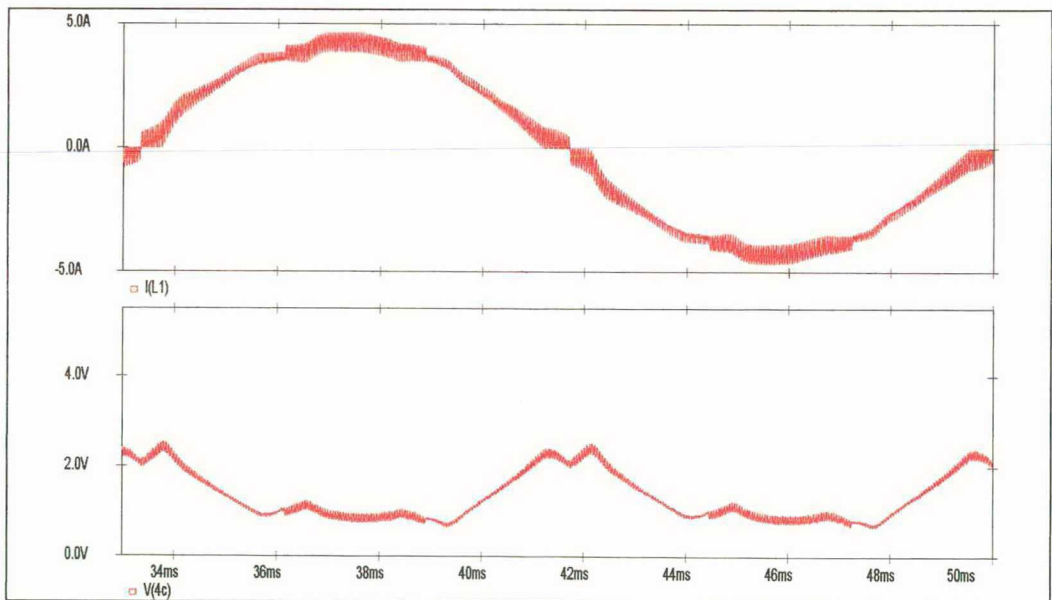


(b)

Fig. 4.13 – (a) Tensão e corrente da fase 1e (b) ondulação da corrente na fase 1.

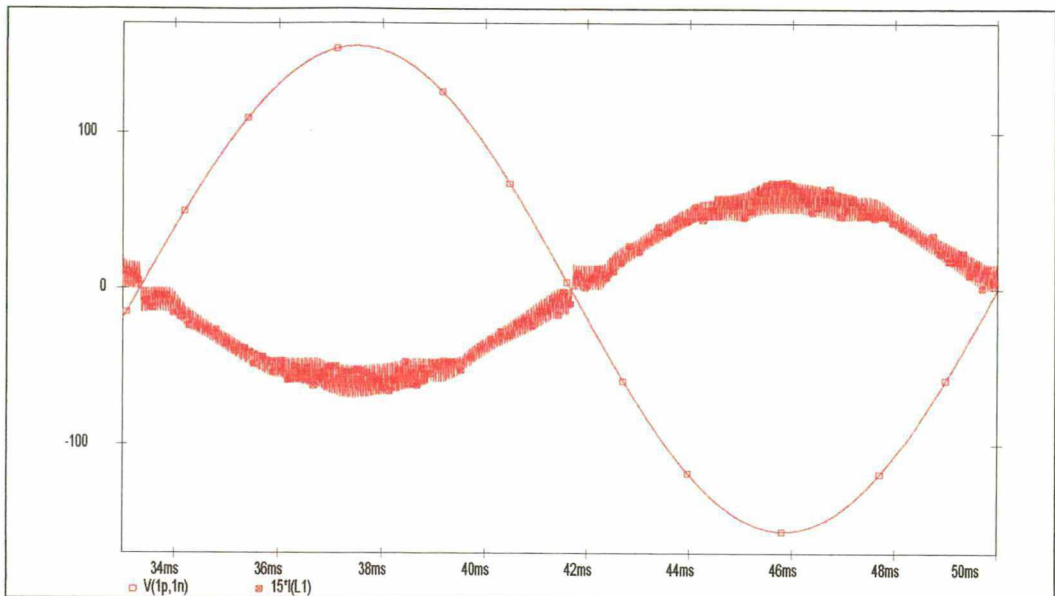


(a)

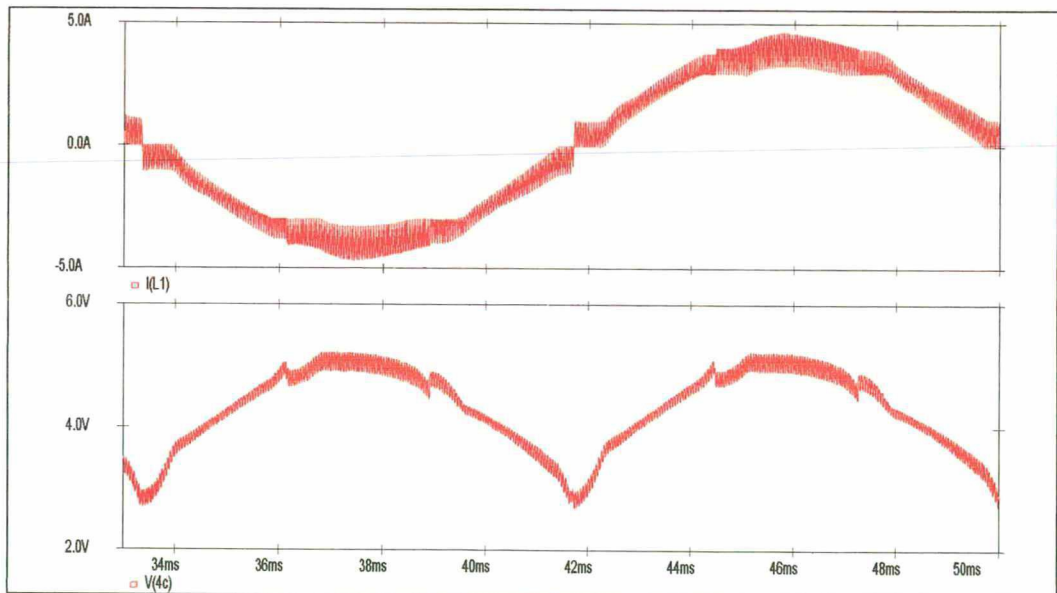


(b)

Fig. 4.14 – (a) Corrente de entrada nas três fases e (b) corrente na fase 1 (acima) e tensão de saída do compensador de corrente (abaixo).



(a)



(b)

Fig. 4.15 – (a) Tensão e corrente da fase 1; (b) corrente na fase 1 (acima) e tensão de saída do compensador de corrente (abaixo).

Cabe lembrar que o circuito simulado apresenta as mesmas características do circuito implementado. Onde destaca-se o uso de sinais retificados para a tensão de referência e para a corrente amostrada, o emprego de um sinal dente de serra somente positivo, o uso da técnica de comando apresentada no item 4.2 e o emprego de lógica digital.

O fato do UC3854 trabalhar somente com sinais positivos, levou ao estudo das formas de comandar os interruptores de um mesmo braço. Como mencionado

no item 4.2, os pulsos de comandos gerados podem ser complementares ou simplesmente gera-se o comandado apenas para um interruptor a cada semi-ciclo da rede.

O emprego do comando complementar exige a necessidade de se trabalhar com os sinais de referência e amostragem sem retificação. Neste caso os sinais podem ser sinusoidais com semi-ciclos positivos e negativos ou pode-se somar uma componente contínua de forma que o sinais resultantes sejam sinusoidais, mas sempre positivos. É necessário que o sinal de referência e amostragem sejam somados com uma componente contínua de mesmo valor. De modo que isto implica em dificuldades práticas. Outro fato verificado foi que utilizando este artifício pode-se empregar o comando complementar, contudo existe a necessidade de utilizar lógica digital para identificar o processo de regeneração de energia, pois o compensador de tensão interno ao UC3854 só trabalha com tensões positivas. Por estes motivos, optou-se em trabalhar com a inibição de um interruptor por braço para cada semi-ciclo da rede.

4.10 - CONCLUSÃO

Procurou-se simular um circuito com todas as características do circuito implementado. O circuito simulado funcionou conforme o estudado.

Foi desenvolvida e apresentada a expressão para a determinação dos indutores de entrada, baseada nas etapas de operação do retificador e na teoria dos conversores "Boost".

As equações básicas para este conversor foram desenvolvidas e os resultados confirmados por simulação.

Foram estudadas as duas soluções que contornam a dificuldade em se trabalhar somente com sinais positivos. Ficou comprovado que inibindo os pulsos para um interruptor de cada braço para cada semi-ciclo da rede é a melhor solução comparada com a solução que emprega a soma de um nível cc no sinal de referência e no sinal de amostragem. O emprego de comandos complementares só é possível quando é somada uma componente contínua no sinal de referência e no sinal da corrente amostrada, contudo verificou-se dificuldades práticas na implementação deste circuito devido às não idealidades dos componentes.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PROTÓTIPO DO RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO COM REGENERAÇÃO DE ENERGIA

5.1 - INTRODUÇÃO

O protótipo implementado no laboratório tem as seguintes características:

$V_{ief} = 110V$ Tensão de entrada de fase eficaz

$V_o = 320V$ Tensão de saída

$f_s = 20kHz$ Freqüência de comutação

O objetivo deste capítulo é de apresentar e interpretar os resultados obtidos no laboratório do retificador de corrente trifásico. Assim sendo, os resultados serão divididos em quatro seções. A primeira parte trata do retificador de corrente trifásico apresentado na Fig. 5.1 com os componentes externos ao circuito integrado UC3854 calculados segundo o manual do fabricante (Unitrode), conforme apresentado no item 4.8.3 [10, 11]. A segunda parte apresenta o retificador de corrente trifásico com uma pequena alteração, conforme apresentado na Fig. 5.2. A terceira etapa relata o retificador da Fig. 5.1 com uma alteração no valor de R_{10} calculado. A última seção descreve o retificador da Fig. 5.2 com o valor de R_{10} alterado. O resistor R_{10} é conectado entre o pino 9 (V_{REF}) e o pino 6 (I_{ac}) do circuito integrado UC3854, conforme observa-se na Fig. 4.10. A função deste componente é eliminar o nível cc do pino 6. Segundo [10] e [11], este resistor é calculado através da expressão (5.1).

$$R_{10} = \frac{R_{11}}{4} \quad (5.1)$$

Onde R_{11} é o resistor conectado entre o retificador de precisão que gera a tensão de referência retificada e o pino 2.

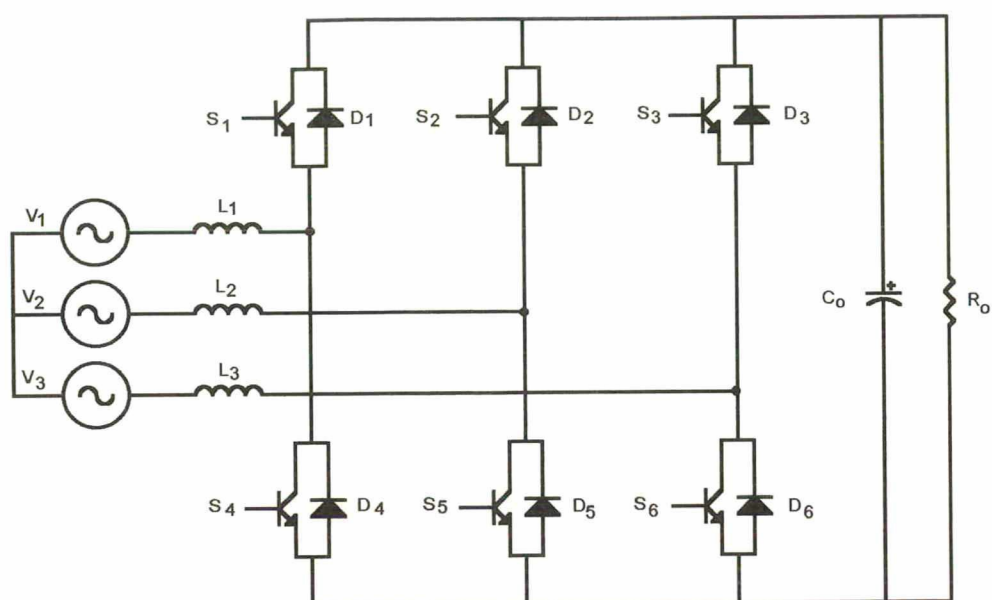


Fig. 5.1 – Retificador de corrente trifásico sem o neutro.

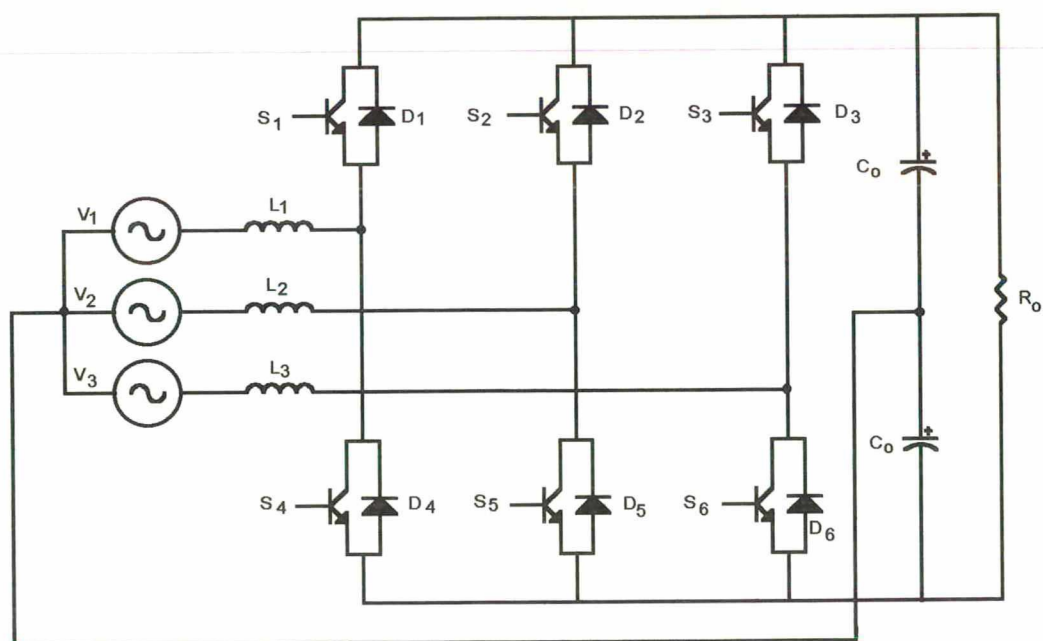


Fig. 5.2 – Retificador de corrente trifásico com o neutro conectado no ponto médio criado pelos capacitores.

5.2 - RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO SEM O NEUTRO ($R_{10} = 10k\Omega$)

O esquema do circuito de potência é apresentado na Fig. 5.1. Os valores dos componentes externos ao circuito integrado UC3854 foram determinados no item 4.8.3.

Para este experimento foi utilizado uma carga resistiva igual a 400Ω , totalizando uma potência de saída de 260W. Devido à forma de onda da corrente de entrada apresentar picos de corrente, não foi possível tirar maior potência do conversor para os valores dos componentes calculados em 4.8.3.

Observa-se que os picos de corrente coincidem com o momento do cruzamento de alguma tensão de entrada por zero. Considerando que a tensão da fase 1 esteja na referência 0° , isto significa picos de corrente em 60° , 120° , 240° e 300° devido ao cruzamento das tensões V_2 e V_3 por zero e em 0° e 180° devido ao cruzamento da própria tensão V_1 . As formas de onda das tensões e das correntes de entrada da estrutura operando no modo retificador são apresentadas na Fig. 5.3 (a), (b) e (c).

As correntes de entrada apresentam picos não encontrados nas referências de tensão. Isto porque os controladores de corrente estão tentando impor uma combinação de correntes desequilibradas ($I_1 + I_2 + I_3 \neq 0$), a partir das referências geradas. Como as tensões de referência senoidais geradas são equilibradas, e foram utilizados retificadores de precisão para gerar as referências retificadas, isto implica que a saída do multiplicador interno ao UC3854 está distorcendo as referências retificadas. As Fig. 5.4 (a), (b) e (c) ilustram esta distorção. Neste caso, observa-se que a saída do multiplicador está gerando referências de tensões retificadas somadas a um nível cc. O nível cc é de 13% do valor da amplitude do sinal de saída do multiplicador.

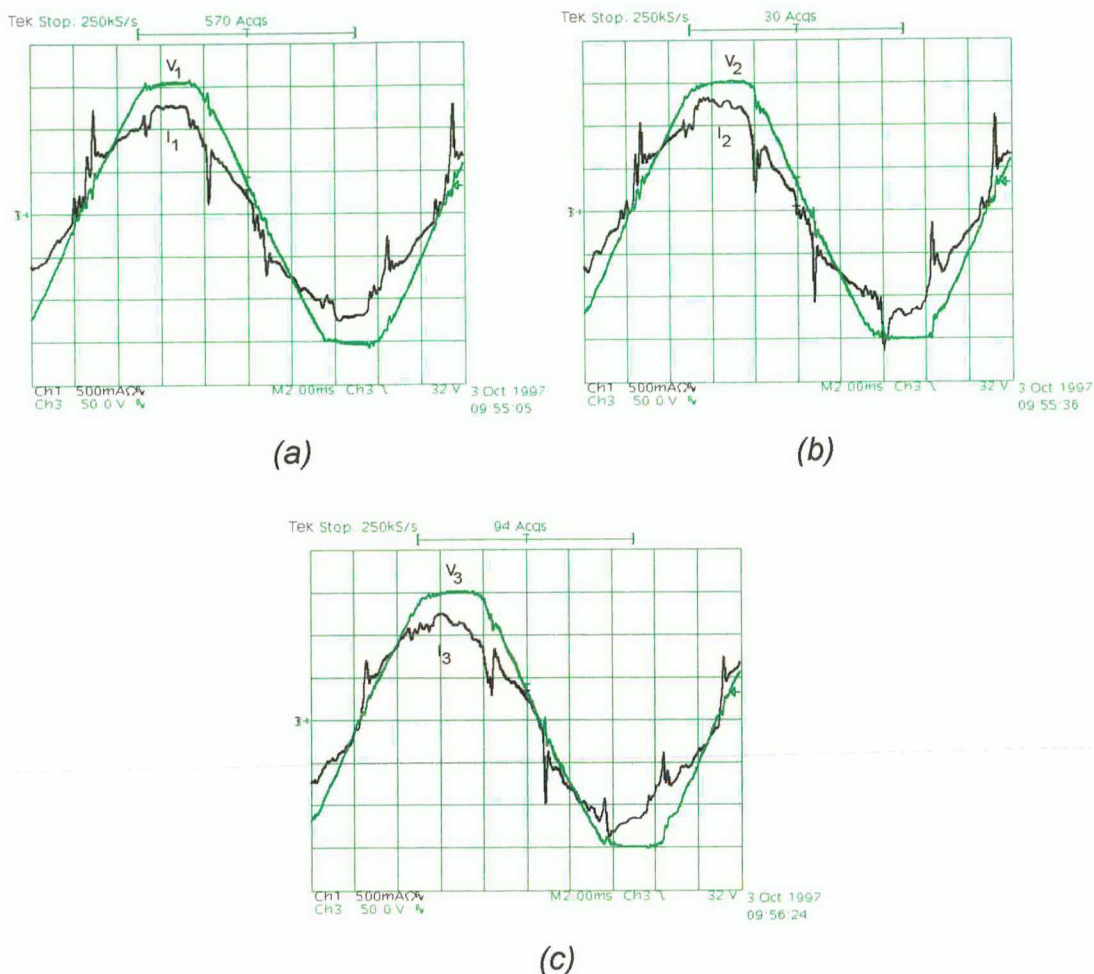


Fig. 5.3 – Tensões e correntes de entrada do conversor: (a) V_1 e I_1 ; (b) V_2 e I_2 ; (c) V_3 e I_3 .

As Fig. 5.5 (a) e (b) apresentam o comportamento da tensão de saída do controlador de corrente (V_{cea}). Observa-se que a tensão permanece em 0V durante os intervalos de 60° a 120° e de 240° a 300° para a fase 1, supondo o ângulo da tensão V_1 igual a 0° .

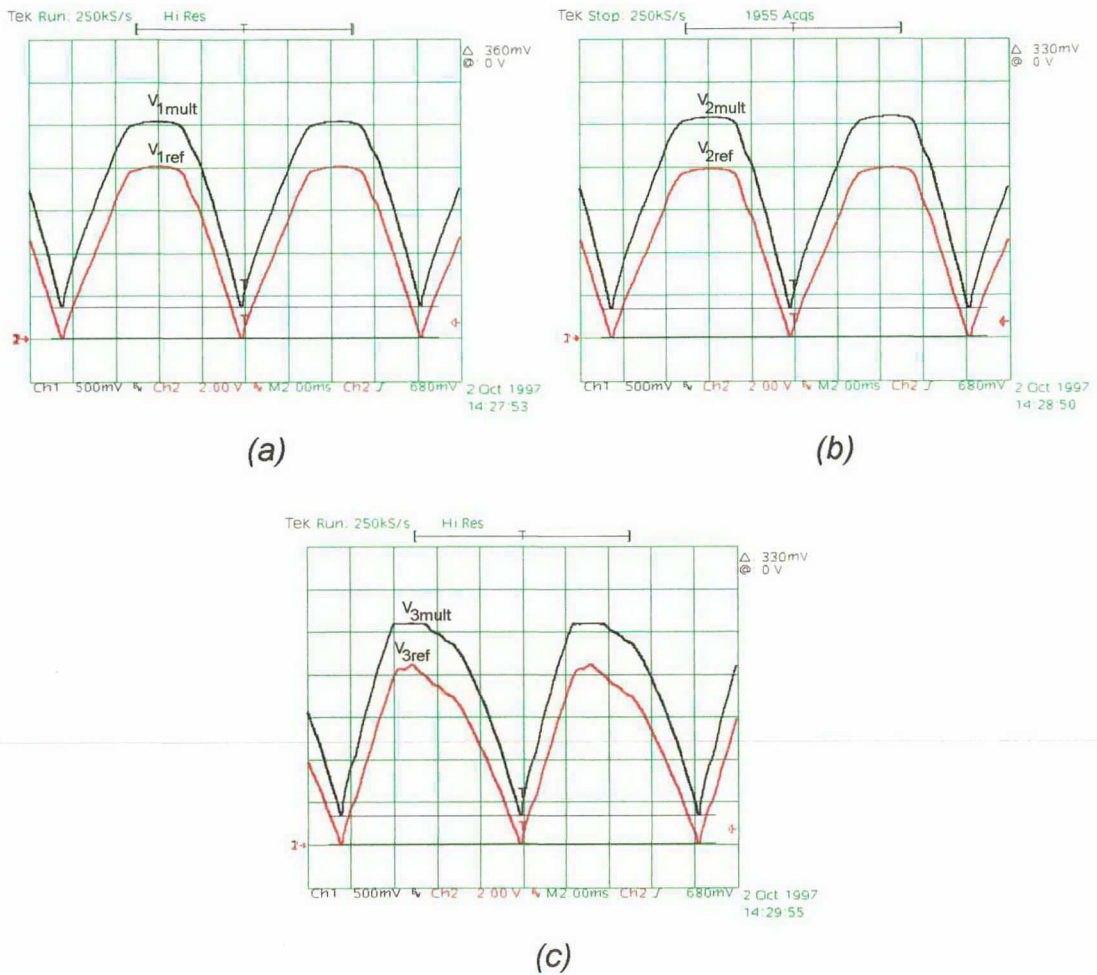


Fig.5.4 – Tensões de referência retificadas e tensões de referência obtidas na saída do multiplicador: (a) V_{1ref} e V_{1mult} ; (b) V_{2ref} e V_{2mult} ; (c) V_{3ref} e V_{3mult} .

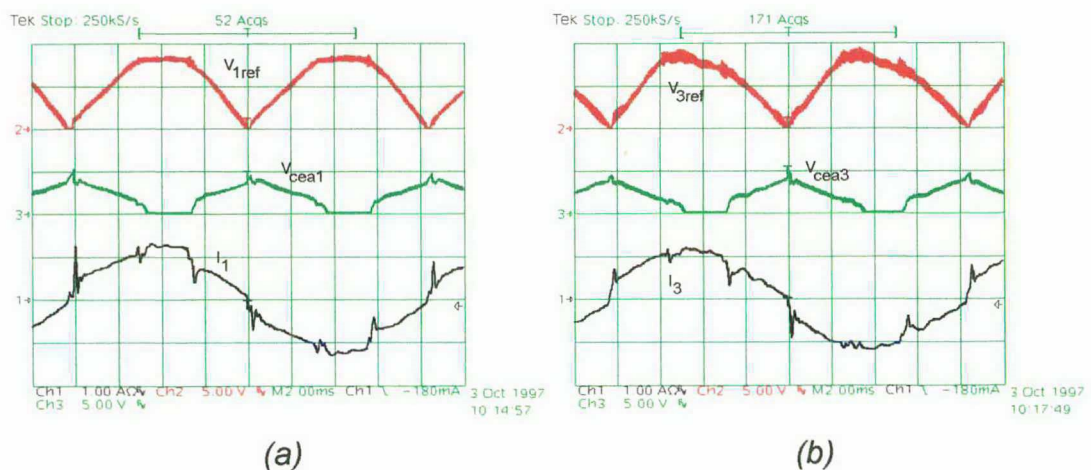


Fig. 5.5 – Tensão de saída do controlador de corrente, tensão de referência retificada e corrente de entrada: (a) V_{1ref} , V_{cea1} e I_1 ; (b) V_{2ref} , V_{cea2} e I_2 .

Estes resultados foram apresentados apenas para ilustrar o problema causado pelo multiplicador interno do UC3854 que desloca a tensão de referência retificada com uma componente contínua.

5.3 - RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO UTILIZANDO O NEUTRO ($R_{10} = 10k\Omega$)

Para esta montagem foram utilizados os mesmos valores de componentes calculados no item 4.8.3. Foi utilizada um carga resistiva de 95Ω , totalizando uma potência de saída de 1000W.

Para resolver o problema do mau funcionamento dos compensadores de corrente, causado devido ao nível cc presente nas saídas dos multiplicadores, foi utilizado o esquema de potência apresentado na Fig. 5.2.

A idéia consiste em criar um caminho alternativo para circular o desequilíbrio das correntes, desta forma a corrente que circula pelo neutro é igual ao somatório das correntes das fases 1, 2 e 3 ($I_{\text{neutro}} = I_1 + I_2 + I_3$). Se as correntes impostas pelos compensadores forem equilibradas, isto resultará em uma corrente de neutro igual a zero.

Como verificado no item 5.2, as saídas dos retificadores de precisão constituem de referências de tensões retificadas que formam um sistema equilibrado, entretanto as saídas dos multiplicadores não representam tensões de referências equilibradas, devido ao nível cc, portanto a diferença entre o sinal de referência retificado e o sinal de referência do multiplicador circula pela conexão do neutro.

As Fig. 5.6 (a), (b), (c) e (d) apresentam as formas de ondas relativas às grandezas de entrada do conversor. Observa-se uma melhora significativa nas correntes de entrada.

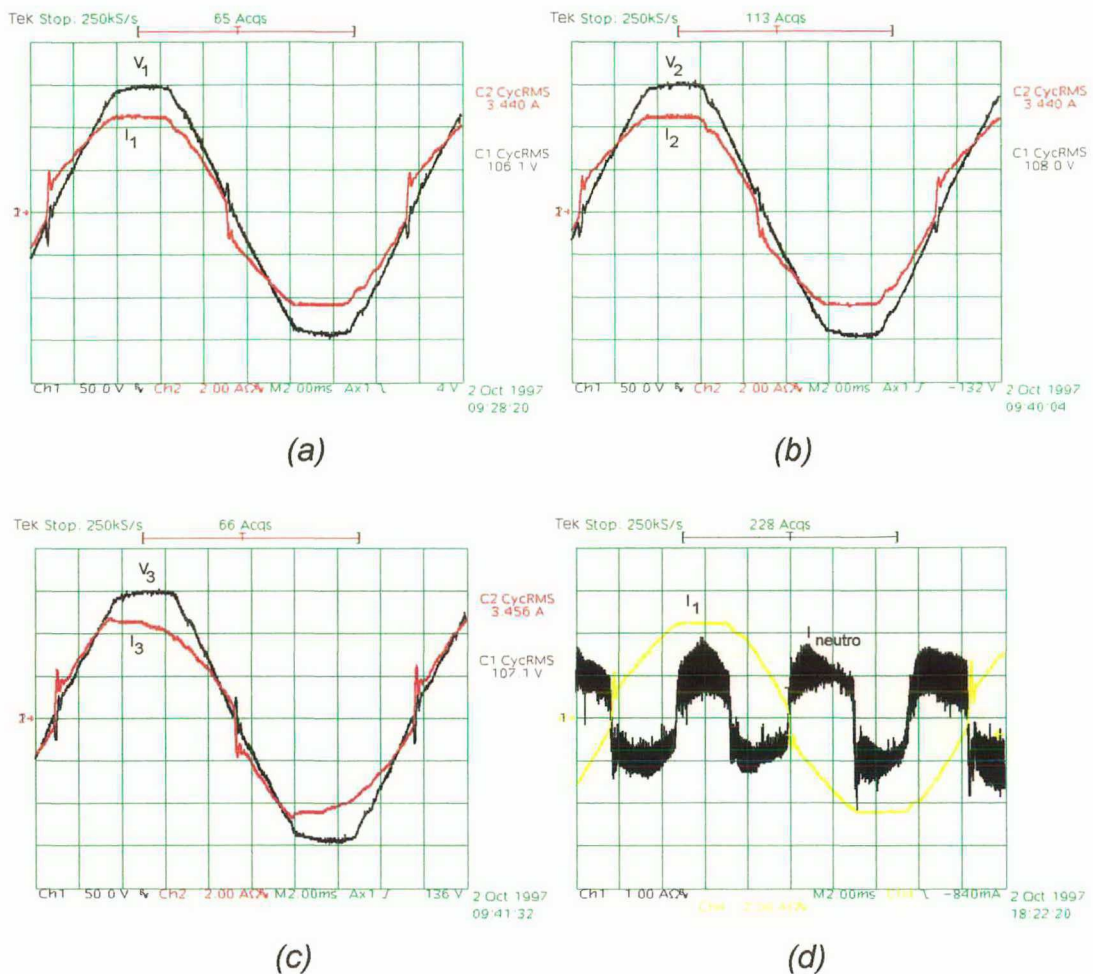


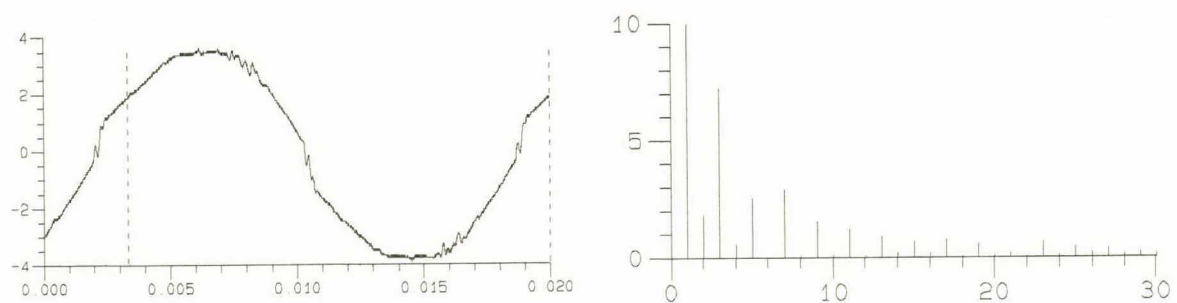
Fig. 5.6 – Tensões e correntes de entrada do retificador: (a) V_1 e I_1 ; (b) V_2 e I_2 ; (c) V_3 e I_3 ; (d) I_1 e I_{neutro} .

Foi realizada uma análise harmônica para as tensões e correntes de fase considerando as 30 primeiras harmônicas e, o resultado encontra-se resumido na tabela 5.1. O fator de potência foi calculado para cada fase pelas duas maneiras apresentadas no item 2.2.5. As análises harmônicas das correntes das fases são ilustradas nas Fig. 5.7 (a), (b) e (c). Deve ser observado que o eixo das ordenadas foi limitado para permitir uma melhor visualização das harmônicas de baixa amplitude.

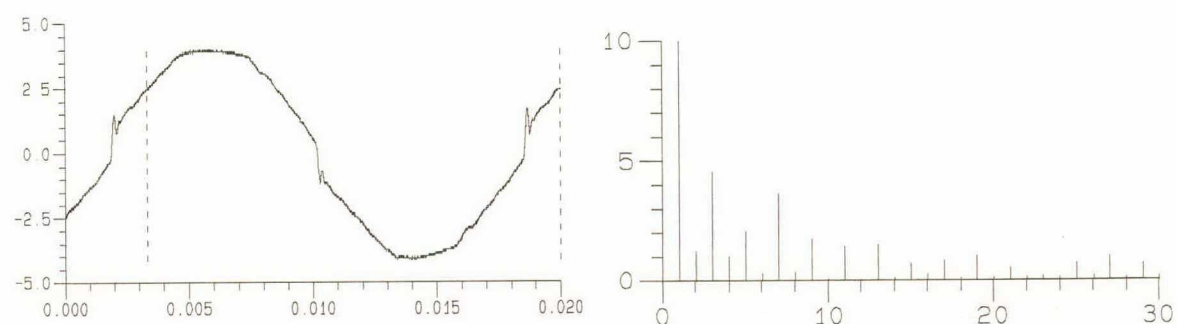
Variável	THD (%)	Fase θ ($^{\circ}$)	$FP = \frac{\cos(\theta_v - \theta_i)}{\sqrt{1 + THD_i^2}}$	$FP = \frac{P_i}{S_i} = \frac{P_i}{V_{ief} \cdot I_{ief}}$
V_1	4	$-139,06^{\circ}$	0,988	0,986
I_1	11	$-132,94^{\circ}$		
V_2	4	$-136,48^{\circ}$	0,985	0,984
I_2	8	$-127,50^{\circ}$		
V_3	5	$-138,35^{\circ}$	0,986	0,985
I_3	10	$-130,57^{\circ}$		

Tabela 5.1 – Taxa de distorção harmônica e fator de potência.

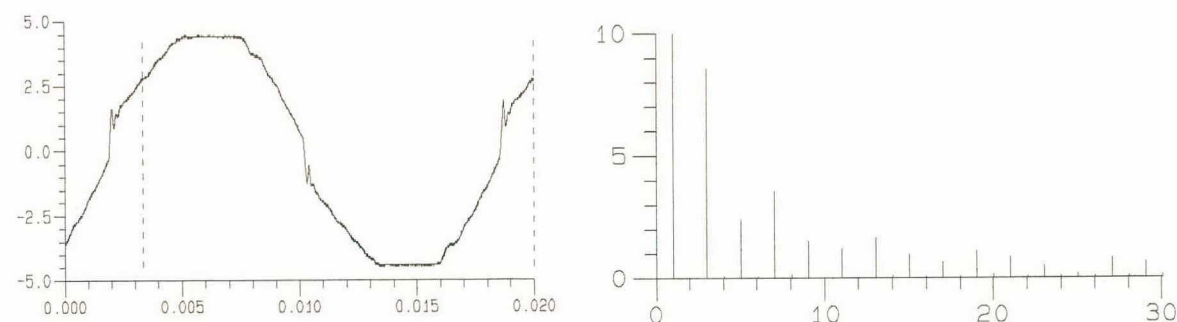
A tensão de saída (V_o) e a tensão sobre o ponto central dos capacitores (V_n) são apresentadas nas Fig. 5.8. Observa-se que a tensão no ponto central é igual à metade da tensão de saída aproximadamente. Devido às não idealidades dos capacitores, este equilíbrio é dificilmente obtido. Sugere-se a utilização de uma malha de controle com o objetivo de realizar esta função. No protótipo implementado, foram utilizadas resistências para ajudar a obter o ponto de equilíbrio, entretanto não recomenda-se o uso destas, pois não são muito eficientes e geram perdas no retificador.



(a)



(b)



(c)

Fig. 5.7 Análise harmônica das correntes : (a) fase 1; (b) fase 2; (c) fase 3.

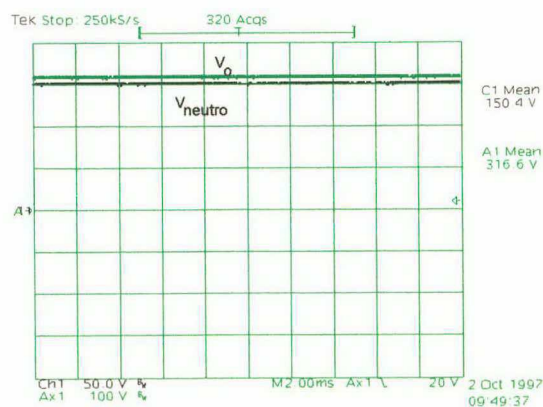


Fig. 5.8 – Tensão de saída do retificador (V_o) e tensão no ponto central (V_{neutro}).

O funcionamento interno das malhas de corrente são apresentados nas Fig. 5.9 (a) e (b). Observa-se que a tensão de saída do multiplicador está sob a tensão de saída do sensor de efeito "Hall", implicando no perfeito funcionamento do compensador de corrente. A saída do compensador de corrente apresenta vales de amplitudes diferentes devido à tensão no ponto central dos capacitores não ser exatamente igual à metade da tensão de saída, entretanto não foi observado nenhuma reação adversa no funcionamento do retificador.

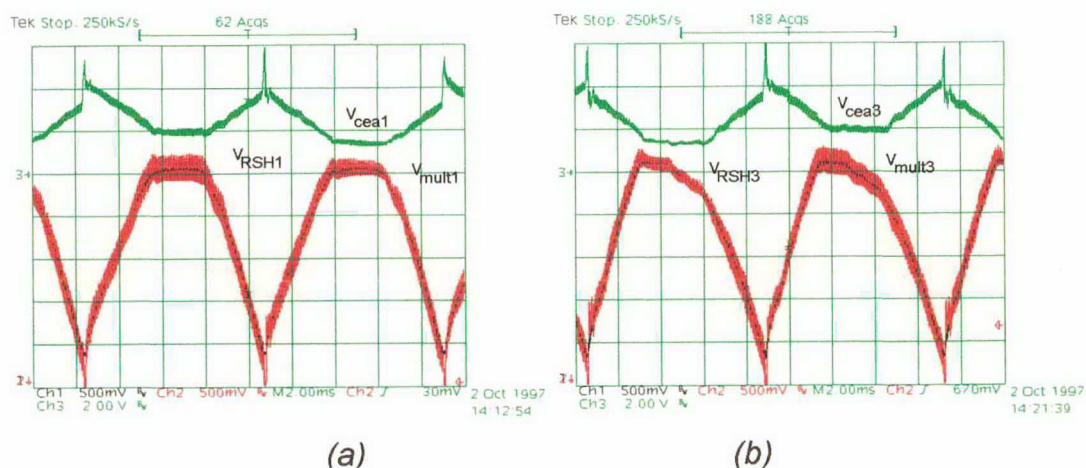


Fig. 5.9 – Tensão de saída do compensador de corrente, tensão de saída do sensor de efeito "Hall" tensão de saída do multiplicador: (a) V_{cea1} , V_{RSH1} e V_{mult1} ; (b) V_{cea3} , V_{RSH3} e V_{mult3} .

As Fig. 5.10 (a) e (b) apresentam o detalhe do cruzamento por zero da fase 1. Verifica-se que após a tensão da fase 1 cruzar o zero, o sinal lógico S_{fase1} muda o nível lógico. O transitório de corrente neste instante é devido à saída do multiplicador apresentar uma componente contínua.

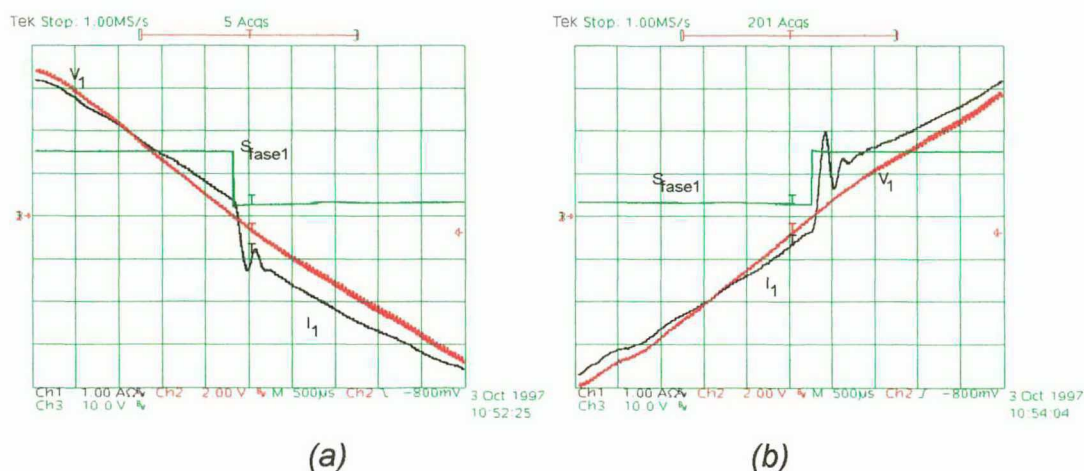


Fig. 5.10 – V_1 , I_1 e S_{fase1} : (a) Detalhe da passagem do ciclo positivo para o ciclo negativo da rede; (b) detalhe da passagem do ciclo negativo para o ciclo positivo.

5.4 - RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO SEM O NEUTRO ($R_{10} = 12k\Omega$)

O nível de tensão cc na saída do compensador de corrente é função do valor do resistor R_{10} , de modo que quanto menor o valor de R_{10} maior é o nível cc na saída do multiplicador. Portanto, o valor de R_{10} foi alterado de $10k\Omega$ para $12k\Omega$, obtendo-se desta forma um nível cc em torno de 3% da tensão de saída do multiplicador. Os valores dos outros componentes são os mesmos calculados no item 4.8.3.

Como foi reduzido o nível cc de tensão nas saídas dos multiplicadores, pode-se tirar maior potência desta estrutura. Desta forma, neste protótipo foi utilizada uma carga resistiva de 95Ω , totalizando uma potência de saída de 1000W. As formas de onda de tensões e correntes de entrada são apresentadas nas Fig. 5.11 (a), (b), (c) e (d).

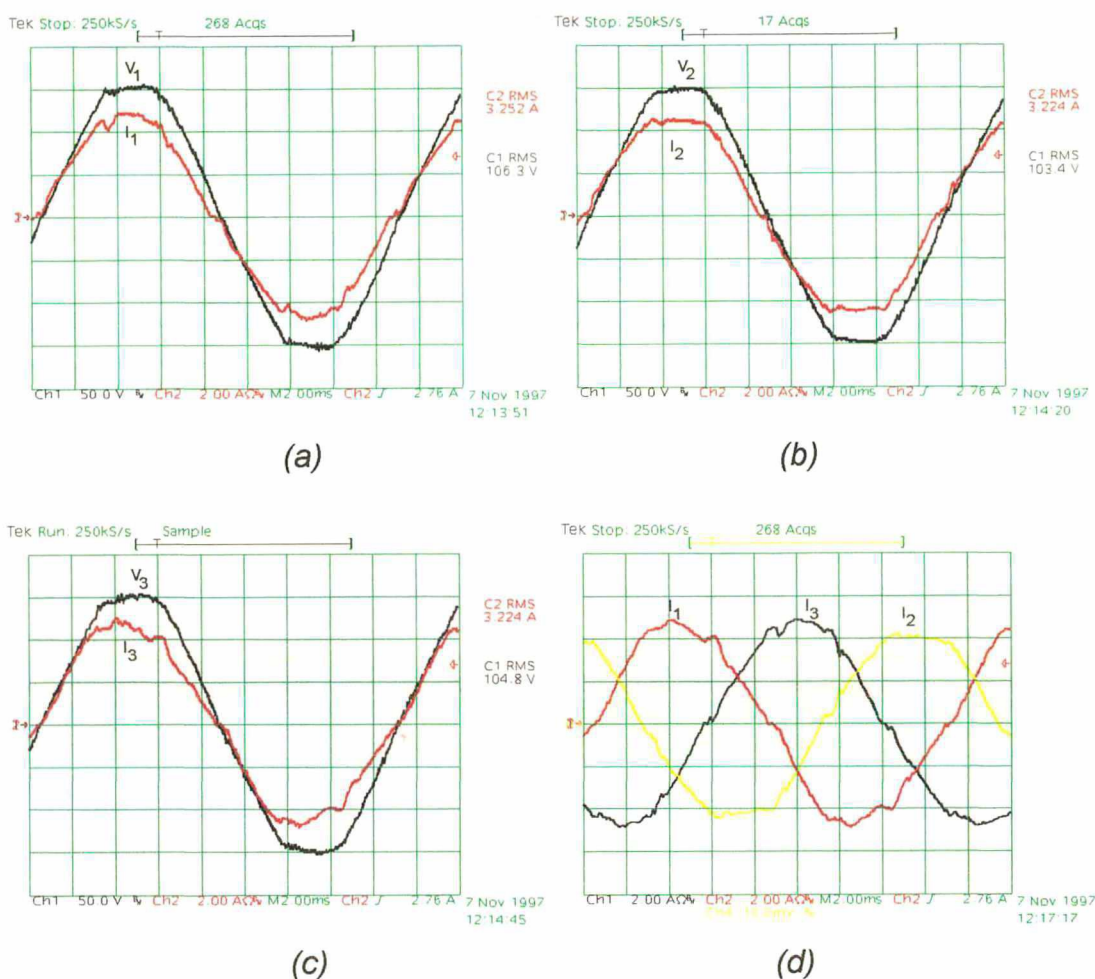


Fig. 5.11 – Tensões e correntes de entrada do retificador (a) V_1 e I_1 , (b) V_2 e I_2 (c) V_3 e I_3 ; (d) I_1 , I_2 e I_3 .

Salienta-se que a curva da corrente na fase 2 da Fig. 5.11 (d) foi obtida através do uso de um amplificador de corrente, onde constatou-se que a ponteira de corrente do amplificador apresentava um problema de ganho, portanto esta medida está com problemas. No entanto, a Fig. 5.11 (b) apresenta a corrente e a tensão da fase 2 sem problemas nos equipamentos de leituras.

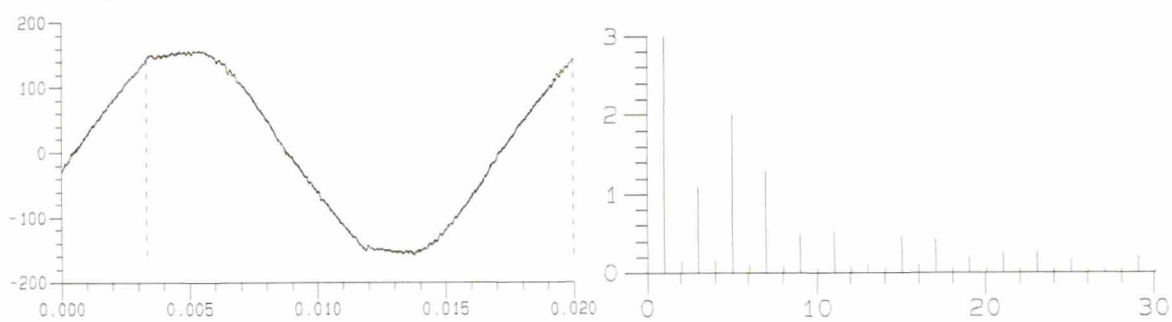
Foi realizada uma análise harmônica para as tensões e correntes de fase, o resultado encontra-se resumido na tabela 5.2. O fator de potência foi calculado para cada fase pelas duas maneiras apresentadas no item 2.2.5. As análises harmônicas das principais formas de onda são ilustradas nas Fig. 5.12 (a), (b), (c) e (d).

Variável	THD (%)	Fase θ ($^{\circ}$)	$FP = \frac{\cos(\theta_v - \theta_i)}{\sqrt{1 + THD_i^2}}$	$FP = \frac{P_i}{S_i} = \frac{P_i}{V_{ief} \cdot I_{ief}}$
V_1	3	-101,92 $^{\circ}$	0,991	0,991
I_1	5	-94,92 $^{\circ}$		
V_2	3	-105,07 $^{\circ}$	0,991	0,992
I_2	6	-98,10 $^{\circ}$		
V_3	4	-103,68 $^{\circ}$	0,991	0,990
I_3	8	-97,32 $^{\circ}$		

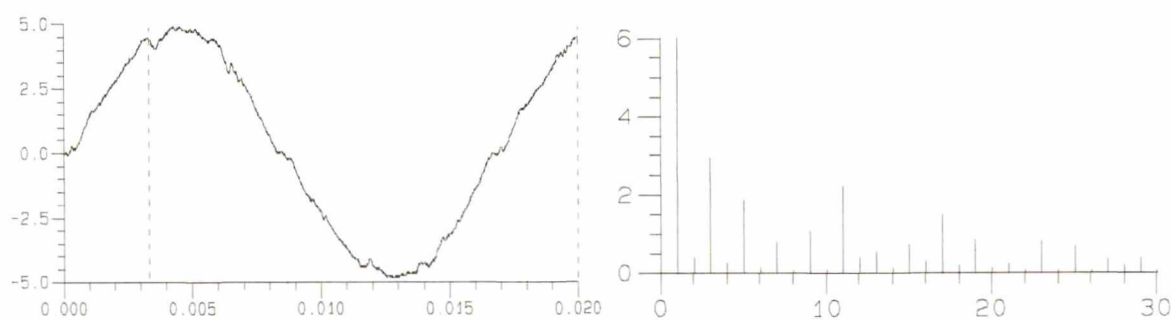
Tabela 5.2 – Taxa de distorção harmônica e fator de potência.

As Fig. 5.13 (a) e (b) apresentam o comportamento da tensão de saída dos compensadores de corrente das fases 1 e 3. Observa-se que ainda há um tempo em que o controlador permanece em zero, contudo não existem mais os picos nas correntes de entrada. O fato dos compensadores perderem o controle da corrente de entrada em intervalos de tempo, implica que novamente não se tem na saída do multiplicador tensões de referências retificadas que impõem correntes de fases equilibradas.

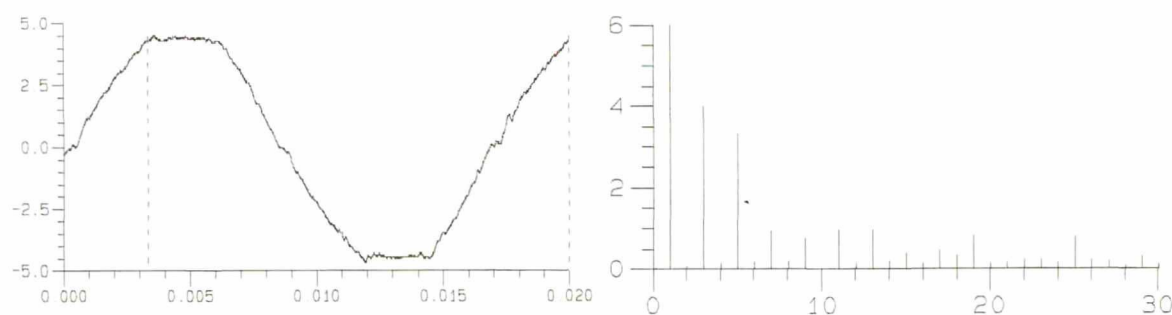
Apesar dos compensadores de corrente não funcionarem durante todo o ciclo da rede, as correntes de entrada nas três fases são sinusoidais sem apresentarem picos nos cruzamentos das tensões por zero. O que mantém a corrente dentro dos limites durante o intervalo de perda do controle da malha de corrente são as correntes das outras duas fases.



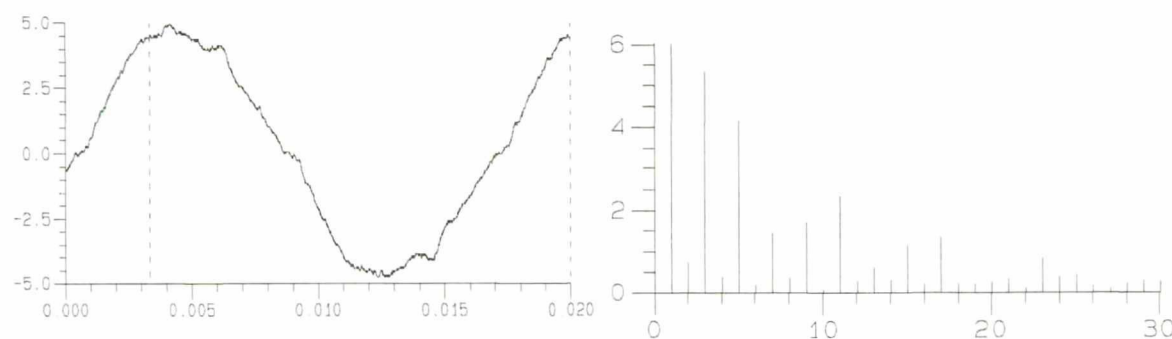
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 5.12 Análise harmônica: (a) tensão da fase 1; (b) corrente da fase 1; (c) corrente da fase 2; (d) corrente da fase 3.

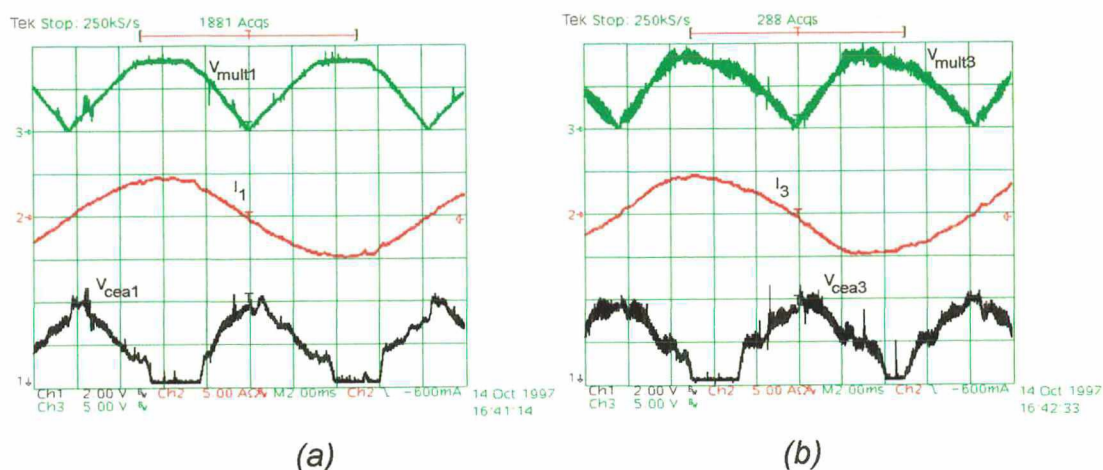


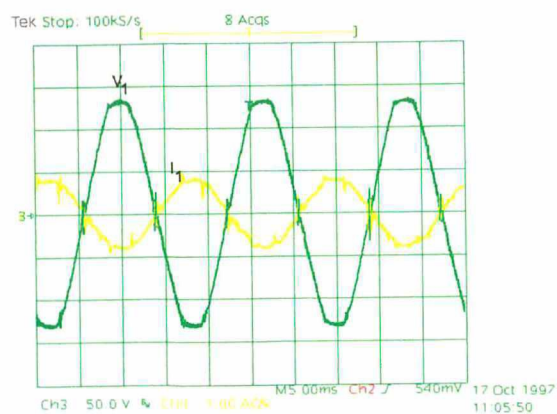
Fig. 5.13 – Tensão de saída do compensador de corrente, corrente de entrada e tensão de saída do multiplicador: (a) V_{cea1} , I_1 e V_{mult1} ; (b) V_{cea3} , I_3 e V_{mult3} .

A operação como inversor foi testada colocando-se uma fonte de tensão variável na saída do retificador. O retificador regenerou energia, simulando a operação de frenagem de um motor de indução, sem apresentar transitórios prejudiciais aos interruptores e diodos na passagem de um modo para o outro. A Fig. 5.14 (a) apresenta o funcionamento da estrutura em regime permanente, e a Fig. 5.14 (b) ilustra o transitório da passagem do modo retificador para o modo inversor.

5.5 - RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO UTILIZANDO O NEUTRO ($R_{10} = 12k\Omega$)

Mesmo com a alteração no valor de R_{10} não foram obtidas tensões de saída dos multiplicadores que representassem um sistema equilibrado, conforme foi verificado no item 5.4. Desta forma, a ligação entre o neutro e o ponto central dos capacitores irá oferecer um caminho para circular o desequilíbrio de corrente.

Os valores dos componentes são os mesmos calculados no item 4.8.3 com exceção do resistor R_{10} . O esquema do circuito implementado foi apresentado na Fig. 5.2. Para este protótipo foi utilizada uma carga resistiva de 95Ω , totalizando uma potência de saída em torno de 1000W.



(a)

Tek Stop: Single Seq 10.0kS/s

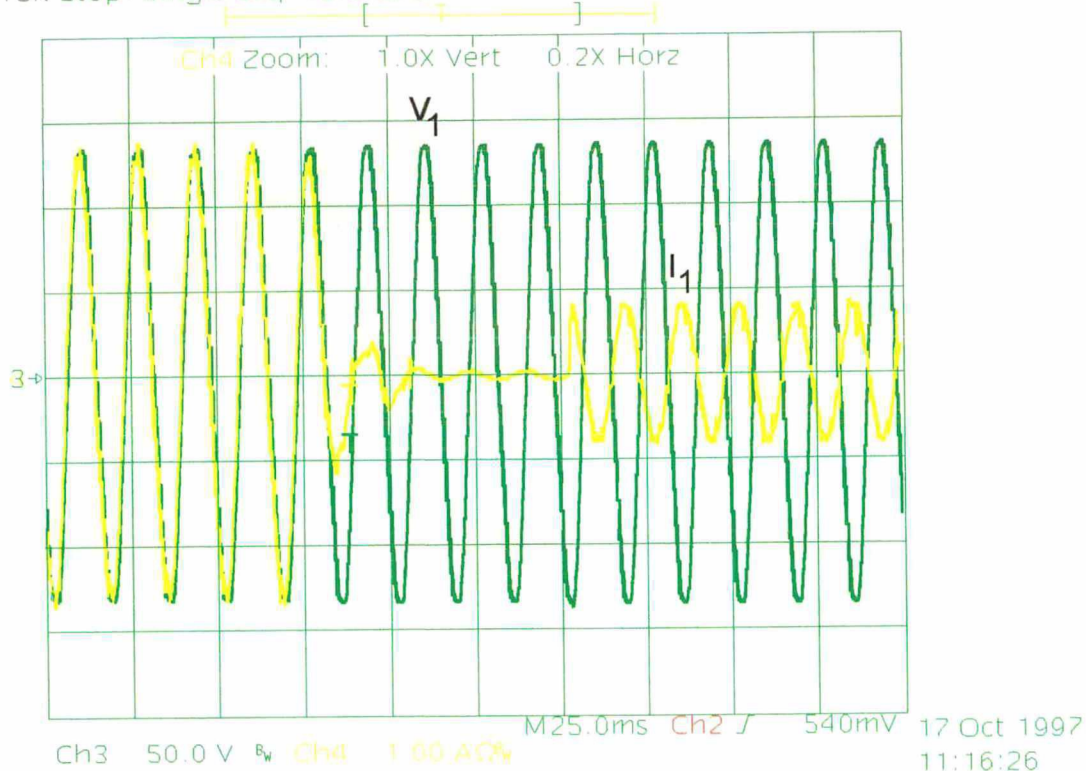


Fig. 5.14 – (a) Tensão e corrente da fase 1 em regime permanente; (b) tensão e corrente da fase 1 no transitório.

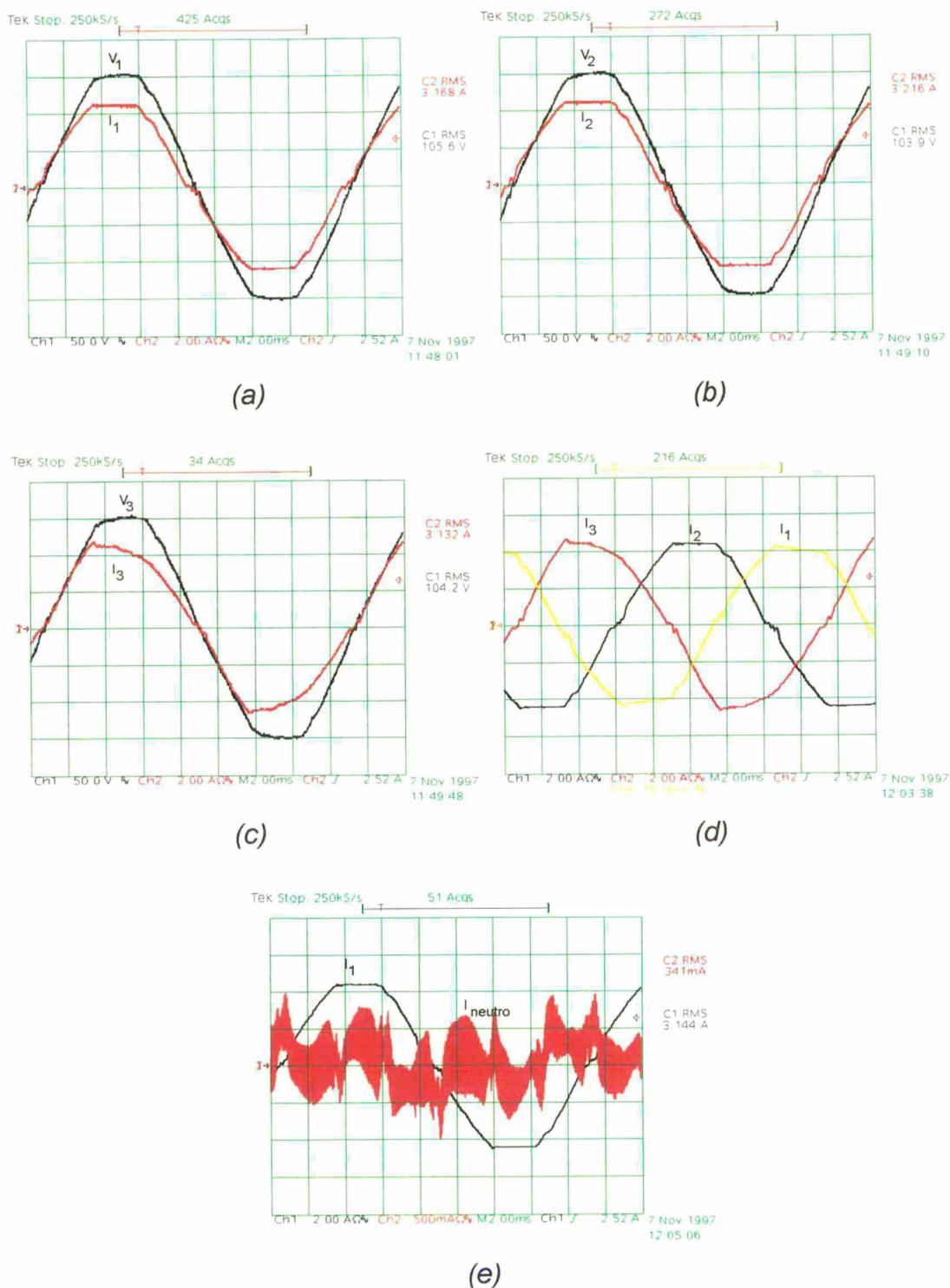


Fig. 5.15 – Tensões e correntes de entrada: (a) V_1 e I_1 ; (b) V_2 e I_2 ; (c) V_3 e I_3 ; (d) I_1 , I_2 e I_3 ; (e) I_1 e I_{neutro} .

As formas de onda de tensões e correntes de entrada são apresentadas nas Fig. 5.15 (a), (b), (c), (d) e (e). Novamente, salienta-se que a curva da corrente

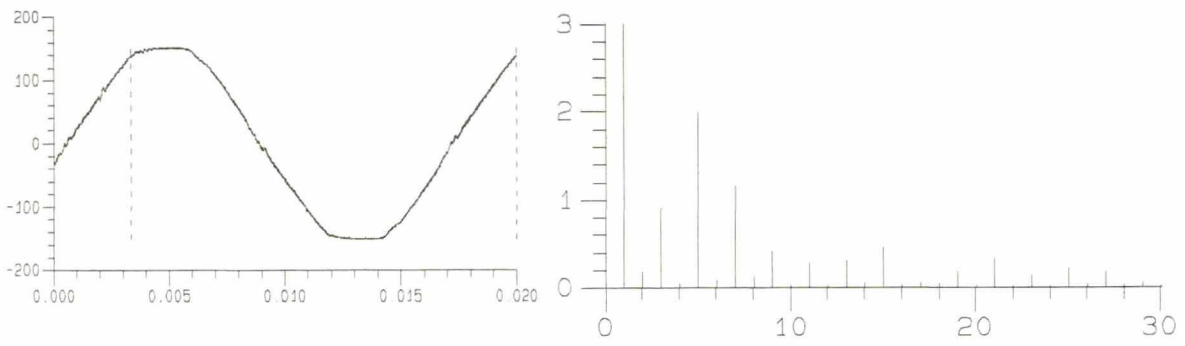
na fase 1 da Fig. 5.15 (d) foi obtida através do uso de um amplificador de corrente, onde constatou-se que a ponteira de corrente do amplificador apresentava um problema de ganho, portanto esta medida está com problemas. No entanto, a Fig. 5.15 (a) apresenta a corrente e a tensão da fase 1 sem problemas nos equipamentos de leituras.

Comparando a Fig. 5.15 (e) com a Fig. 5.6 (d), observa-se que a redução do nível de tensão cc nas saídas dos multiplicadores implicou na redução da corrente que circula pelo neutro, pois o desequilíbrio das correntes de entrada é menor.

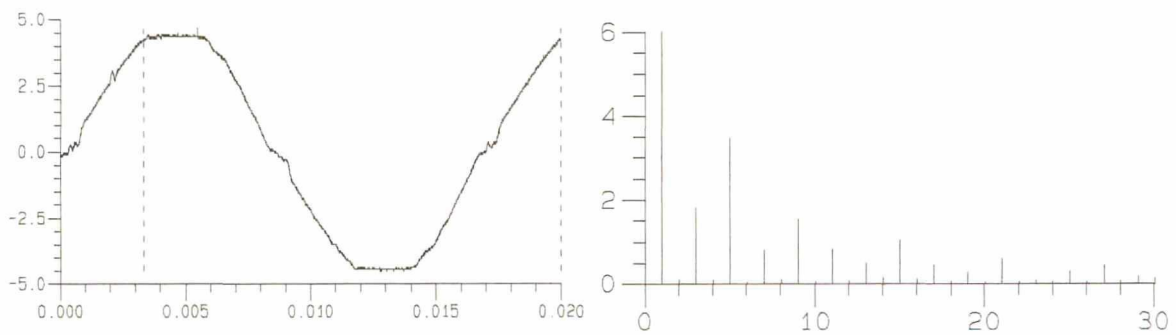
Foi realizada uma análise harmônica para as tensões e correntes de fase, o resultado encontra-se resumido na tabela 5.3. O fator de potência foi calculado para cada fase pelas duas maneiras apresentadas no item 2.2.5. As análises harmônicas das principais formas de onda são ilustradas nas Fig. 5.16 (a), (b), (c) e (d).

Variável	THD (%)	Fase θ ($^{\circ}$)	$FP = \frac{\cos(\theta_v - \theta_i)}{\sqrt{1 + THD_i^2}}$	$FP = \frac{P_i}{S_i} = \frac{P_i}{V_{ief} \cdot I_{ief}}$
V_1	3	$-103,49^{\circ}$	0,992	0,992
I_1	5	$-96,67^{\circ}$		
V_2	3	$-104,10^{\circ}$	0,991	0,992
I_2	6	$-97,07^{\circ}$		
V_3	4	$-103,66^{\circ}$	0,989	0,988
I_3	8	$-96,57^{\circ}$		

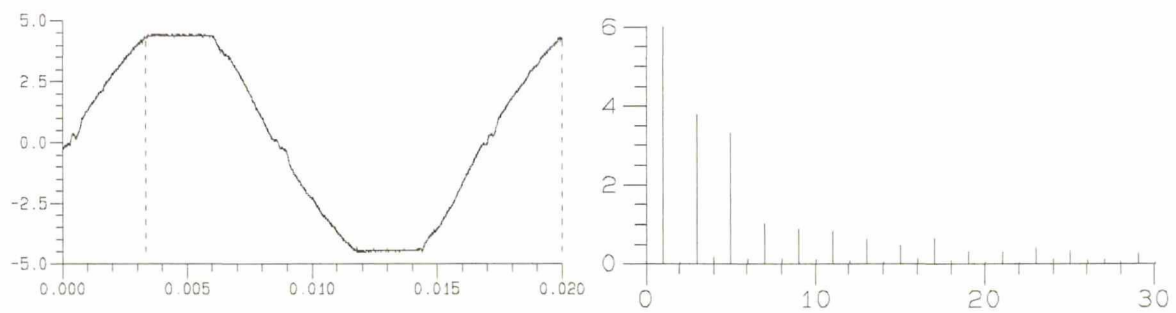
Tabela 5.3 – Análise harmônica e fator de potência.



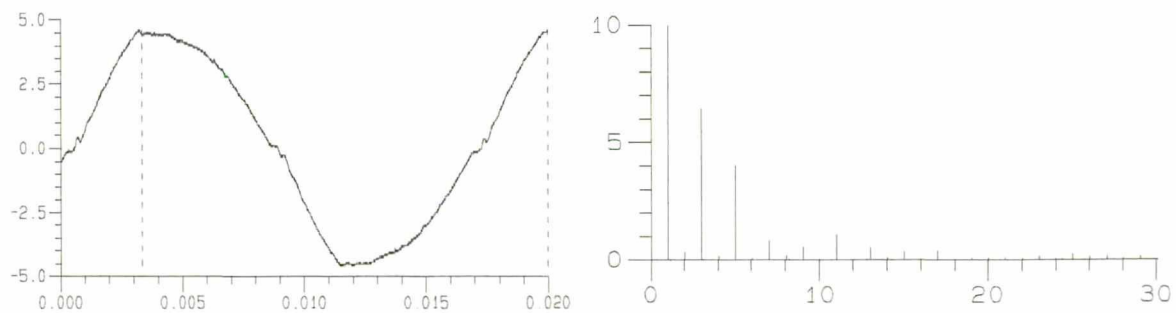
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 5.16 – Análise harmônica: (a) tensão da fase 1; (b) corrente da fase 1; (c) corrente da fase 2; (d) corrente da fase 3.

A tensão de saída do retificador é apresentada na Fig. 5.17. Observa-se que a tensão no ponto central dos capacitores (V_{neutro}) está muito próxima da metade da tensão de saída, sendo que as duas formas de onda estão sobrepostas na figura.

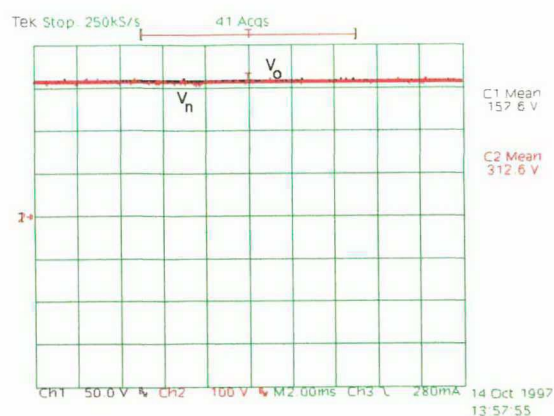


Fig. 5.17 – Tensão de saída (V_o) e tensão no ponto central dos capacitores (V_{neutro}).

O funcionamento do compensador de corrente é apresentado nas Fig. 5.18 (a) e (b). Verifica-se que a tensão de saída do compensador de corrente possui praticamente os mesmos valores no ciclo positivo e no ciclo negativo, devido à tensão do ponto central dos capacitores ser praticamente a metade da tensão de saída.

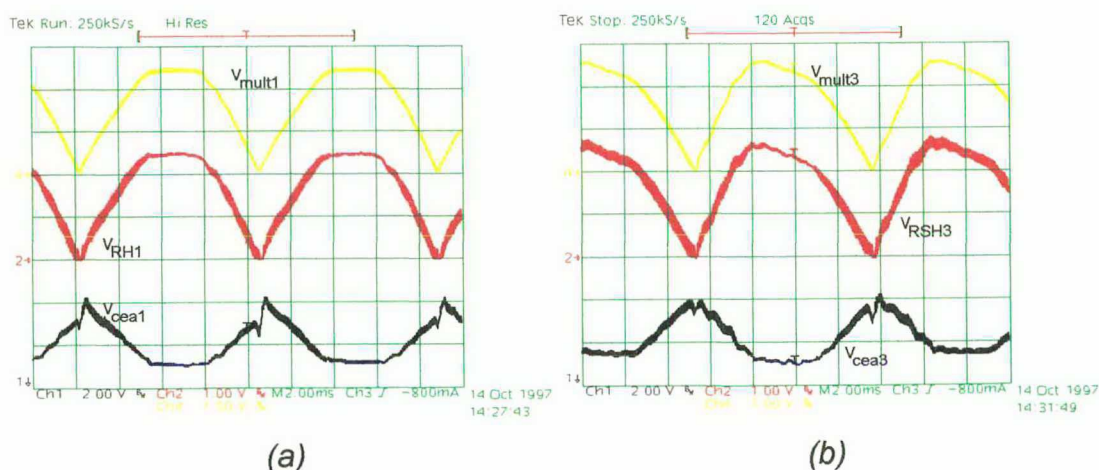


Fig. 5.18 – Tensão de saída do compensador de corrente, tensão de saída do sensor de efeito “Hall” e tensão de saída do multiplicador: (a) V_{mult1} , V_{RSH1} e V_{cea1} ; (b) V_{mult3} , V_{RSH3} e V_{cea3} .

A Fig. 5.19 apresenta um detalhe da ondulação da corrente da fase 1. O intervalo apresentado corresponde a uma pequena fração do semi-ciclo negativo, portanto quando o interruptor S_1 está conduzindo, ou seja, tensão V_{GE1} positiva, o indutor da fase 1 está armazenando energia.

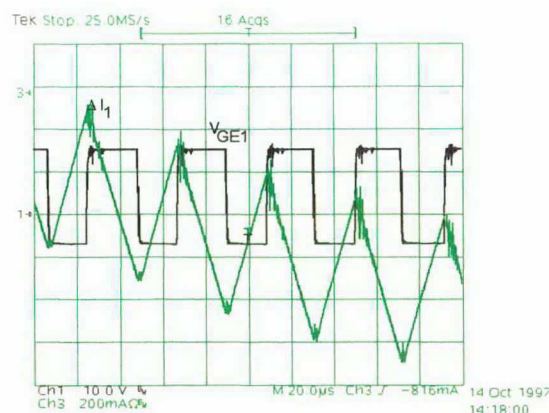


Fig. 5.19 – Ondulação da corrente na fase 1 e pulsos de comando do interruptor S_1 , no semi-ciclo negativo.

A regeneração da energia foi testada adicionando uma fonte de tensão variável na saída do retificador. O transitório da passagem do modo retificador para o modo inversor é apresentado nas Fig. 5.20 (a), (b), (c) e (d). Observa-se na Fig. 5.20 (c) que durante o aumento da tensão de saída há uma redução gradativa das amplitudes das correntes de entrada, sendo que no momento em que ocorre a inversão da lógica de comando, as correntes estão com valores bem baixos, evitando transitórios destrutivos para os interruptores, conforme apresentado na Fig. 5.20 (d).

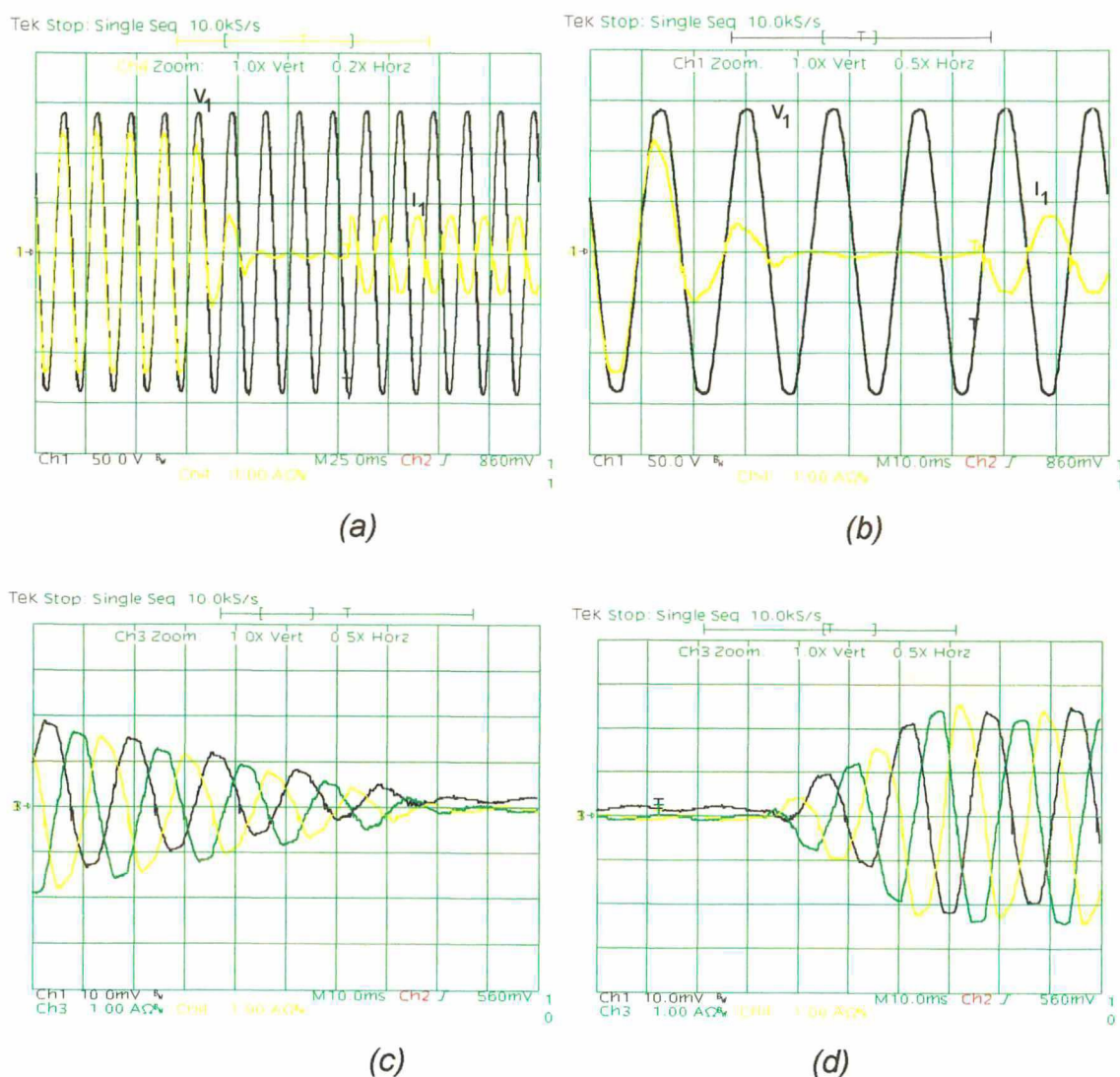


Fig. 5.20 – Detalhe do transitório de corrente na passagem do modo retificador para o modo inversor (a) V_1 e I_1 com muitos ciclos da rede; (b) V_1 e I_1 com poucos ciclos da rede; (c) I_1 , I_2 e I_3 no final da etapa de operação no modo retificador; (d) I_1 , I_2 e I_3 no início do processo de regeneração.

O comportamento das tensões e correntes das fases 1 e 3 em regime permanente são apresentadas nas Fig. 5.21 (a) e (b). Na Fig. 5.21 (c) é ilustrada a forma da corrente de neutro. Observa-se na Fig. 5.15 (e) que a corrente que circula pelo neutro é maior quando a estrutura funciona no modo retificador, sendo que na operação como inversor, a corrente de neutro parece apenas um ruído de alta frequência.

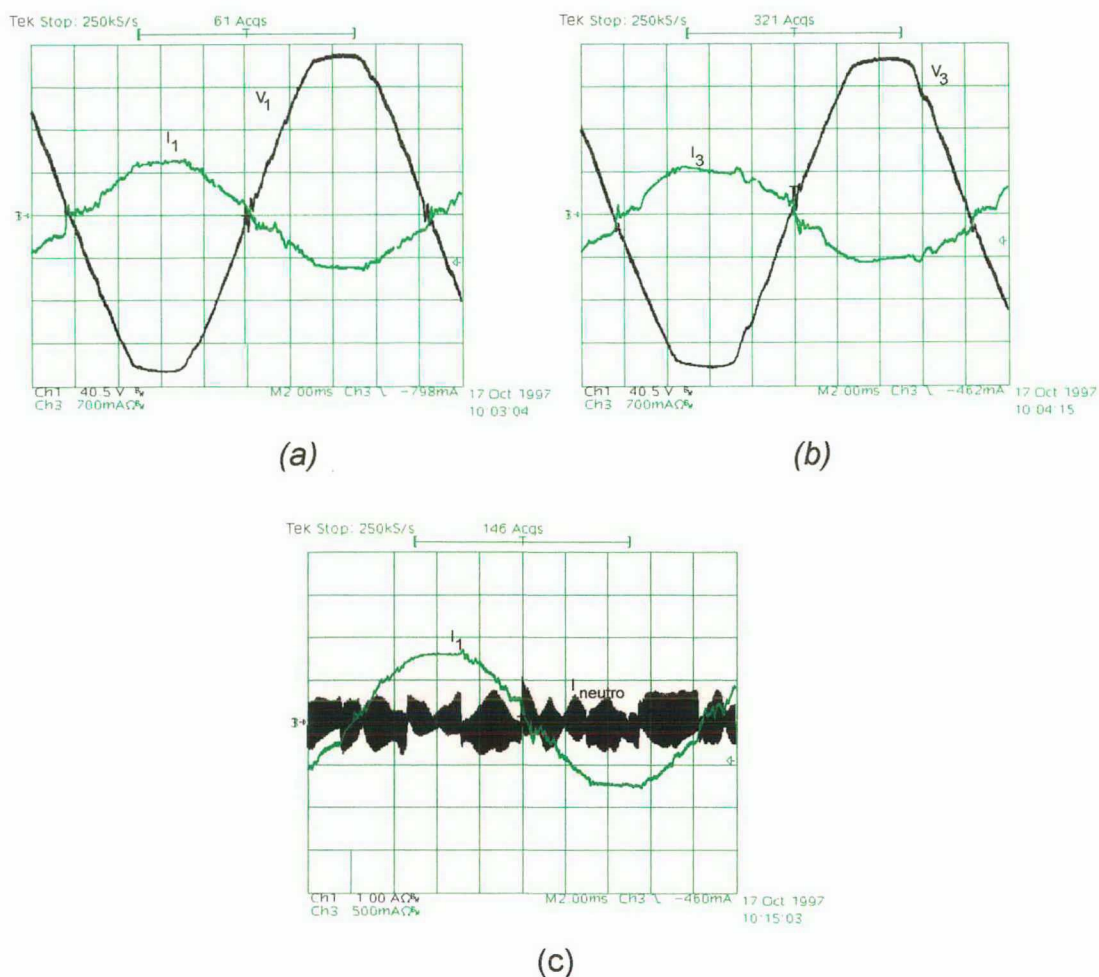
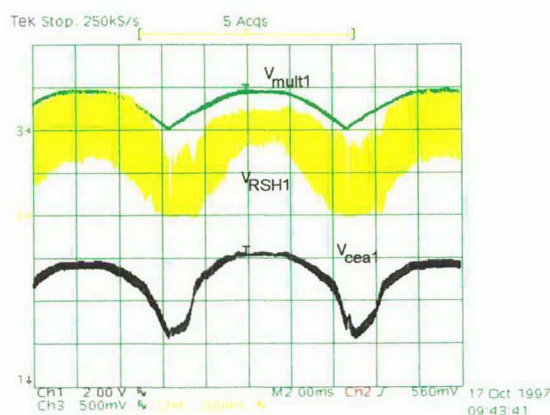


Fig. 5.21 – Tensões e correntes de entrada: (a) V_1 e I_1 ; (b) V_3 e I_3 ; (c) I_1 e I_{neutro} .

Durante a regeneração ocorre uma mudança na lógica de comando dos interruptores, sendo assim, os compensadores de corrente, para continuar impondo as três correntes de fase de acordo com as referências geradas, alteram as suas saídas, conforme ilustrado nas Fig. 5.22.



5.22 – Tensão de saída do multiplicador, tensão de saída do sensor de efeito “Hall” e tensão de saída do compensador de corrente.

5.6 - CONCLUSÃO

Os resultados obtidos em laboratório mostraram que:

- o cálculo de R_{10} segundo o manual fornecido pela Unitrode resultou em um nível de tensão cc na saída do multiplicador; portanto recomenda-se obter o valor de R_{10} segundo a expressão (5.1) e confirmar o valor no laboratório;
- apesar da estrutura sem a conexão do neutro apresentar correntes de entrada sinusoidais, não foi verificado o funcionamento perfeito do retificador, pois os compensadores de corrente apresentam a perda do controle em alguns intervalos do ciclo da rede devido à componente contínua na saída do multiplicador;
- mesmo gerando tensões de referência senoidais equilibradas, o multiplicador provoca deformações nas tensões de referência, resultando em tensões não equilibradas;
- a utilização da conexão do neutro ao ponto central dos capacitores de saída resolve o problema causado pelo multiplicador do UC3854, contudo requer uma malha de controle adicional para equilibrar a tensão

nos capacitores, além de limitar o uso deste retificador em locais onde o neutro estiver disponível;

- na regeneração de energia, o valor das amplitudes das correntes de entrada é imposta pelo circuito auxiliar apresentado no item 1.11 do anexo 1, sendo independente do valor da tensão de saída.

De uma maneira geral, pode-se dizer que o conversor estudado apresentou as características de regeneração e elevado fator de potência, desejadas no início deste trabalho.

Com relação ao conteúdo harmônico das correntes de entrada, foi verificado que houve uma melhora com a diminuição da tensão cc na saída do multiplicador, e que a estrutura com a conexão do neutro apresentou o melhor resultado. Entretanto, observa-se que todos os resultados obtidos estão de acordo com a norma IEC 61000-3-2.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foram estudadas diversas topologias apresentadas em outros trabalhos, que realizam a conversão ca/cc com elevado fator de potência, sendo que algumas ainda apresentam a capacidade de regeneração de energia.

Foi adquirido um conhecimento a respeito do assunto e selecionadas algumas topologias para um estudo mais apurado. Assim, no decorrer deste trabalho foram apresentados os seguintes retificadores:

- retificador monofásico com estágio "Boost" de correção do fator de potência operando em CCM;
- retificador de corrente em ponte mista;
- retificador de corrente monofásico em ponte completa regenerativo;
- retificador de corrente em ponte completa com modulação a três níveis;
- retificador trifásico com estágio Boost de saída;
- retificador de corrente trifásico com dois braços;
- retificador de corrente com três braços.

Sendo que, para cada topologia, foi apresentado o equacionamento básico e realizada a simulação, e algumas foram implementadas no laboratório.

Foi estudada a possibilidade da aplicação do circuito integrado UC3854 nas topologias apresentadas com o objetivo de diminuir o número de componentes necessários para a modulação e o controle.

Com relação as estruturas monofásicas, foi verificado que o UC3854 pode ser empregado porém, quando é desejada a característica de regeneração de energia, deve-se usar circuitos adicionais. Constatou-se que o circuito de controle fica bastante reduzido, se comparado com uma montagem que utiliza componentes discretos para realizar a função do UC3854.

O emprego do circuito integrado em estruturas trifásicas é bem adaptado sem a necessidade de circuitos auxiliares quando se utiliza a topologia do retificador em

ponte de Graetz seguido de um conversor "Boost" no estágio de saída, entretanto não se obtém correntes de entrada sinusoidais e nem a possibilidade de regeneração de energia.

Para o retificador trifásico com dois braços, obteve-se um bom resultado no emprego do UC3854, embora exista a necessidade de circuitos auxiliares. Neste caso, o nível de tensão cc na saída do multiplicador não é um problema, visto que é imposta apenas duas correntes de entrada. Contudo, apesar deste retificador possuir alto fator de potência e capacidade de regenerar energia, tem o inconveniente de apresentar uma tensão mínima na saída muito elevada, sendo que a tecnologia atual das tensões de bloqueios dos IGBTs ainda não permite trabalhar com elevadas tensões a um baixo custo. Desta forma, acredita-se que o retificador de corrente trifásico com três braços ainda é a melhor solução para o estágio de entrada dos conversores de frequência.

Na aplicação do UC3854 no retificador trifásico com três braços observou-se resultados satisfatórios quando não se utilizou a conexão do neutro. Apesar do fator de potência elevado da estrutura, foi verificado que os compensadores de corrente não operam durante todo o período da rede, devido o multiplicador do UC3854. Entretanto, utilizando a conexão do neutro, este problema é resolvido, obtendo-se ótimos resultados em regime permanente e nos transitórios de passagem de um modo de operação para o outro. Salienta-se a dificuldade de obter uma tensão equilibrada nos capacitores de saída, de modo que é sugerido a utilização de uma malha de controle para resolver este problema.

Quando se trabalha com a geração de comandos complementares para os interruptores de um mesmo braço, a passagem do modo de operação retificador para inversor ou do modo inversor para retificador, ocorre de forma suave sem transitórios prejudiciais para os semicondutores, sendo que o valor da amplitude da corrente de entrada é função da tensão de saída. Utilizando o UC3854 também é obtido um transitório suave na passagem de um modo de operação para o outro, entretanto não se obtém o processo de regeneração natural de energia, pois este circuito integrado opera apenas com sinais de tensões positivos, além da amplitude da corrente de entrada ser imposta por circuitos auxiliares, visto que com o aumento da tensão de saída, a tensão de saída do compensador de tensão tende a zero.

A Unitrode lançou recentemente um segunda geração do UC3854, denominado de UC3854A/B com muitas melhoras em relação ao UC3854. Cita-se por exemplo, a melhora da linearidade do multiplicador e a redução do nível cc na entrada do pino (I_{ac}) de 6V para 500mV. Outra modificação na especificação foi a redução da corrente de referência (I_{ac}) de 600 μ A para 250 μ A, melhorando-se ainda mais a linearidade do multiplicador [37]. Acredita-se que estas melhoras irão surtir efeitos no retificador trifásico sem a conexão do neutro, contudo nada se pode afirmar se irá resolver completamente o problema.

O retificador trifásico ficaria muito mais interessante comercialmente, caso fosse utilizado um componente que trabalhasse com sinais positivos e negativos, ou seja, tensão de referência e amostrada sinusoidal, amplificador de tensão e corrente com possibilidade de trabalhar com tensão de saída negativa, desta forma, poder-se-ia aplicar a técnica de comando complementar, eliminando o bloco de circuito digital, os retificadores de precisão e os comparadores com histerese, além da simplificação, obter-se-ia a característica de regeneração natural da energia e amplitude da corrente de entrada em função da tensão de saída do retificador, durante a regeneração da energia.

ANEXO 1

CIRCUITOS DE COMANDO E CONTROLE UTILIZADOS NO RETIFICADOR DE CORRENTE TRIFÁSICO

1.1 - INTRODUÇÃO

O circuito de comando e controle do retificador trifásico em corrente com elevado fator de potência e capacidade de regeneração de energia implementado no laboratório pode ser dividido em blocos de acordo com a função realizada. Sendo assim, pode-se identificar os seguintes blocos:

- circuito integrado UC3854;
- circuito de geração das referências sinusoidais;
- circuito de amostragem da corrente de entrada;
- circuito de amostragem da tensão de saída;
- retificador de precisão;
- comparador com histerese;
- circuito de comando;
- circuito digital;
- filtro de entrada e
- circuito auxiliar utilizado na regeneração.

O objetivo deste item é de realizar uma breve descrição de cada bloco citado acima.

1.2 - CONEXÃO DOS CIRCUITOS INTEGRADOS UC3854

Neste projeto foram utilizados três UC3854, um para cada fase. Portanto obteve-se disponível um total de três compensadores de corrente, três compensadores de tensão e três malhas de "feedforward". Os três compensadores de corrente foram utilizados, um para cada fase, ligados de forma independente um dos outros. Para simplificar o estudo, optou-se em não utilizar as malhas de "feedforward", sendo que no pino 8 de cada circuito integrado foi introduzida uma

tensão contínua proporcional à tensão de fase. Para fazer a regulação da tensão de saída (V_o) foi utilizado apenas um compensador de tensão pertencente a qualquer UC3854 de qualquer fase. As saídas dos três compensadores foram ligadas entre si, de modo que o compensador de tensão que foi utilizado impusesse a tensão na saída dos outros dois compensadores, conforme representado na Fig. 1.1.

Foi realizado um teste implementando os três compensadores de tensão simultaneamente, o resultado foi um desequilíbrio nas correntes de entrada e perda do controle nas malhas de corrente em alguns intervalos de operação. A razão para isto está na discrepância dos valores dos componentes que constituem a malha de tensão, implicando em diferentes valores das tensões de saída dos compensadores para uma única tensão de saída (V_o) do retificador.

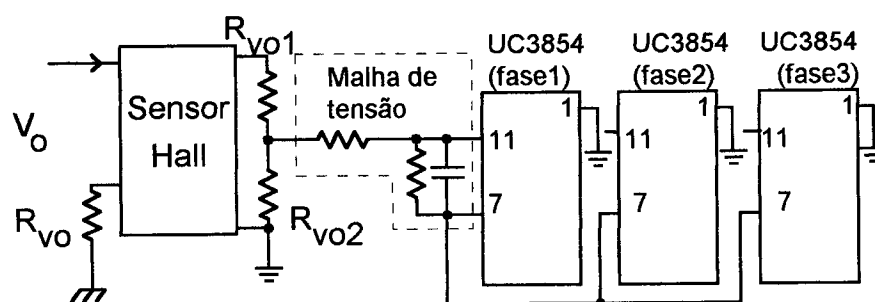


Fig. 1.1 – Conexão dos circuitos integrados UC3854.

A conexão das três saídas dos compensadores de tensão implica na redução desta tensão devido à impedância de saída dos compensadores, alterando o ponto de operação desta malha. Sugere-se a utilização de circuitos “buffers” nas conexões entre as saídas para evitar esta redução da tensão.

O cálculo dos elementos externos do UC3854 foi apresentado no item 4.8.3.

1.3 - CIRCUITO DE GERAÇÃO DAS TENSÕES DE REFERÊNCIA

O circuito de controle desta estrutura impõe as três correntes de entrada, a partir de três tensões de referência. Contudo existe uma lei básica para o controle funcionar adequadamente. Como a estrutura de potência é composta por apenas três fases, o somatório das correntes impostas deve ser nulo ($I_1 + I_2 + I_3 = 0$), ou seja, o somatório das tensões de referência também deve ser igual a zero.

Foram geradas três tensões de referência, uma para cada fase. As tensões de referência das fases 1 e 2 foram obtidas através de transformadores monofásicos. A terceira referência não pôde ser obtida diretamente da rede, pois devido às deformações das tensões da rede elétrica o somatório das tensões de fase não é igual a zero ($V_1 + V_2 + V_- \neq 0$). Foi utilizado então, um circuito somador inversor com amplificador operacional, de modo que a saída deste circuito é igual à soma das tensões de referência das fases 1 e 2 ($V_{ref3} = -(V_{ref1} + V_{ref2})$). Desta forma, assegura-se que o somatório das tensões de referência geradas é igual a zero. Verifica-se a necessidade de utilizar resistores de precisão no circuito somador inversor.

A Fig. 1.2 apresenta o esquema do circuito responsável pela geração das tensões de referência. Os transformadores utilizados foram de 110V/6V. Observe que a tensão do secundário do transformador não deve ser muito alta, caso se deseje obter a terceira referência a partir das outras duas referências, utilizando amplificadores operacionais comuns.

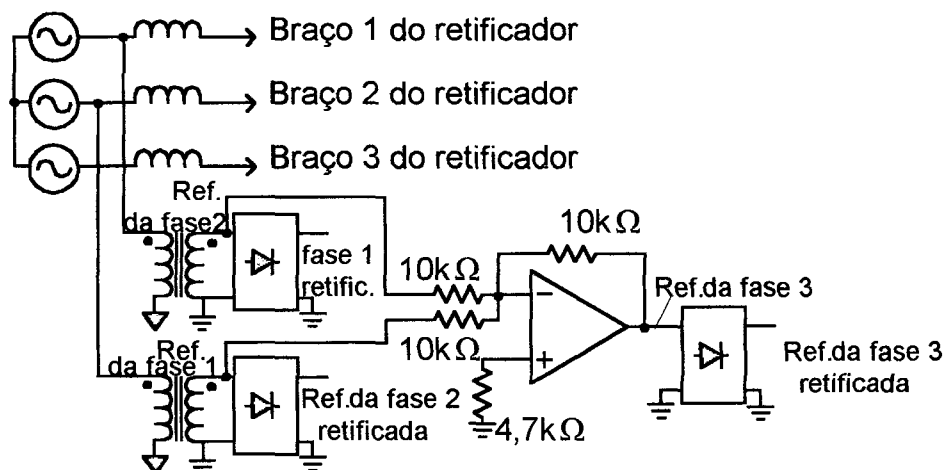


Fig. 1.2 – Circuito responsável pela geração das tensões de referência.

As tensões de referência devem ser retificadas antes de chegar ao UC3854. Como se trabalha com tensões baixas, não podem ser utilizados retificadores convencionais à diodos, pois isto implicaria em uma tensão de referência retificada com distorção na passagem por zero. Desta forma, foram utilizados três retificadores de precisão com amplificadores operacionais.

1.4 - CIRCUITO DE AMOSTRAGEM DAS CORRENTES DE FASE

O sensor de corrente utilizado é do tipo sensor de efeito "Hall", fabricante LEM, módulo LA25-NP [28, 29, 30]. Este módulo permite fazer o sensoriamento para várias escalas de corrente. De modo que o ganho do sensor depende da escala selecionada.

Neste projeto foi utilizada a escala de 5A, onde o ganho de corrente (G_{Hall}) para esta escala é igual a 5:1000. A Fig. 1.3 apresenta o esquema de ligação do sensor para a escala selecionada.

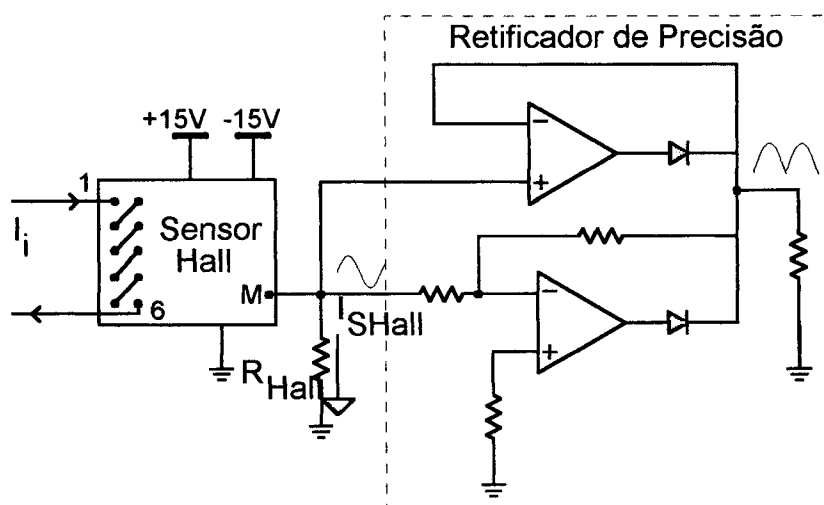


Fig. 1.3 – Esquema de ligação do sensor de corrente de uma fase.

A corrente de pico de entrada, determinada no capítulo 4, é igual a 4,76A, portanto a corrente de saída do sensor vale:

$$I_{SHall} = I_{ip} \cdot G_{Hall} = 4,76 \cdot \frac{5}{1000} \Rightarrow I_{SHall} = 23,8\text{mA} \quad (1.1)$$

No item 4.8.3 foi adotado $V_{RSH} = 2,5\text{V}$, pois esta é a máxima tensão de saída do multiplicador. Portanto:

$$R_{Hall} = \frac{V_{RSH}}{I_{SHall}} = \frac{2,5}{23,8 \cdot 10^{-3}} = 105\Omega \quad (1.2)$$

Os resistores R_{Hall} devem ser de precisão. Os resistores utilizados no projeto foram de precisão de 100Ω .

Após o resistor do sensor “Hall” deve ser adicionado um retificador para cada fase. Este retificador pode ser de precisão ou simplesmente à diodos. A vantagem de utilizar retificador de precisão é que as saídas dos três sensores podem ser referenciadas ao mesmo potencial, em consequência pode-se usar uma única fonte de alimentação para os três sensores e retificadores. A desvantagem neste caso é a utilização de 6 amplificadores operacionais.

O uso de retificadores à diodos somente é possível porque a saída do sensor é em corrente e neste caso, a queda de tensão sobre os diodos não provoca deformação na tensão de saída do retificador, entretanto requer que o resistor do sensor “Hall” seja posicionado após a ponte de diodos. A vantagem é a simplificação do circuito eletrônico e a desvantagem é a necessidade de utilizar três fontes isoladas para alimentar os sensores.

Neste projeto optou-se em utilizar três retificadores de precisão, pois o número de fontes disponíveis era pequeno e utilizando o circuito integrado LM324 [31], que possui quatro amplificadores operacionais em um único encapsulamento, o número de componentes fica bastante reduzido.

1.5 - CIRCUITO DE AMOSTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA

Foi adotado um transdutor do tipo “Hall” para monitorar a tensão de saída. O sensor “Hall” utilizado é o módulo LV25-P da LEM [28, 29, 30]. A entrada (estágio de potência) deste dispositivo é em corrente, portanto um resistor (R_{V_o}) deve ser utilizado para converter o sinal da tensão de saída (V_o) em corrente. A saída do sensor (estágio de controle) também é em corrente, sendo necessário portanto, um resistor ($R_{V_o'}$) para converter o sinal de corrente em tensão. A Fig. 1.4 apresenta o esquema do sensor de tensão.

A corrente nominal no estágio de entrada do sensor é igual a 10mA, enquanto a corrente de saída do sensor é igual a 25mA. Portanto o valor de R_{V_o} pode ser determinado por:

$$R_{V_o} = \frac{V_o}{I_{V_o \text{ nom}}} = \frac{320}{10 \cdot 10^{-3}} = 32\text{k}\Omega \Rightarrow R_{V_o} = 30\text{k}\Omega \quad (1.3)$$

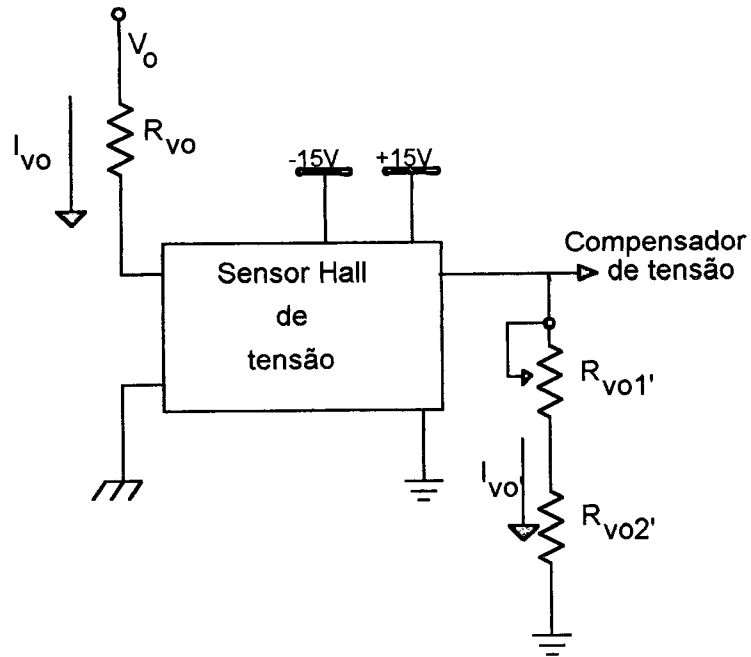


Fig. 1.4 – Circuito do sensor de tensão.

Portanto, a corrente que circula no estágio de entrada para o valor de R_{vo} escolhido vale:

$$I_{vo} = \frac{V_o}{R_{vo}} = \frac{320}{30 \cdot 10^3} \Rightarrow I_{vo} = 10,67 \text{mA} \quad (1.4)$$

A potência dissipada pelo resistor R_{vo} é obtida por:

$$P_{R_{vo}} = \frac{V_o^2}{R_{vo}} = \frac{320^2}{30 \cdot 10^3} \Rightarrow P_{R_{vo}} = 3,4 \text{W} \quad (1.5)$$

Portanto: $R_{vo} = 30 \text{k}\Omega / 5 \text{W}$.

Sabendo que o ganho de corrente (G_{Hall}) é igual a 2500:1000, e que a tensão de referência (V_{REF}) da malha de tensão é igual a 7,5V, pode-se obter R_{vo}' .

$$I_{vo}' = I_{vo} \cdot G_{Hall} = 10,67 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{2500}{1000} \Rightarrow I_{vo}' = 26,675 \text{mA} \quad (1.6)$$

Assim:

$$R_{vo}' = \frac{V_{REF}}{I_{vo}'} = \frac{7,5}{26,675 \cdot 10^{-3}} = 281 \Omega \quad (1.7)$$

Então, selecionou-se $R_{v01'} = 100\Omega$ e $R_{v02'} = 200\Omega$.

1.6 - RETIFICADOR DE PRECISÃO

Foram utilizados 6 retificadores de precisão neste trabalho. Três retificadores foram empregados na geração das tensões de referência retificadas e os outros três foram utilizados para retificar os sinais de tensão que representam as corrente de entrada amostradas pelo sensor "Hall".

A Fig. 1.5 apresenta a topologia do retificador utilizado [32].

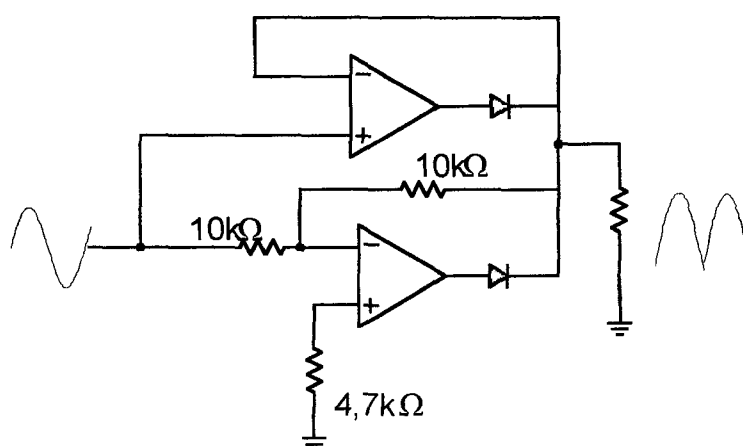


Fig. 1.5 – Topologia do retificador de precisão.

Para este circuito foi verificada a necessidade de se utilizar resistores de precisão na malha de realimentação. Os resistores utilizados foram de $10k\Omega$. O resistor adicionado na entrada não inversora tem a função de minimizar desvios na tensão de saída provocados pela corrente de polarização dos amplificadores operacionais. O valor deste resistor é igual ao paralelo dos resistores de realimentação, onde neste caso foi usado $4,7k\Omega$.

1.7 - COMPARADOR COM HISTERESE

O circuito comparador com histerese foi utilizado para informar a passagem por zero da tensão de referência e para informar o início do processo de regeneração. Os sinais de saída destes circuitos são utilizados como sinais lógicos nas entradas do circuito lógico digital. Na Fig. 1.6 é apresentado o circuito que

informa a passagem da tensão por zero, onde para cada fase é utilizado um circuito comparador.

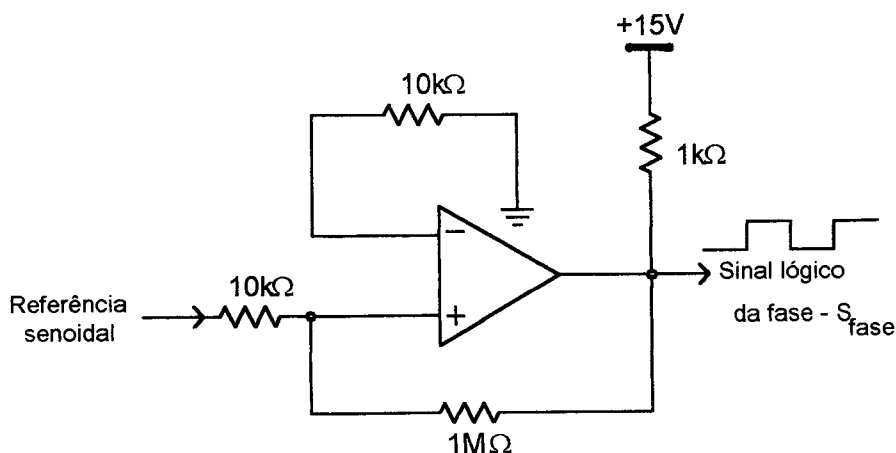


Fig. 1.6 – Circuito comparador que identifica a passagem por zero.

O processo de regeneração de energia é caracterizado por um aumento na tensão de saída do retificador, e em consequência, um aumento na tensão de saída do sensor de efeito “Hall”. Assim, foi determinada uma tensão de limiar que indica o início do processo de regeneração. A fig. 1.7 apresenta o circuito.

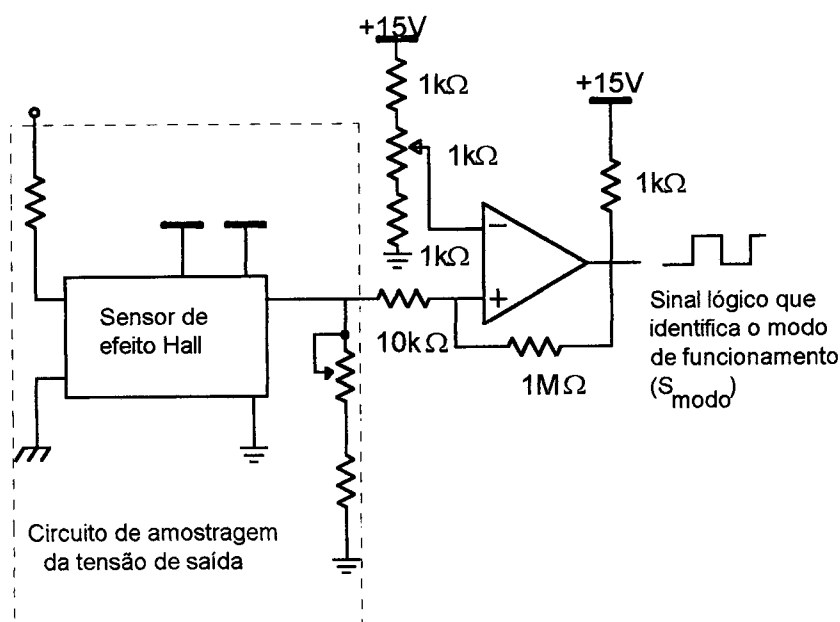


Fig. 1.7 – Circuito comparador da tensão de saída.

Os circuitos integrados utilizados foram o LM339 da National que possuem 4 comparadores em um mesmo encapsulamento [33].

1.8 - CIRCUITO DE COMANDO

Um estudo realizado sobre as características dos circuitos de comando para os IGBTs levaram às seguintes conclusões [27, 34]:

- A tensão de “gate-emissor” para o IGBT entrar em condução (V_{GEON}) deve estar entre 12V a 20V. Tensões menores que 12V aumentam a queda de tensão coletor-emissor (V_{CEON}), provocando maiores perdas. Tensões superiores a 20V podem danificar o interruptor. É recomendado para os módulos IGBTs da Powerex uma tensão V_{GEON} igual a 15V.
- Para o bloqueio recomenda-se uma tensão “gate-emissor” (V_{GEOFF}) negativa, pois ajuda a providenciar imunidade ao ruído e conseqüentes disparos intempestivos. Para os módulos IGBTs da Powerex é recomendado uma tensão V_{GEOFF} de $-5V$ a $-15V$.
- Recomenda-se a utilização de dois diodos “zener” em anti-série entre o “gate” e o emissor para proteger contra sobretensões.
- O circuito de comando deve estar o mais próximo possível do interruptor para minimizar a influência das indutâncias parasitas.
- O circuito de comando não necessita de muita potência, apenas na entrada em condução e no bloqueio é necessário um pico de corrente para a carga e a descarga do capacitor de entrada.
- Usar tempo morto de $5\mu s$.
- Usar um tempo de retardo para o circuito de proteção de $5\mu s$ para evitar a atuação devido à corrente de recuperação reversa do diodo.
- Usar circuitos de comando isolados para os interruptores inferiores quando a corrente é superior a 100A, para evitar uma malha de terra indesejada.
- A escolha da resistência de “gate” (R_G) é muito importante, pois baixos valores produzem menores perdas de comutação entretanto, aumentam os transitórios de sobretensão durante a recuperação reversa do diodo. Para os módulos IGBTs utilizados recomenda-se:

$$\frac{6250}{I_c} \geq R_G \geq \frac{625}{I_c} \quad (1.8)$$

A partir destas informações foram estudadas diversas topologias de circuitos de comando [35]. Para os interruptores inferiores foram utilizados os circuitos de comando não isolados mostrados na Fig. 1.8 (a).

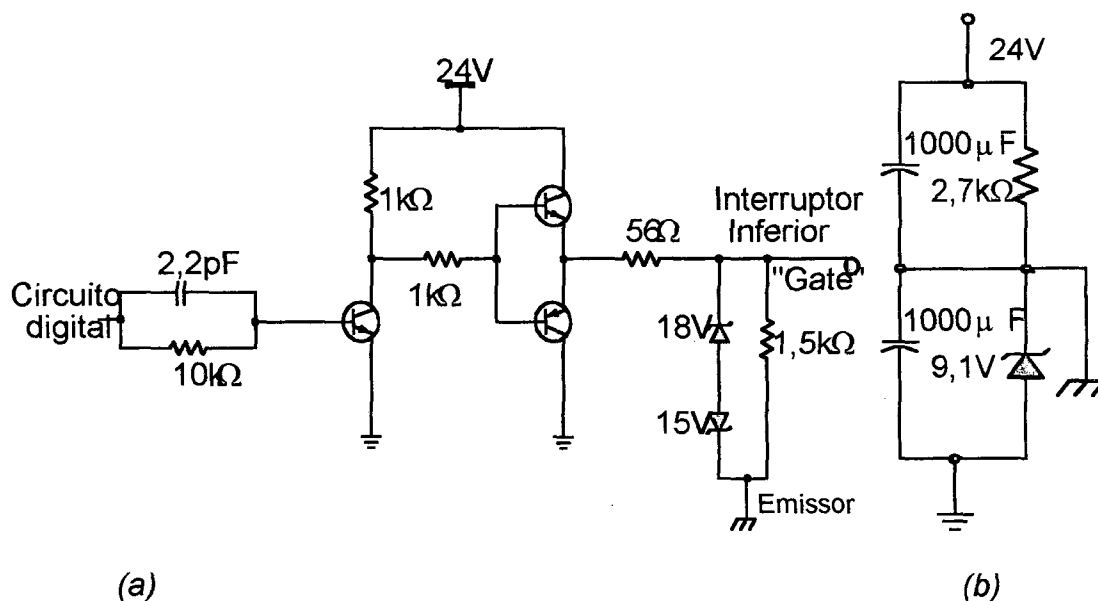


Fig. 1.8 – (a) Circuito de comando não isolado; (b) circuito auxiliar (fonte negativa).

Observe que a tensão negativa para o bloqueio é providenciada a partir do circuito da Fig. 1.8 (b).

Para os interruptores superiores existe a necessidade da utilização de circuitos de comando isolados. Os circuitos mais simples que utilizam transformadores de pulso não são aplicados a esta estrutura pois não permitem razão cíclica maior do que 0,5. Os circuitos de comando com transformadores de pulso mais complexos que permitem variações da razão cíclica de 0 a 1 também não podem ser empregados, pois os sinais de comando apresentam uma seqüência de pulso por meio período da rede e permanecem em baixo no outro meio período, onde neste intervalo há a saturação do transformador de pulso.

A melhor solução encontrada neste projeto foi utilizar circuitos de comando com foto-acoplador conforme a Fig. 1.9. A tensão de V_{GEON} é igual a 15V e a tensão V_{GEOFF} é igual a -9V.

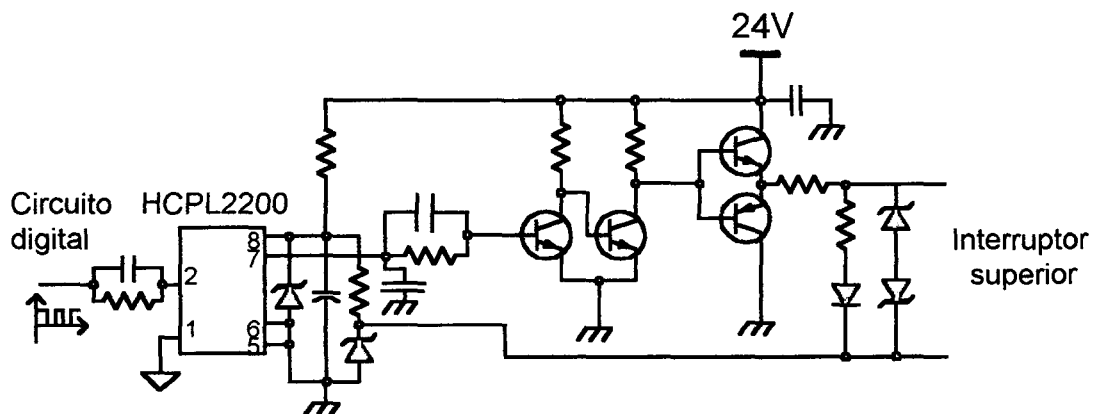


Fig. 1.9 – Circuito de comando isolado.

1.9 - CIRCUITO LÓGICO

O circuito lógico foi utilizado com a função de contornar o fato de se trabalhar com sinais de referência retificados, informando ao estágio de potência se o semiciclo é positivo ou negativo e se a estrutura está operando no modo retificador ou no modo inversor.

Através das portas lógicas são gerados pulsos de comando proveniente do circuito integrado UC3854 para o interruptor polarizado e comando de bloqueio para o interruptor não polarizado do braço. O circuito digital também é responsável pela inversão da lógica de funcionamento dos interruptores durante a regeneração de energia.

Foi escolhido trabalhar com circuitos integrados da tecnologia CMOS devido à possibilidade de se trabalhar com sinais lógicos de 15V. A fig. 1.10 apresenta o diagrama das portas para uma fase.

Foi adotado a seguinte convenção:

- $V_i > 0 \Rightarrow S_{\text{fase}} = "1"$
- $V_i < 0 \Rightarrow S_{\text{fase}} = "0"$
- Modo retificador $\Rightarrow S_{\text{modo}} = "0"$
- Modo inversor (regeneração) $\Rightarrow S_{\text{modo}} = "1"$

Portanto, pode-se elaborar uma tabela verdade que resume o funcionamento da estrutura para uma fase (tabela 1.1), onde D_{UC3854} representa os pulsos lógicos

de comando provenientes da saída do UC3854, D_i representa os pulsos lógicos enviados ao circuito de comando dos interruptores inferiores e D_s representa os pulsos lógicos enviados ao circuito de comando dos interruptores superiores.

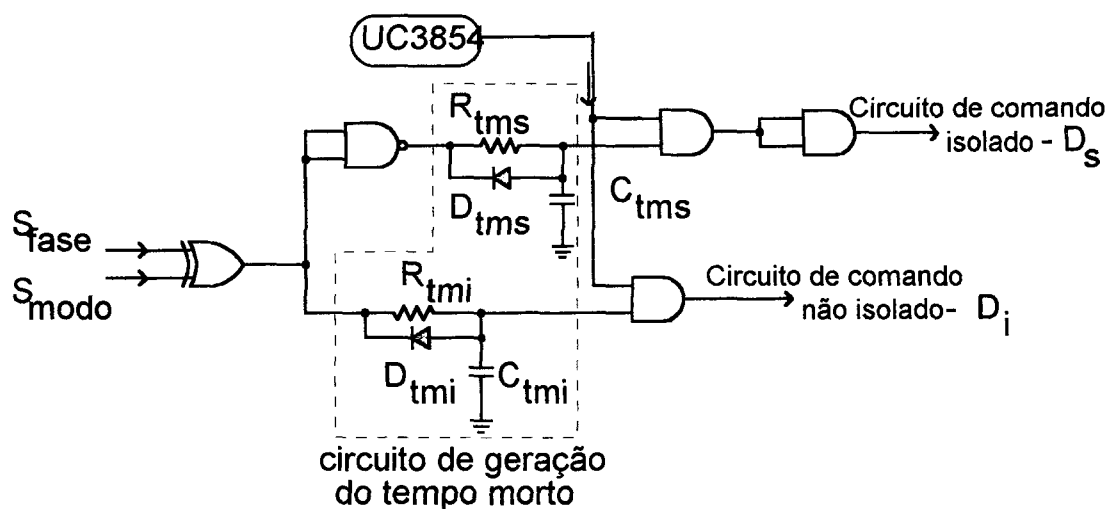


Fig. 1.10 – Circuito digital.

S_{modo}	S_{fase}	D_i	D_s
0	0	0	D_{UC3854}
0	1	D_{UC3854}	0
1	0	D_{UC3854}	0
1	1	0	D_{UC3854}

Tabela 1.1 – Tabela verdade.

A Fig. 1.11 ilustra um diagrama no tempo que representa a dinâmica do funcionamento.

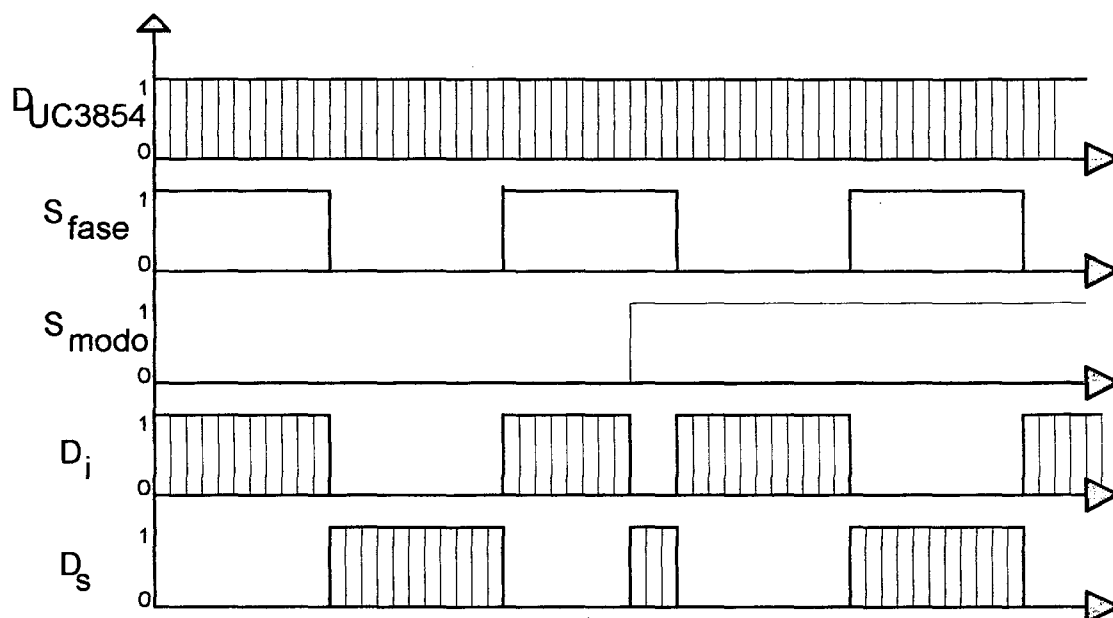


Fig. 1.11 – Diagrama de tempo.

Observa-se que a possibilidade de curto circuito de braço é bastante reduzida e ocorre somente na transição por zero da tensão de entrada. O curto circuito de braço é evitado através de atrasos na subida dos pulsos lógicos que identificam a passagem da tensão por zero (S_{fase}), resultando no atraso somente do primeiro pulso de comando do interruptor. O circuito de tempo morto é constituído pelos componentes R_{tms} , R_{tmi} , D_{tms} , D_{tmi} , C_{tms} e C_{tmi} .

1.10 - FILTRO DE ENTRADA

Na entrada do estágio de potência foi utilizado um filtro LC com o objetivo de eliminar a ondulação devido à comutação dos interruptores, conforme apresentado na Fig. 1.12.

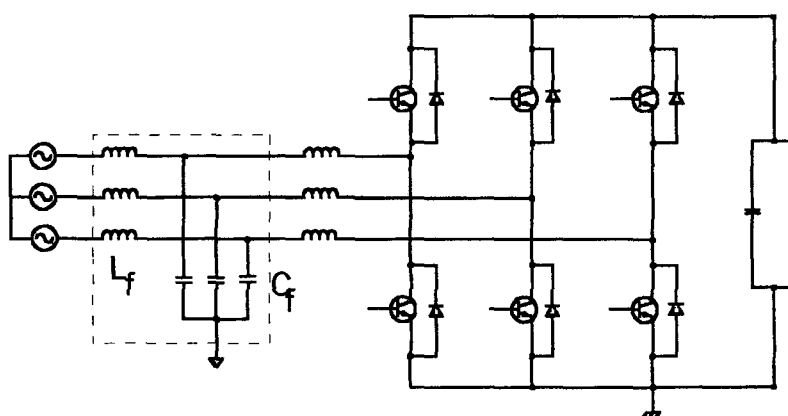


Fig. 1.12 – Filtro de entrada.

1.11 - CIRCUITO AUXILIAR DE REGENERAÇÃO

Quando a tensão de saída do retificador aumenta acima da tensão nominal, a tensão de saída do compensador de tensão (erro) diminui, de modo que para uma tensão elevada (situação de regeneração de energia) o erro tende a zero, isto significa que a tensão de referência retificada tende a zero, visto que a saída do compensador e a entrada A do multiplicador estão ligadas internamente. Desta forma, deve-se impor uma tensão na saída do compensador (entrada A do multiplicador) para impedir que as tensões de referência tendam a zero durante a regeneração. O circuito apresentado na Fig. 1.13 realiza esta função. Observe que a tensão imposta é obtida por um divisor resistivo e que o interruptor bipolar é comandado pelo sinal de saída do compensador com histerese da tensão de saída. Durante o funcionamento no modo retificador, o interruptor está em aberto e a tensão na saída do compensador de tensão é imposta pela malha.

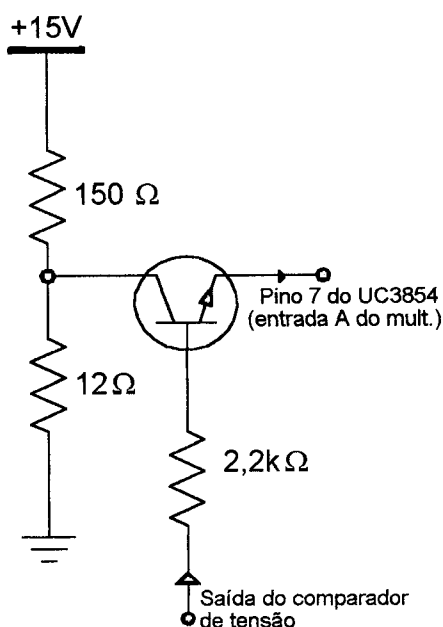


Fig. 1.13 – Circuito auxiliar.

1.12 - CONCLUSÃO

A quantidade de componentes utilizados neste projeto foi bastante elevada, entretanto o retificador foi apresentado em partes funcionais facilitando o entendimento de cada bloco de circuito.

O grau de abordagem neste capítulo foi considerado como suficiente para o entendimento da função de cada circuito. Salieta-se que um estudo mais aprofundado de algum circuito apresentado pode ser realizado utilizando a sua respectiva referência bibliográfica.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]–MIGUEL, F. K. – Conversor de Freqüência CFW-05 – In: Relatório Profissional de Estágio, UFSC, 1995.
- [2]–KASSIK, E. V. – Harmônicas em Sistemas Industriais de Baixa Tensão – In: Curso de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, INEP, UFSC. Circulação interna, 1997.
- [3]–SCHIEMAN, R. G. – Solid-State Control of Electric Drivers – In: Proceeding IEEE, Vol. 62, N° 12, 1974.
- [4]–WILSON, J. W. A. – The Forced-Commutated Inverter as a Regenerative Rectifier – In: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-14, N° 4, 1978.
- [5]–KATAOKA, T. & MIZUMACHI, K. & MIYAIRI, S. – A Pulsewidth Controlled AC-to-DC Converter to Improve Power Factor and Waveform of AC Line Current – In: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-15, N° 6, 1979.
- [6]–WIECHMANN, E. P. & ZIOGAS, P. D. & STEFANOVIC, V. R – A Novel Bilateral Power Conversion Scheme For Variable Frequency Static Power Supplies – In: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, N° 5, 1985.
- [7]–OOI, B. T. & SALMON, J. C. & DIXON, J. W. & KULKARNI, A. B. - A 3-Phase Controlled Current PWM Converter with Leading Power Factor – In: IEEE Industry Applications Society, 1995.
- [8]–GREEN, A. W. & BOYS, J. T. & GATES, G. F. – A Voltage Sourced Reversible Rectifier which Bidirecional Power Flow – In: IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. B, N° 6, 1988.
- [9]–BORGES, A. R. – Retificador de Corrente Trifásico com Correção de Fator de Potência e Regeneração de Energia – In: Dissertação de Mestrado, INEP, UFSC, 1996.

- [10]–TODD, PHILIP C. – UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design – In: Unitrode Application Note U–134, Product and Application Handbook, 1993.
- [11]–SILVA, CLÁUDIO DE SA - Power Factor Correction With the UC3854 – In: Unitrode Application Note U – 125, Linear Integrated Circuits Data and Application Handbook, 1990.
- [12]–BARBI, I. & SOUZA, A. F. – Correção do Fator de Potência de Fontes de Alimentação – In: Curso de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, INEP, UFSC. Circulação Interna, 1995.
- [13]–BARBI, I. – Projeto de Fontes Chaveadas – In: Curso de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, INEP, UFSC. Circulação interna, 1990.
- [14]–STIHI, O. & OOI, Boon-Teck. – A Single-Phase Controlled-Current PWM Rectifier In: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, N° 4, 1988.
- [15]–HOLTZ, J., LOTZKAT, W. & STADTFELD, S. – Controlled AC Drivers with Ride – Through Capability at Power Interruption – In: IEEE Transactions of Industry Applications, Vol. 30, N° 5, 1994.
- [16]–MicroSim Corporation – PSPICE Circuit Analysis User's Guide – Version 5.0, USA, 1991.
- [17]–SOUZA, A. F. – Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação Suave – In: Projeto de Tese de Doutorado, INEP, UFSC, 1995.
- [18]–HECTOR, J. - Manual de Utilização do DSN. LEEI – ENSEEITH.
- [19]–International Standard IEC 6100-3-2
- [20]–CARDOSO, R. L. – Conversor Monofásico para 10kW com Fator de Potência Unitário – In: Dissertação de Mestrado, INEP, UFSC, 1997.

- [21]–PRASAD, A. R. & ZIOGAS, P. D. & MANIAS, S. – An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers – In: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, N° 1, 1991.
- [22]–SPIAZZI, G. & LEE, F. C. – Implementation of Single-phase Boost Power Factor Correction Circuits in Three-phase Applications – In: IECON'94, 1994.
- [23]–BROECK, H. W. Van Der. – A Comparative Investigation of a Three-Phase Induction Machine Drive with a Component Minimized Voltage-Fed Inverter under Different Control Option. – In: IEEE Transactions of Industry Applications, Vol. 20, N° 2, 1984.
- [24]–ENJETI, P. & RAHAMAN, A. – A New Single Phase to Three Phase Converter with Input Current Shaping For Low Cost AC Motor Drivers – In: IAS, 1990.
- [25]–ENJETI, P. & RAHMAN, A. – Economic Single-phase to Three-phase Converter Topologies for Fixed and Variable Frequency Output In: IEEE Transactions Power Electronic, Vol. 8, N° 3, 1993.
- [26]–RODRIGUEZ, J. & WIECHMANN, E. & PONTT, J. & SUÁREZ, A. & ANDRADE, H. - High-Performance Regenerative DC Drive with Sinusoidal Line Current Consumption – In: Power Electronics and Variable Speed Drivers, 1994.
- [27]–Powerex Databook
- [28]–LEM Databook – Isolate current and voltage transducers – Characteristics, applications, Calculations, 1996.
- [29]–LEM Databook – Current and Voltage Transducers for Industrial Applications.
- [30]–LEM Databook – The answer is LEM.
- [31]–National Operational Amplifiers Databook, 1995.

- [32]–MIGUEL, F. K. – Retificadores de Precisão – In: Relatório do Curso de Pós Graduação. INEP – UFSC, 1996.
- [33]–National Operational Amplifiers – Applications Note, 1995.
- [34]–Powerex – Applications Note.
- [35]–BASCOPE, R. & PERIN, A. J. – O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência. Editora: Sagra Luzzato, 1997.
- [36]–MAO, H. & LEE, F. C. – Review of High-Performance Three-Phase Power-Factor Correction Circuits In: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 4, N° 4, 1997.
- [37]–Unitrode Databook, 1997.
- [38]–BLASKO, V. & LUKASZEWSKI R. – On the Loading of Power Modules in a Three Phase Voltage Source Converter – In: IEEE Industry Applications Society, Annual Meeting, 1997.
- [39]–ROMERO, M. R. R. – Relatorio de actividades realizadas entre Dezembro de 1996 e Agosto de 1997 – In: Circulação interna, INEP, UFSC, 1997.