

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

CONVERSOR DE TENSÃO ALTERNADA COM ENTRADA
MONOFÁSICA E SAÍDA TRIFÁSICA,
PARA APLICAÇÕES RURAIS

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a obtenção do
grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

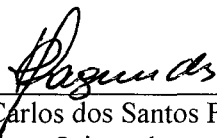
JOSÉ AUGUSTO DA MATTA GUEDES

Florianópolis, dezembro de 2000.

CONVERSOR DE TENSÃO ALTERNADA COM ENTRADA MONOFÁSICA E SAÍDA TRIFÁSICA, PARA APLICAÇÕES RURAIS

JOSÉ AUGUSTO DA MATTA GUEDES

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.
Orientador

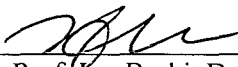


Prof. Márcio Cherem Schneider, Dr.
Coordenador em exercício do Programa de P.G. em Engenharia Elétrica

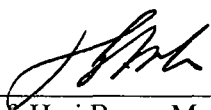
Banca Examinadora:



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.
Presidente



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.

TREM DA VIDA

“A vida não passa de uma viagem de trem, cheia de embarques e desembarques, alguns acidentes, surpresas agradáveis em alguns embarques e grandes tristezas em outros.

Quando nascemos, entramos nesse trem e nos deparamos com algumas pessoas que julgamos, estarão sempre nessa viagem conosco: nossos pais. Infelizmente, isso não é verdade; em alguma estação eles descerão e nos deixarão órfãos de seu carinho, amizade e companhia insubstituível... mas isso não impede que, durante a viagem, pessoas interessantes e que virão a ser super especiais para nós, embarquem. Para o fim dessa viagem, espero que todos se encontrem na ESTAÇÃO FINAL.”

À memória de meu Pai, por tudo que me ensinou, pelo que sou saudades.

Para minha Mãe, minha família, com muito carinho, amor e gratidão.

AGRADECIMENTOS

As primeiras pessoas a quem gostaria de agradecer, são aquelas a quem possa ter me esquecido de citar. Peço também desculpa. Foram tantas as pessoas que me ajudaram nessa etapa, que tenho a certeza de esquecer alguma.

Agradeço a Deus, pela saúde, força e fé encontrados nos momentos mais difíceis.

Ao meu orientador, Professor Fagundes, por sua valiosa orientação, por sua amizade e por seu incentivo durante a realização deste trabalho.

Ao Prof. Ivo Barbi, por sua atenção e amizade dispensados durante a realização deste trabalho, expresso a minha grande admiração.

Aos professores: Ivo Barbi, João Carlos dos Santos Fagundes, Denizar Cruz Martins, Alexandre Ferrari de Souza, Hari Bruno Mohr, Arnaldo José Perin, Ênio Valmor Kassick, que durante esse período me passaram conhecimentos e auxiliaram-me nesta caminhada.

Aos amigos: Dé, Yales, Sérgio, Kefas, Tomaselli, Romeu, Fabaiana, Stephanie, Marcelo, Ênio, René, Falcondes, Grover, Samir, Pacheco, Coelho, Anderson, Dulcemar, Patrícia, Luiz, Rogers, D. Arlete pela amizade e conhecimentos compartilhados durante este período.

Aos amigos: Tina, Bruno, Ricardo, Lara, Cecília, Timóteo, que através de sua amizade, fizeram com que esta etapa se tornasse bem mais agradável e proveitosa. “As amizades multiplicam as alegrias e dividem os sofrimentos”.

A todo o povo do Brasil, que contribui para o crescimento do país e financia trabalhos como este. A CAPES pelo auxílio financeiro.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CONVERSOR DE TENSÃO ALTERNADA COM ENTRADA MONOFÁSICA E SAÍDA TRIFÁSICA, PARA APLICAÇÕES RURAIS

José Augusto da Matta Guedes

Dezembro/2000

Orientador: Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: retificador, inversor, eletrificação rural.

Número de Páginas: 123.

RESUMO: Este trabalho apresenta uma síntese de algumas estruturas conversoras de energia monofásica em trifásica. Inicialmente, faz-se uma divisão de estruturas capazes de regenerar energia e com fator de potência elevado com estruturas que não tem a possibilidade de regeneração de energia e conformação da corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão de entrada. São mencionadas as principais características positivas e negativas de cada topologia. A seguir, apresenta-se a análise teórica de uma estrutura capaz de realizar a conversão de uma rede de alimentação monofásica em trifásica, sendo esta estrutura dividida em sua parte retificadora e a sua parte inversora. Demonstra-se os princípios de operação, o equacionamento dos esforços de tensão e corrente bem como o seu procedimento de projeto. Ao final, tem-se os resultados de simulação e experimentais para um conversor monofásico – trifásico de 2 kVA, comutando a uma frequência de 20 kHz.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

ALTERNATED VOLTAGE CONVERTER WITH SINGLE PHASE INPUT AND THREE PHASE OUTPUT FOR RURAL APPLICATIONS.

José Augusto da Matta Guedes

December/2000

Advisor: João Carlos dos Santos Fagundes.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: inverters, rectifiers, rural electrification.

Number of Pages: 123.

ABSTRACT: This work presents a synthesis of some converter structures used to convert single phase energy into three phase energy. Initially, a division between structures that can regenerate energy with a high power factor and structures that are unable to regenerate energy, along with the conformation of the sinusoidal input current in phase with the voltage input are presented. The positive and negative aspects of each topology are listed. Next, a theoretical analysis of a single phase to three phase converter is presented. This structure is divided into a rectifier and an inverter. The operation principles, the strength voltage and current equations and the design procedure are demonstrated. Finally, simulation and experimental results of a 2 kVA three phase – single phase converter, operating at a 20 kHz switching frequency, are presented.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA.....	XII
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1	3
SÍNTESE DE ALGUMAS TOPOLOGIAS PARA CONVERSÃO MONOFÁSICA – TRIFÁSICA	3
1.1 - INTRODUÇÃO.....	3
1.2 - ANÁLISE DE TOPOLOGIAS.....	5
1.3 - TOPOLOGIAS SEM CONFORMAÇÃO DO FORMATO DA CORRENTE DE ENTRADA	6
1.3.1 - <i>Topologia Convencional [1] e [2]</i>	6
1.3.2 - <i>Topologia Meia Ponte sem Controle Ativo [4]</i>	8
1.3.3 - <i>Conversor Ponte Completa sem Controle Ativo [4]</i>	10
1.3.4 - <i>Conversor com Grampeamento no Ponto Neutro [4]</i>	12
1.4 - TOPOLOGIAS COM CONFORMAÇÃO DO FORMATO DA CORRENTE DE ENTRADA.....	13
1.4.1 - <i>Topologia Convencional com o Conversor Boost</i>	13
1.4.2 - <i>Conversor Meia-Ponte com Controle Ativo da Corrente</i>	14
1.4.3 - <i>Conversor Ponte Completa com Controle ativo de Corrente</i>	16
1.4.4 - <i>Topologia de Enjeti</i>	17
1.4.5 - <i>Topologia de Douglas e Malengret [6]</i>	19
1.5 - CONCLUSÕES.....	22
CAPÍTULO 2	25
ESTUDO DO ESTÁGIO RETIFICADOR DO CONVERSOR MONOFÁSICO – TRIFÁSICO	25
2.1 - INTRODUÇÃO.....	25
2.2 - ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA.....	26
2.2.1 - <i>Análise Gráfica</i>	29
2.2.2 - <i>Etapas de Funcionamento do Retificador de Entrada</i>	30
2.2.3 - <i>Análise da Razão Cíclica</i>	33
2.3 - ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES DO RETIFICADOR DE ENTRADA	34

2.3.1 - Corrente Média Nos Interruptores S1 E S2	35
2.3.2 - Corrente Eficaz nos Interruptores S1 e S2.....	35
2.3.3 - Corrente Média nos Diodos D1 e D2.....	36
2.3.4 - Corrente Eficaz nos Diodos D1 e D2.....	36
2.3.5 - Representação Gráfica dos Resultados da Análise.....	37
2.4 - PROCEDIMENTO DE PROJETO DO RETIFICADOR DE ENTRADA.....	39
2.4.1 - Especificações.....	39
2.4.2 - Grandezas Gerais.....	40
2.4.3 - Dimensionamento do Indutor Li.....	40
2.4.4 - Seleção dos Capacitores de Filtragem na Conexão Contínua.....	45
2.4.5 - Dimensionamento dos Semicondutores.....	45
2.4.6 - Cálculo térmico.....	46
2.4.7 - Circuito de comando.....	49
2.4.8 - Estratégia de Controle a Ser Implementada.....	51
2.4.9 - Modelo do Conversor.....	52
2.4.10 - Dimensionamento do Circuito de Controle.....	57
2.5 - CONCLUSÃO.....	68
CAPÍTULO 3.....	70
INVERSORES MONOFÁSICO -TRIFÁSICO.....	70
3.1 - INTRODUÇÃO.....	70
3.2 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR PWM COM SEIS INTERRUPTORES ATIVOS.....	70
3.2.1 - Primeira Etapa (t_0, t_2).....	71
3.2.2 - Segunda Etapa (t_2, t_3).....	72
3.2.3 - Terceira Etapa (t_3, t_4).....	72
3.2.4 - Quarta Etapa (t_4, t_6).....	73
3.2.5 - Quinta Etapa (t_6, t_7).....	73
3.2.6 - Sexta Etapa (t_7, t_8).....	74
3.3 - FORMAS DE ONDA BÁSICAS.....	74
3.4 - EQUACIONAMENTO.....	77
3.4.1 - Primeira Etapa (t_0, t_2).....	77
3.4.2 - Segunda Etapa (t_2, t_3).....	79

3.4.3 - Terceira Etapa (t_3, t_4).....	80
3.5 - CONDIÇÕES INICIAIS	81
3.6 - ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES	82
3.6.1 - Correntes de Pico e Média nos Diodos em antiparalelo com os interruptores ativos.....	82
3.6.2 - Corrente de Pico, Média e Eficaz nos Interruptores Ativos	82
3.7 - REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS RESULTADOS DA ANÁLISE	83
3.8 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR PWM COM QUATRO INTERRUPTORES ATIVOS.....	86
3.8.1 - Primeira Etapa (t_0, t_2)	88
3.8.2 - Segunda Etapa (t_2, t_3).....	88
3.8.3 - Terceira Etapa (t_3, t_4).....	89
3.8.4 - Quarta Etapa (t_4, t_6).....	89
3.9 - ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DO INVERSOR TRIFÁSICO	90
3.9.1 - Corrente Média nos Interruptores S3 e S4.....	92
3.9.2 - Corrente Eficaz nos Interruptores Ativos.....	93
3.9.3 - Corrente Média nos Diodos	93
3.9.4 - Corrente Eficaz nos Diodos	94
3.10 - REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES.....	94
3.11 - PROJETO DO INVERSOR.....	95
3.11.1 - Especificações	95
3.11.2 - Grandezas Gerais.....	96
3.11.3 - Dimensionamento dos Semicondutores.....	97
3.11.4 - Cálculo térmico	97
3.11.5 - Dimensionamento do Circuito de Controle	98
3.12 - CONCLUSÃO	99
CAPÍTULO 4	100
RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL	100
4.1 - INTRODUÇÃO.....	100
4.1.1 - Resultados de Simulação.....	100
4.1.2 - Resultados Experimentais	106
4.2 - CONCLUSÃO	118

CONCLUSÃO GERAL 119

SIMBOLOGIA

1. Símbolos adotados nos equacionamentos

Símbolo	Significado	Unidade
δ	Ângulo de deslocamento de fase(tensão de entrada x 1 ^o fase)	Graus
ϕ	Ângulo de defasagem entre V_i e I_i	Graus
θ	Ângulo de defasagem entre V_i e V_{foc}	Graus
η	Rendimento	
ρ_{c10}	Resistividade a 100 graus	$\Omega.m$
ρ_{c20}	Resistividade a 20 graus	$\Omega.m$
ΔI	Ondulação da corrente de entrada	A
$\overline{\Delta I}$	Varição parametrizada da corrente de entrada	A
Δ_{max}	Diâmetro máximo do condutor	cm
ΔT	Elevação de temperatura no elemento magnético	Graus
ΔV_o	Ondulação da tensão do barramento contínuo	V
A_e	Área da perna central do núcleo EE	cm^2
$Area_{cu}$	Área da seção de cobre total	Cm^2
A_w	Área da janela do núcleo	cm^2
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético	T
C1	Capacitor do barramento contínuo	F
C2	Capacitor do barramento contínuo	F
D_1	Razão cíclica para o interruptor S2 no período de comutação, no semi-ciclo positivo	
D1 e D2	Interruptores passivos do retificador de entrada	
$D_1(w_i t)$	Razão cíclica para o semi-ciclo positivo da tensão de entrada	
D_2	Razão cíclica para o interruptor S2 no período de comutação, no semi-ciclo negativo	
$D_2(w_i t)$	Razão cíclica para o semi-ciclo negativo da tensão de entrada	
D3, D4, D5 e D6	Interruptores passivos do inversor PWM	
D_5	Diodo Boost	
f_c	Frequência de cruzamento	Hz
FP	Fator de potência	
f_{p1}	Frequência do pólo 1 do compensador de corrente	Hz
f_{p2}	Frequência do pólo 2 do compensador de corrente	Hz
f_r	Frequência da rede de alimentação	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
FTLA(s)	Função de transferência em laço aberto	
f_z	Frequência do zero do compensador de corrente	Hz
G(S)	Função de transferência da planta	
$G_1(S)$	Função de transferência do conversor considerando a amostra da corrente de entrada	
$G_S(S)$	Função de transferência simplificada	
$G_v(s)$	Função de transferência para o projeto do compensador de tensão	
$H_e(S)$	Função de transferência amostrada	
$H_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão	
$I(t)$	Corrente contínua de entrada, em um período de comutação	A
I_a	Corrente de saída de linha trifásica fase a	A
I_b	Corrente de saída de linha trifásica fase b	A
I_c	Corrente de saída de linha trifásica fase c	A
$i_{D1}(t)$	Corrente no interruptor passivo D1	A
I_{Def}	Corrente eficaz nos interruptores passivos em um período de comutação	A
$I_{Deficaz}$	Corrente eficaz nos interruptores passivos em um período da rede de alimentação	A
I_{Dmed}^h	Corrente média nos interruptores passivos em um período de comutação	A
$I_{Dmédio}$	Corrente média nos interruptores passivos, período da rede alimentação	A

i_{ef}	Corrente eficaz de entrada	A
I_i	Corrente de entrada do retificador	A
$i_L(t)$	Corrente no indutor L_i	A
I_M	Corrente máxima sobre o indutor em um período de comutação	A
I_m	Corrente mínima no indutor em um período de comutação	A
I_p	Corrente de pico de entrada do conversor	A
I_{Pmax}	Corrente de pico máxima na entrada do retificador	A
I_{ref}	Corrente de referência para o compensador de corrente	A
$i_{S2}(t)$	Corrente no interruptor ativo S2	A
I_{Sef}	Corrente eficaz nos interruptores ativos em um período de comutação	A
$I_{Seficaz}$	Corrente eficaz nos interruptores ativos em um período da rede de alimentação	A
I_{Smed}	Corrente média nos interruptores ativos em um período de comutação	A
$I_{Smédio}$	Corrente média nos interruptores ativos em um período da rede de alimentação	A
J_{max}	Máxima densidade de corrente	A/cm ²
k_c	Coefficiente de perdas por correntes parasitas	
k_h	Coefficiente de perdas por histerese	
K_w	Fator de enrolamento	
l_g	Entreferro	cm
L_i	Indutância de entrada	H
m_i	Índice de modulação do retificador	
MLT	Comprimento médio de uma espira	Cm
N	Número de espiras	
N_{fp}	Número de condutores em paralelo	
P_{comD}	Perdas por comutação nos interruptores passivos	W
P_{coms}	Perdas por comutação nos interruptores ativos do retificador	W
P_{CondD}	Perdas por condução nos interruptores passivos	W
P_{Conds}	Perdas por condução nos interruptores ativos do retificador	W
P_i	Potência de entrada do conversor	W
P_j	Perdas no cobre	W
P_{mag}	Perdas magnéticas no núcleo	W
P_o	Potência de saída	W
P_{TComD}	Perdas totais de comutação nos interruptores passivos	W
P_{Tcoms}	Perdas totais por comutação nos interruptores ativos do retificador	W
P_{TCondD}	Perdas totais de condução nos interruptores passivos	W
P_{TConds}	Perdas totais por condução nos interruptores ativos do retificador	W
P_{TD}	Perdas totais nos interruptores passivos	W
P_{totLS}	Perdas totais	W
R_{cc}	Resistência total do enrolamento	Ω
$R_i(S)$	Função de transferência do compensador	
R_{sh}	Resistor shunt	Ω
R_t	Resistência térmica do núcleo	Ω
R_{thha}	Resistência térmica ambiente dissipador	$^{\circ}C/W$
R_{thhc}	Resistência térmica cápsula ambiente	$^{\circ}C/W$
R_{thjed}	Resistência térmica junção cápsula para o diodo	$^{\circ}C/W$
R_{thjeS}	Resistência térmica junção cápsula para o IGBT	$^{\circ}C/W$
S1 e S2	Interruptores ativos do retificador de entrada	
S3, S4, S5 e S6	Interruptores ativos do inversor PWM	
S_{cu}	Área da seção de cobre do condutor	cm ²
T1, T2, T3, T4, T5 e T6	Interruptores ativos bidirecionais	
T11, T12, T21, T22, T13, T14, T23 e T24	Interruptores ativos bidirecionais do conversor grampeado no ponto neutro	
t_a	Interruptor S2 bloqueado	s
t_c	Interruptor S2 conduzindo	s
T_{CD}	Temperatura da cápsula para os diodos	Graus

T_{Cs}	Temperatura da cápsula para os IGBTs	Graus
$T_i(s)$	Função de transferência, considerando a amostragem	
T_j	Temperatura da junção	Graus
t_o	Origem	s
T_S	Período de comutação	s
V_{ab}	Tensão entre as fases a e b	V
V_{am}	Amostra da tensão de pico máxima	V
V_{bc}	Tensão entre as fases b e c	V
V_{ca}	Tensão entre as fases c e a	V
$V_{CE(on)}$	Tensão coletor emissor	V
V_{dc}	Tensão do barramento contínuo	V
V_{Dmax}	Tensão máxima sobre os interruptores passivos do retificador	V
V_e	Tensão de erro do regulador de corrente	V
V_{foc}	Componente fundamental da tensão entre os pontos o e c	V
V_{GE}	Tensão gate emissor	V
V_i	Tensão da rede de alimentação	V
V_{iPmax}	Tensão de pico máxima na entrada	V
V_{iPmin}	Tensão de pico mínima na entrada	V
$V_L(t)$	Tensão sobre o indutor L_i	V
V_o	Tensão do barramento contínuo	V
$V_o/2$	Tensão sobre um capacitor do barramento contínuo	V
V_{oc}	Tensão entre os pontos o e c	V
V_P	Tensão de pico da rede de alimentação	V
V_{sh}	Tensão sobre o resistor shunt	V
V_{Smax}	Tensão máxima sobre os interruptores ativos do retificador	V
V_T	Amplitude do sinal dente de serra	V
V_{TO}	Tensão reversa sobre os interruptores passivos	V
X_i	Reatância de entrada do conversor	Ω

2. Acrônimos e abreviaturas

Símbolo	Significado
CA	Corrente Alternada
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
Mosfet	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

3. Símbolos usados nos diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
E e V_0	Fonte de tensão
I	Fonte de corrente
Li e L	Indutor
R	Resistor
S e T	Interruptor Controlado
V_i	Fonte de tensão

4. Símbolos de unidades de grandezas físicas (SI)

Símbolo	Significado
Ω	Ohm
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
m	Metro
Rad	Radiano
s	Segundo
T	Tesla
V	Volt
W	Watt

INTRODUÇÃO GERAL

Habitualmente o fornecimento de energia elétrica para o setor rural é feito através de redes de distribuição monofásicas, devido a fatores econômicos, já que com este tipo de rede se têm reduzidas as quantidades de condutores necessárias. No Brasil ainda há muito que ser ampliado o atendimento a este setor rural. No ano de 1999 o governo federal lançou um programa neste sentido, buscando fixar o homem ao campo, evitando-se assim as grandes migrações que têm ocorrido nos últimos anos para o setor urbano, provocando o crescimento excessivo das grandes cidades, com todos os problemas que daí decorrem.

Com o crescente avanço tecnológico, que procura-se colocar à disposição também do setor rural, é cada vez maior e crescente o uso de equipamentos e maquinaria elétrica pelo homem do campo. Ocorre que grande parte destas máquinas, sobretudo aquelas para aplicações na produção, são equipamentos trifásicos. Como dispõe-se da rede de alimentação monofásica, é de fundamental importância que se tenha maneiras e equipamentos capazes de fazer a conversão/adaptação da tensão de monofásica para trifásica, possibilitando, desta forma, o pleno desenvolvimento das capacidades produtivas do setor rural.

As concessionárias brasileiras de energia elétrica reuniram-se, em 1989 e 1990, para comparar os procedimentos técnicos e gerenciais relativos à distribuição rural. Constatou-se que ao passar do sistema trifásico para o bifásico, monofásico fase-neutro, MRT (monofásico com retorno por terra) e MRT com condutor de aço, pode haver redução de 20 %, 43 %, 50% e 72 % sobre o custo total, respectivamente.

O sistema MRT ao invés de três condutores usa apenas um, sendo o retorno de corrente feito pela terra. Ao invés de três grossos cabos de alumínio, apenas um fino arame de aço. Quer dizer, ao invés de um poste a cada 60 metros, o poste seguinte pode estar a 300 metros se o terreno for plano. Aproveitando-se o relevo, com os postes no alto dos morros, vãos enormes, com mais de um quilômetro, podem ser utilizados.

Dentro desta ótica, o objetivo principal deste trabalho é o desenvolvimento de um conversor de tensão alternada/alternada (CA/CA), com entrada monofásica, a ser ligada na rede de alimentação, e saída trifásica, a ligar-se à carga. Este conversor deverá atender aos requisitos de segurança, eficiência e funcionalidade, sem deixar de observar-se os aspectos

econômicos, ou seja, da eficiência do próprio conversor.

O objetivo do trabalho é o estudo completo de todos os elementos necessários ao projeto e construção do conversor citado precedentemente, compreendendo também a sua realização prática em laboratório, com a finalidade de determinar-se os principais aspectos de seu funcionamento.

A metodologia a ser empregada compreende uma pesquisa bibliográfica, análise matemática teórica, simulação por computador e verificação através da montagem de protótipo.

No capítulo 1, é apresentada a uma pesquisa bibliográfica sobre as diferentes possibilidades de construção de um conversor monofásico – trifásico. Esta pesquisa objetiva o conhecimento do que já foi desenvolvido em análise e projeto destes conversores.

No capítulo 2, é feito um estudo analítico da estrutura retificadora, onde avalia-se os diversos elementos envolvidos no funcionamento do pré-regulador. Foi apresentado o estudo qualitativo e quantitativo dos esforços de corrente a que estão submetidos os interruptores do retificador. Apresentou-se também o projeto completo da estrutura retificadora de entrada.

No capítulo 3, fez-se um estudo analítico das estrutura inversoras, utilizando 4 e 6 interruptores ativos. Foi apresentado o estudo qualitativo e quantitativo dos esforços de corrente a que estão submetidos os interruptores dos inversores PWM. Apresentou-se também o projeto completo da estrutura inversora utilizando quatro interruptores ativos.

No capítulo 4, são apresentados os resultados de simulações digitais e os resultados experimentais do conversor monofásico – trifásico escolhido para a implementação prática. Este conversor foi projetado para uma potência trifásica de 2 kVA.

CAPÍTULO 1

SÍNTESE DE ALGUMAS TOPOLOGIAS PARA CONVERSÃO MONOFÁSICA –TRIFÁSICA

1.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo apresentar e discutir algumas possibilidades de topologias e configurações do circuito para efetuar a conversão de uma rede de alimentação monofásica em trifásica. Apresenta-se várias topologias usadas em conversores e uma breve explanação das qualidades e desvantagens de cada uma delas.

Esta conversão pode ser realizada de uma maneira mais ampla, fazendo a conversão da rede de alimentação, ou de forma mais simples e específica, fazendo a mesma conversão para a alimentação exclusivamente de uma dada carga trifásica que deseja-se alimentar. Nesta linha de utilização, poder-se-á pensar em um motor trifásico sendo alimentado por intermédio de um conversor monofásico – trifásico.

A análise procura enfatizar para o conversor a necessidade de eficiência, robustez, segurança e funcionalidade, sem deixar de observar-se os aspectos econômicos (custos), bem como os aspectos físicos do conversor (volume e peso).

O uso de alimentação trifásica equilibrada permite maior eficiência e economia no uso de energia elétrica. Isto ocorre principalmente porque o equipamento elétrico trifásico, como por exemplo, o motor de indução, é mais eficiente e econômico se comparado ao monofásico. Em muitos casos, entretanto, na extensão das linhas de potência trifásicas para aplicações em áreas rurais, ou em iluminações industriais, o custo se torna elevado ao comparar-se com as linhas monofásicas. Por estas razões os conversores monofásicos – trifásicos são excelentes escolhas para situações onde a energia trifásica não está disponível.

Fez-se uma pesquisa, junto à Concessionária de energia elétrica estadual (CELESC), sobre o número total de áreas rurais atendidas pela companhia no estado de Santa Catarina, no ano de 1999. A partir disso fez-se um levantamento do número de

usuários de rede de alimentação monofásica, bifásica e trifásica e as suas energias consumidas, respectivamente. Os resultados estão apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 – Número de consumidores rurais.

Classe	Rural			
	Número de Consumidores		Consumo kWh/mês	
	Absoluto	Percentual	Absoluto	Percentual
Monofásico	122859	65,8 %	20951794	46,2 %
Bifásico	43036	23,1 %	13017055	28,7 %
Trifásico	20705	11,1 %	11386882	25,1 %
Total	186600	100 %	45355731	100 %

A partir da Tabela 1 verifica-se o grande número de consumidores com alimentação monofásica disponível, em torno de 65% do número total de consumidores das áreas rurais. Quanto aos percentuais de consumo de energia, estas representam 46 % do total da energia consumida. Já a classe de consumidores com alimentação trifásica apresenta percentuais de 11 % do total de consumidores para um consumo de 25 % do total de energia do sistema rural.

A CELESC classifica os seus consumidores rurais monofásicos em quatro grupos distintos: agropastoril, industrial, coletivo e irrigante. A partir desta divisão fez-se um levantamento da potência média consumida por usuário de cada grupo. Na Tabela 2 é apresentado o consumo médio de kWh/mês de cada categoria.

Tabela 2 – Consumo individual médio .

Grupos	Consumo Médio kWh/mês
Irrigante	1248
Industrial	1345
Coletivo	554
Agropastoril	254

Os consumidores nas áreas rurais atendidos por rede de alimentação monofásica podem dispor no máximo de um transformador de 37,5 kVA. A Celesc utiliza transformadores para os consumidores rurais nas potências de 10 kVA, 15 kVA, 25 kVA e 37,5 kVA.

Com estes dados apresentados verifica-se o grande potencial de aplicação para o conversor monofásico – trifásico, bem como uma possível faixa de potência a ser utilizada.

1.2 - ANÁLISE DE TOPOLOGIAS

As topologias estudadas podem ser classificadas em duas categorias. A primeira refere-se ao conversor sem controle ativo do formato da corrente de entrada do conversor, e a outra destaca-se pelo controle ativo do mesmo. Assim o diagrama de blocos da Fig. 1.1 caracteriza funcionalmente as estruturas.

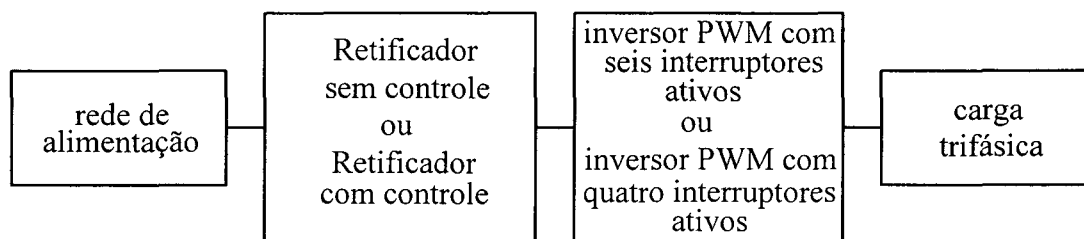


Fig. 1.1 – Diagramas de blocos.

A partir desta divisão são apresentadas algumas versões meia ponte e ponte completa para as duas categorias mencionadas. Apresenta-se também a topologia básica, mais convencional, Fig. 1.2, a qual tem um conversor boost acoplado [1] e [2]. E por fim apresenta-se as topologias propostas e apresentadas em [1], [2], [3], [4], [5], [6] e [7].

Nessa síntese das topologias foi explanado o controle das mesmas, bem como o princípio de funcionamento. Importância foi dada às características principais, focalizando as qualidades e desvantagens de cada topologia.

A partir da topologia convencional várias melhorias foram sugeridas. Estas melhorias incluem:

- Correntes senoidais na fonte de alimentação monofásica;
- Operação com fator de potência unitário;
- Regulação da alimentação monofásica perante flutuações da rede;
- Compensação da frequência de alimentação;
- Alta qualidade da saída trifásica;
- Desempenho imune a ruídos da fonte de alimentação monofásica.

1.3 - TOPOLOGIAS SEM CONFORMAÇÃO DO FORMATO DA CORRENTE DE ENTRADA

Nesta seção é apresentado de forma sucinta o funcionamento de algumas topologias que realizam a conversão de sistema monofásico em trifásico. Apresentam-se também resultados obtidos em algumas simulações, como formas de onda da corrente de entrada e tensão de entrada do conversor e ainda as suas tensões e correntes de saída.

1.3.1 - TOPOLOGIA CONVENCIONAL [1] E [2]

Na Fig. 1.2 é apresentada a topologia convencional do conversor monofásico – trifásico. Esta topologia emprega, na entrada, um retificador e um capacitor de filtragem para gerar o barramento contínuo. Apresenta também seis interruptores ativos, comandados de maneira PWM para produzir as tensões trifásicas.

Esta estrutura oferta uma pobre corrente de entrada, com alto conteúdo harmônico e defasada da tensão de entrada, e também um fluxo de potência unidirecional, isto é, somente da linha para a carga. Isto indica um prejuízo na regulação de linha, bem como não permite frenagem regenerativa na alimentação de uma carga tipo motor.

O controle ativo do formato da corrente de entrada pode ser adicionado com o pré-regulador boost. Esta estrutura está representada pela Fig. 1.15. Neste caso melhora-se a qualidade das correntes requeridas, quanto ao seu conteúdo harmônico, sem no entanto facilitar a bidirecionalidade do fluxo de potência. A rede de alimentação monofásica não pode ser regulada perante flutuações da tensão de entrada.

A adição do conversor boost aumenta o custo total e as perdas. A estrutura pode ser concebida sem o interruptor *SI* e o diodo *D5*.

Esta estrutura mostra-se interessante para um projeto de um conversor monofásico – trifásico, pois oferece a possibilidade de acrescentar ou não o conversor boost. Com isto pode-se ter inicialmente uma estrutura mais simples (menor custo) ou com melhor qualidade das formas de onda, bem como fator de potência próximo ao unitário, dependendo das necessidades requeridas pela aplicação.

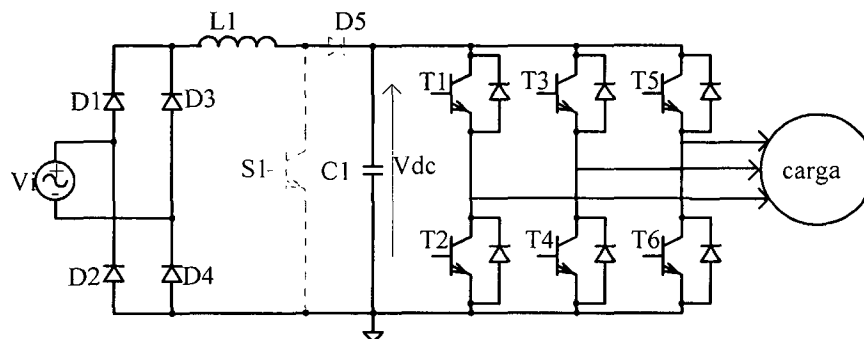


Fig. 1.2 - Topologia convencional do conversor monofásico – trifásico.

a) sem o conversor boost(trazo contínuo).

b) com o conversor boost(inclui ramo em trazo pontilhado).

Na Fig. 1.3 apresenta-se as formas de onda de tensão e de corrente de entrada da estrutura conversora. Na Fig. 1.4 apresentam-se as tensões trifásicas de saída do conversor, as quais irão alimentar a carga. Pode-se observar que estas tensões estão defasadas de 120° e possuem a mesma amplitude, respeitando a configuração de um sistema de alimentação trifásico. Na Fig. 1.5 são apresentadas as correntes em cada uma das fases, também com as características do sistema trifásico.

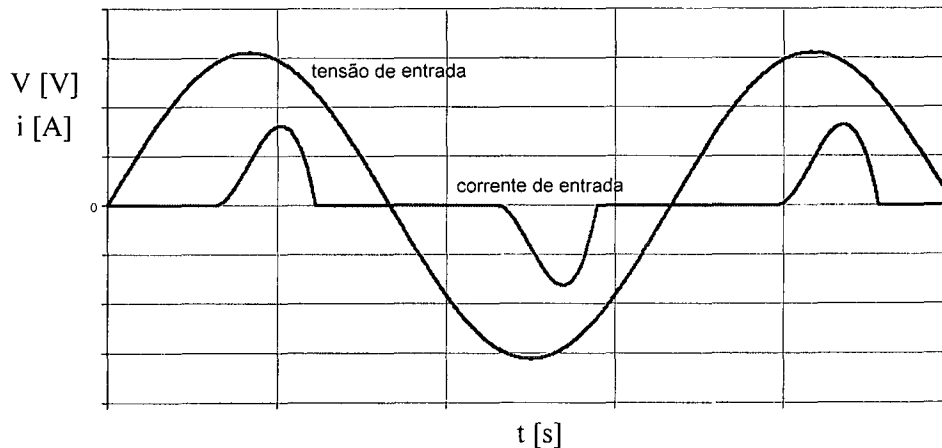


Fig. 1.3 – Tensão e corrente de entrada.

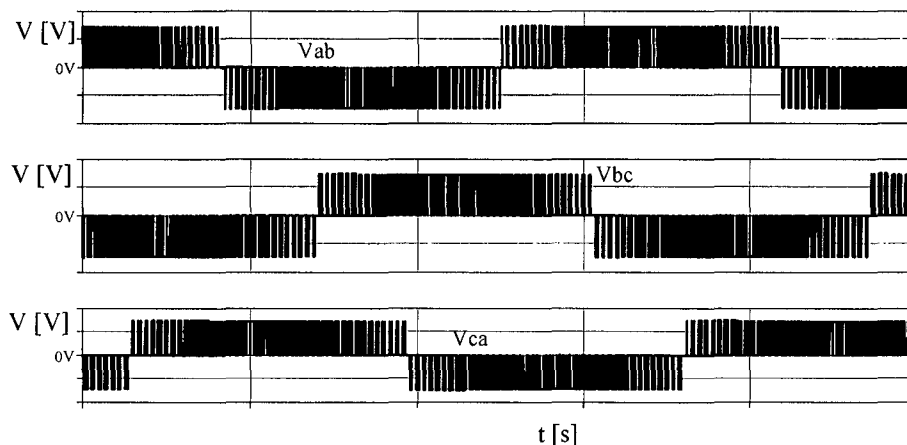


Fig. 1.4 – Tensões de linha trifásicas equilibradas.

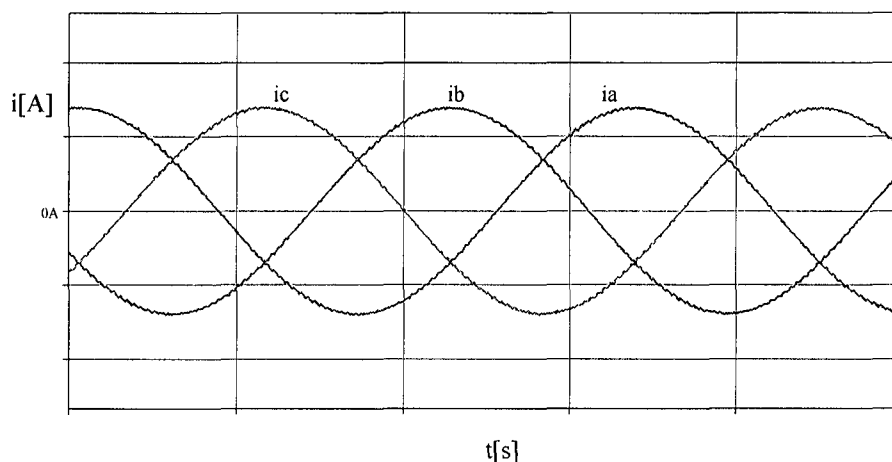


Fig. 1.5 – Correntes trifásicas equilibradas de cada fase, na saída do conversor.

1.3.2 - TOPOLOGIA MEIA PONTE SEM CONTROLE ATIVO [4]

Esta topologia não permite o controle ativo do formato da corrente de entrada do conversor. Esta estrutura oferta uma pobre corrente de entrada e também o fluxo de energia é unidirecional, não oferecendo, conseqüentemente, frenagem regenerativa, no caso da carga ser motor. Uma desvantagem deste conversor é a comutação dos interruptores $T1$ e $T2$ estarem sujeitos ao dobro do pico de tensão da fase principal. Os interruptores $T1$ e $T2$ são comandados através de uma modulação senoidal, sendo que a moduladora está defasada de 60° em relação à tensão de entrada. Desta maneira obtém-se as tensões trifásicas equilibradas de saída.

A estrutura proposta emprega menor número de semicondutores e, conseqüentemente, menor custo efetivo. Avançadas técnicas PWM [10] e [11] são

empregadas para selecionar e eliminar as harmônicas de baixa ordem, com isto garantindo alta qualidade das formas de onda de saída.

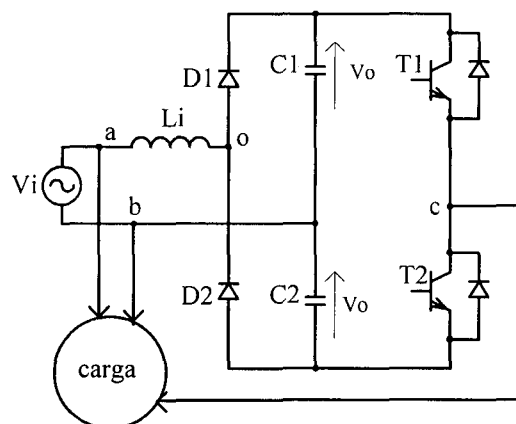


Fig. 1.6 – Conversor monofásico – trifásico meia ponte sem controle ativo do formato da corrente de entrada.

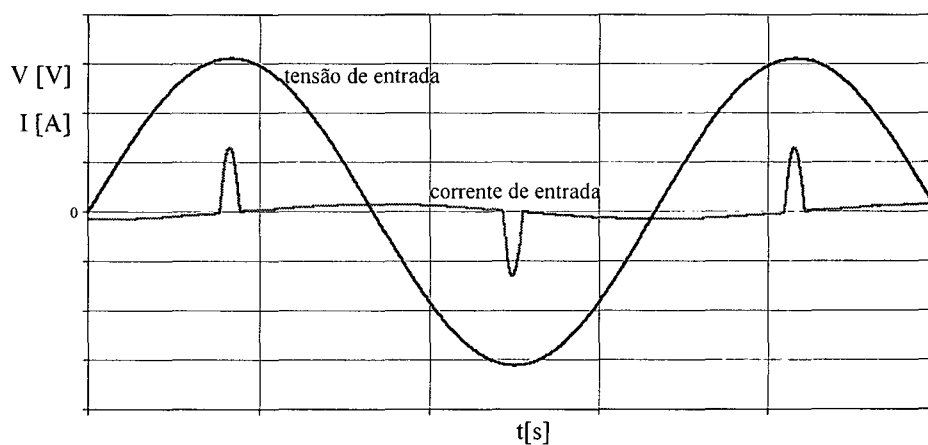


Fig. 1.7 – Tensão e corrente de entrada.

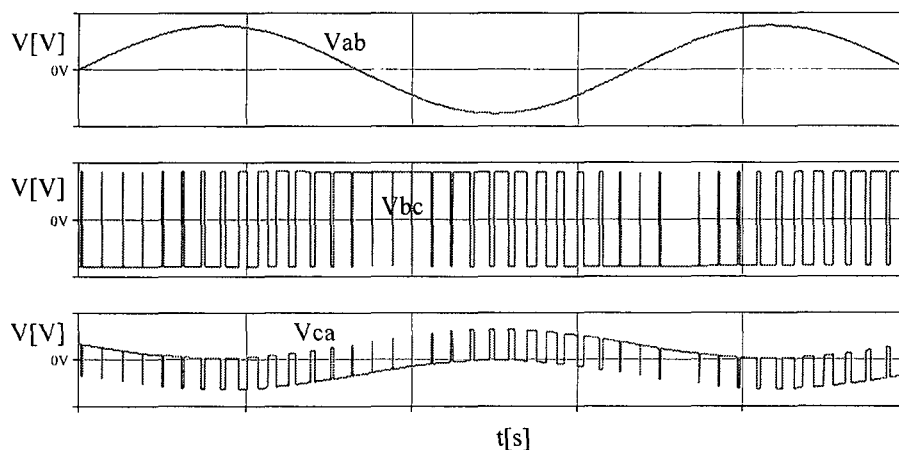


Fig. 1.8 – Tensões de linha trifásicas equilibradas.

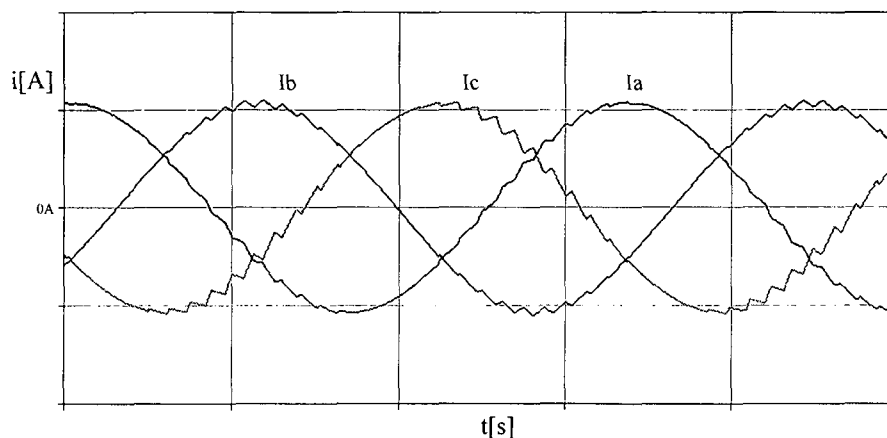


Fig. 1.9 – Correntes trifásicas equilibradas de cada fase, na saída do conversor.

Na Fig. 1.7 apresenta-se as formas de onda de tensão e corrente de entrada do conversor. Na Fig. 1.8 mostram-se as formas de ondas das tensões trifásicas de linha do conversor meia ponte, sem controle ativo da forma de onda da corrente de entrada do conversor, estas irão alimentar a carga. Pode-se observar que as tensões estão equilibradas e defasadas de modo que obedecem a constituição de um sistema trifásico. Estas mesmas características podem também ser observadas na Fig. 1.9, que mostra as correntes em cada uma das fases na saída do conversor.

1.3.3 - CONVERSOR PONTE COMPLETA SEM CONTROLE ATIVO [4]

Na Fig. 1.10 está representado o conversor ponte completa sem controle ativo da forma da corrente de entrada. Esta estrutura utiliza quatro interruptores ativos ($T1 - T4$) e dois diodos $D1$ e $D2$. Foi proposta em por *Divan* [12].

A tensão sobre os interruptores ativos, a capacitância dos capacitores do barramento de tensão contínua e a relação $V.A$ são menores que no caso do conversor apresentado na Fig. 1.6. O fluxo de energia é unidirecional e a estrutura não oferece controle ativo para a forma da corrente de entrada, nem o controle do fator de potência visto pela rede.

Apresenta baixa qualidade na forma de onda da corrente de entrada, ou seja, um elevado conteúdo harmônico e defasada em relação a tensão de entrada do conversor. Uma aplicação possível desta estrutura em ponte completa é na alimentação de motores trifásicos.

Na Fig. 1.11 apresenta-se as formas de onda de tensão e corrente de entrada do conversor. Na Fig. 1.12 mostram-se as formas de ondas das tensões trifásicas de linha do conversor e na Fig. 1.13 são apresentadas as formas de onda das correntes trifásicas equilibradas, verificando-se a adequada composição de um sistema de alimentação trifásico.

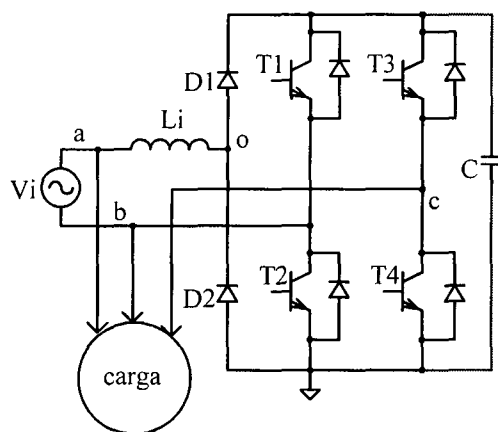


Fig. 1.10 - Conversor monofásico – trifásico ponte completa sem controle ativo do formato da corrente de entrada.

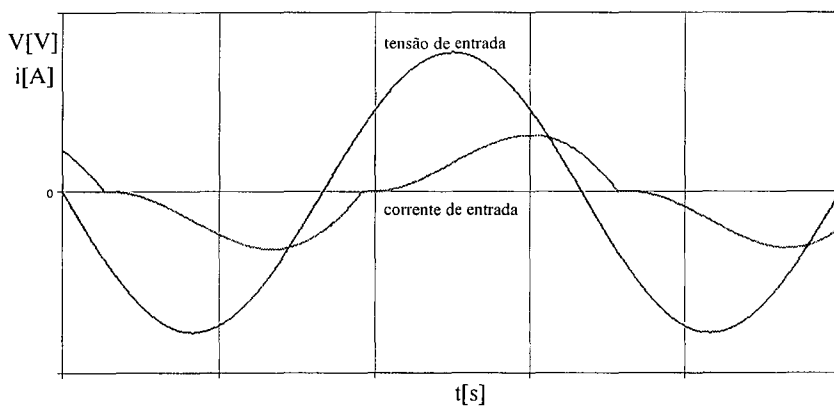


Fig. 1.11 – Tensão e corrente de entrada.

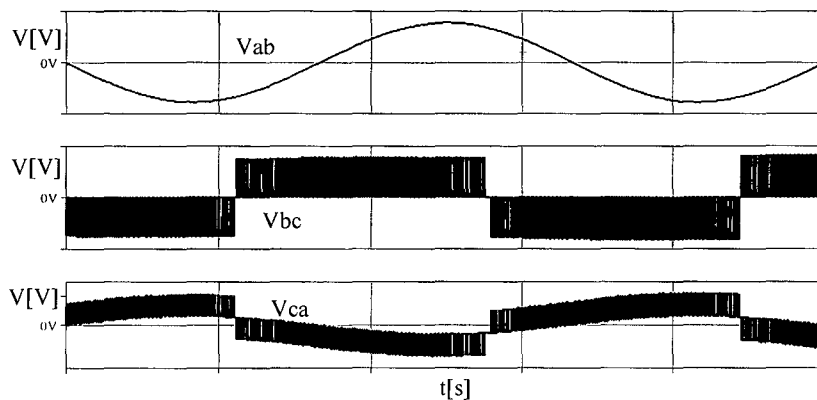


Fig. 1.12 – Tensões trifásicas equilibradas de saída.

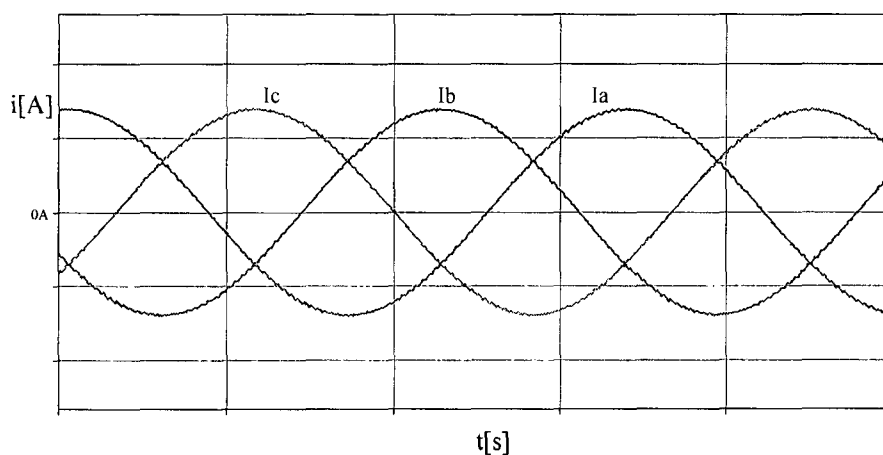


Fig. 1.13 – Correntes trifásicas equilibradas de cada fase, na saída do conversor.

1.3.4 - CONVERSOR COM GRAMPEAMENTO NO PONTO NEUTRO [4]

A topologia deste conversor está apresentada na Fig. 1.14. Os diodos $D1$ e $D2$ permitem aos capacitores da conexão contínua, serem carregados pela fonte V_i . Os interruptores $T11$ a $T14$ e $T21$ a $T24$ são comandados de maneira PWM para gerar as tensões de três níveis V_{bn} e V_{cn} , as quais estão defasadas de 120° uma da outra. O resultado da tensão V_{bc} são cinco níveis PWM e não contém as harmônicas de terceira ordem. As formas de onda das tensões de saída nos terminais a, b e c são trifásicas equilibradas e apresentam alta qualidade, ou seja menor conteúdo harmônico.

Os diodos grampeadores asseguram que cada interruptor seja submetido à metade da tensão do barramento de corrente contínua. Este aspecto particular facilita o uso desta topologia em alta tensão e alta potência.

A topologia não oferece controle ativo do formato da corrente de entrada do conversor. Esta estrutura oferece uma pobre corrente, alto conteúdo harmônico e defasada

em relação a tensão de entrada, e também o fluxo de energia é unidirecional, não oferecendo, conseqüentemente, frenagem regenerativa, no caso da carga ser motor. Esta estrutura não possibilita controle do fator de potência.

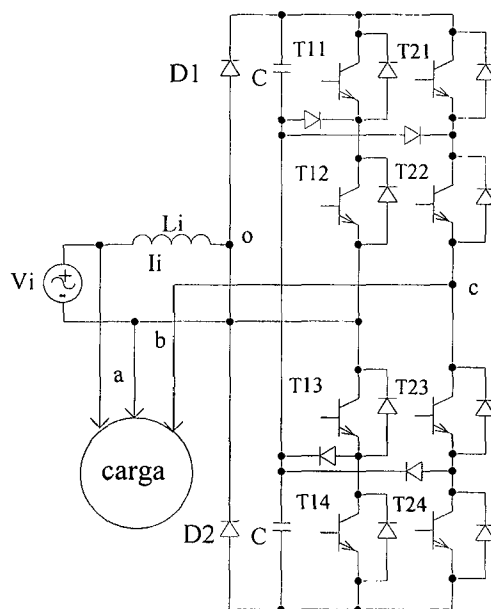


Fig. 1.14 – Conversor monofásico – trifásico com grampeamento no ponto neutro.

1.4 - TOPOLOGIAS COM CONFORMAÇÃO DO FORMATO DA CORRENTE DE ENTRADA

Nesta seção é apresentado de forma sucinta o funcionamento de algumas topologias que realizam a conversão de sistema monofásico em trifásico, com a conformação do formato da corrente de entrada. Apresentam-se também resultados obtidos em algumas simulações, como formas de onda da corrente de entrada e tensão de entrada e ainda as tensões e correntes de saída do conversor. Será apresentado o retificador de entrada, o qual é responsável pela conformação da corrente de entrada do conversor. Desta maneira obtém-se corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão de entrada, conseqüentemente fator de potência unitário.

1.4.1 - TOPOLOGIA CONVENCIONAL COM O CONVERSOR BOOST

Na Fig. 1.15 está representada a estrutura convencional do conversor monofásico – trifásico, acrescida de um estágio *boost*. Esta estrutura utiliza o pré-regulador *boost* para conformar a corrente de entrada na forma senoidal e colocá-la em fase com a tensão de

entrada. Para obter-se as tensões trifásicas equilibradas de saída utiliza-se um inversor PWM senoidal. Este inversor apresenta seis interruptores ativos.

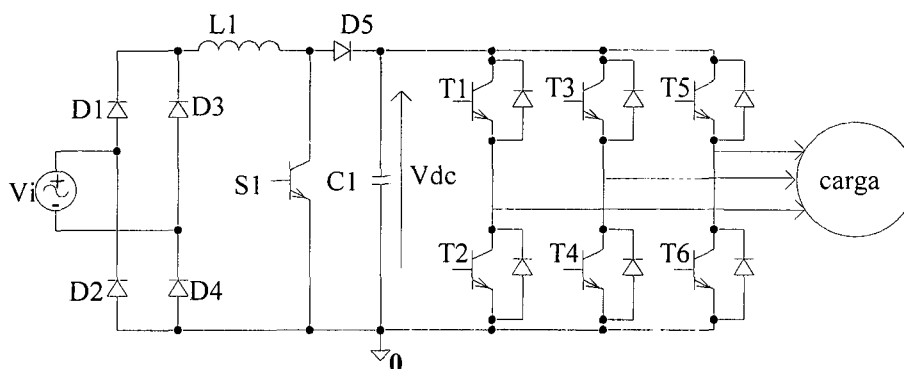


Fig. 1.15 – Topologia convencional do conversor monofásico-trifásico, com o conversor boost.

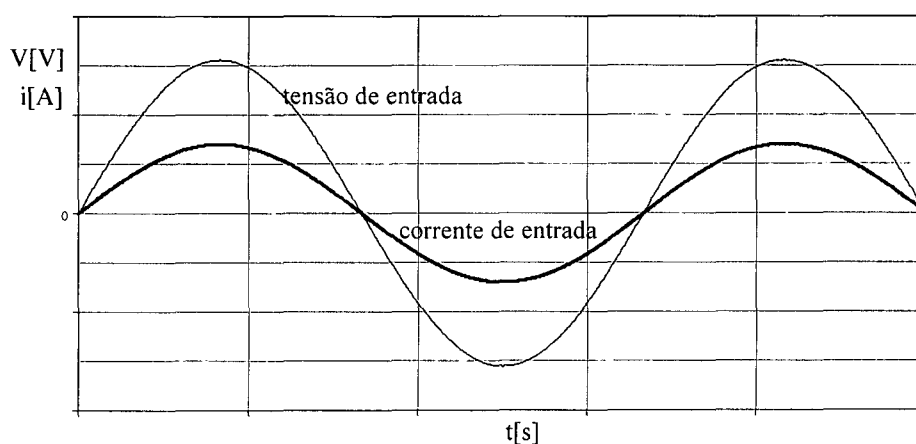


Fig. 1.16 – Tensão e corrente de entrada, forma qualitativa.

Na Fig. 1.16 estão representadas de forma qualitativa as formas de onda da tensão e da corrente de entrada para a topologia apresentada. Pode-se observar que tem-se, neste caso, formas de onda senoidais e em fase. As formas de onda das tensões trifásicas equilibradas de linha e das correntes de linha são exatamente as mesmas representadas nas Fig. 1.4 e Fig. 1.5. As formas de onda da tensão e corrente de entrada do conversor diferem-se da topologia convencional por serem senoidais e em fase, gerando fator de potência unitário.

1.4.2 - CONVERSOR MEIA-PONTE COM CONTROLE ATIVO DA CORRENTE

Esta estrutura diferencia-se da apresentada na Fig. 1.6 pela presença de mais dois interruptores ativos, $T1$ e $T2$, cuja função é conformar a corrente de entrada para que seja

senoidal e em fase em relação a tensão de entrada do conversor.

A Fig. 1.17 ilustra o conversor meia ponte com controle ativo da forma de onda da corrente de entrada do conversor. Os interruptores ativos $T1$ e $T2$ são controlados através da estratégia de modulação PWM sincronizado com tensão de entrada, garantindo com isto que a forma da corrente de entrada seja senoidal e esteja em fase com a tensão. Os interruptores $T3$ e $T4$ são operados de maneira PWM para gerar a tensão V_{bc} , já mostrada Fig. 1.8.

A tensão entre os pontos a e b , V_{ab} , é essencialmente a tensão de alimentação. Para o controle de $T1$ e $T2$ usa-se uma técnica PWM [10] e [11], a qual proporciona a eliminação das harmônicas de baixa ordem. O indutor Li atua na filtragem das harmônicas de corrente de ordem elevadas. Além disso, a frequência de comutação de $T1$ e $T2$ pode ser escolhida para produzir um menor indutor de filtragem.

A corrente de entrada resultante I_i é senoidal de alta qualidade, com baixa distorção e em fase em relação a tensão de entrada, e o fator de potência é próximo do unitário.

A topologia permite o controle ativo da forma de onda da corrente de entrada. O fluxo de energia é bidirecional, possibilita, conseqüentemente, frenagem regenerativa, no caso da carga ser um motor.

Uma desvantagem deste conversor é o fato de os interruptores estarem sujeitos ao dobro do pico de tensão da fase principal, nas suas comutações.

Na Fig. 1.16 estão apresentadas, de forma qualitativa, as formas de onda da tensão e corrente de entrada para o pré-regulador *boost* com ponto médio, utilizado também nesta topologia meia ponte e nas próximas aqui apresentadas, dos conversores monofásicos – trifásicos.

As tensões trifásicas de saída, são as já apresentadas na Fig. 1.8. Estas tensões possuem a mesma amplitude e estão defasadas de 120° entre elas, respeitando o princípio básico de um sistema trifásico. As tensões representadas na Fig. 1.8 são as tensões de linha V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , respectivamente.

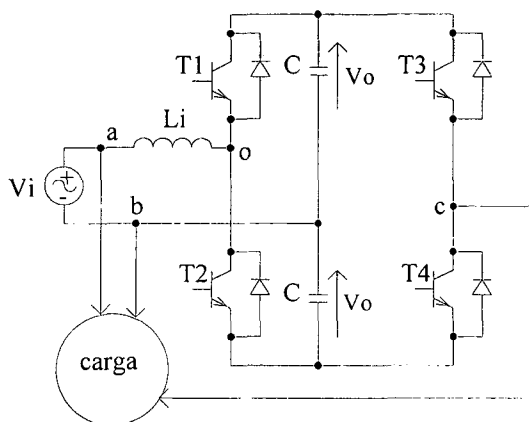


Fig. 1.17 - Conversor monofásico – trifásico meia ponte com controle ativo do formato da corrente de entrada.

1.4.3 - CONVERSOR PONTE COMPLETA COM CONTROLE ATIVO DE CORRENTE

O conversor ponte completa com controle ativo do formato da corrente de entrada está representado na Fig. 1.18. Os interruptores $T1$ e $T2$ são controlados de maneira *PWM* para que a corrente de entrada seja senoidal. Quando a tensão de entrada V_i é positiva o interruptor $T2$ é colocado em condução, para elevar a tensão no capacitor e conformar a corrente de entrada para que seja senoidal, e com fator de potência unitário. No ciclo negativo de V_i , o interruptor $T1$ realiza esta função.

Os interruptores $T3$ a $T6$ geram a tensão V_{bc} , a qual está defasada de 120° com relação à tensão V_{ab} . Deste modo as tensões resultantes nos terminais a , b e c são vetores trifásicos equilibrados.

Esta topologia apresenta também a característica de bidirecionalidade do fluxo de energia entre a fonte e a carga, o que representa uma vantagem. Além disso, esta característica adicional é obtida sem a adição de outro estágio de potência.

A tensão nos interruptores ativos, a capacitância e a relação $V.A$ são menores que no caso do conversor apresentado na Fig. 1.17. Apresenta, ainda, alta qualidade na forma de onda da corrente de entrada.

A tensão e a corrente de entrada para esta topologia ponte completa, na sua forma qualitativa, são aquelas apresentadas na Fig. 1.16. Quanto às tensões trifásicas equilibradas de linha deste conversor, são as mesmas já mostradas na Fig. 1.12. As tensões de linha são V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , respectivamente. Estas tensões estão defasadas de 120° entre elas, respeitando o balanço trifásico.

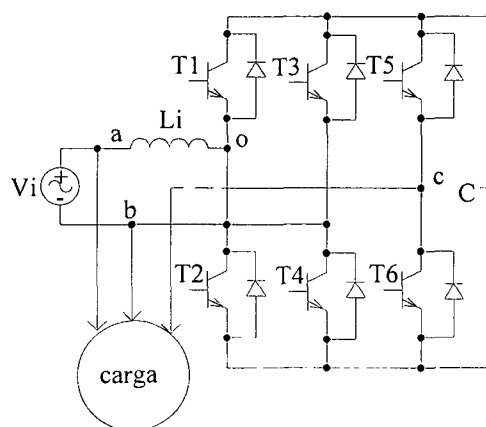


Fig. 1.18 - Conversor monofásico – trifásico ponte completa com controle ativo do formato da corrente de entrada.

1.4.4 - TOPOLOGIA DE ENJETI

Na Fig. 1.19 é mostrada a topologia proposta por *Enjeti* [1] e [7]. A configuração apresentada incorpora na sua entrada um retificador ativo em meia ponte. Esta estrutura complementar é responsável pela produção da conexão contínua e do controle ativo da forma de onda da corrente de entrada. Além disso, permite bidirecionalidade do fluxo de energia entre a conexão contínua e a linha alternada principal.

A entrada monofásica alternada, de frequência fixa, é retificada pelos interruptores $T1$ e $T2$. O banco capacitivo, dividido na conexão contínua é carregado através dos diodos em anti-paralelo com $T1$ e $T2$. Os interruptores ativos $T1$ e $T2$ são controlados através da estratégia de modulação PWM, sincronizada com a tensão de entrada. Desta maneira é garantido o formato da corrente de entrada senoidal e a obtenção de um fator de potência próximo ao unitário. O indutor de filtro L_i atua na filtragem das harmônicas de corrente de ordem elevadas.

Os interruptores $T3$ a $T6$ são operados a partir de técnicas *PWM* conhecidas na literatura. Este inversor *PWM* é formado por apenas quatro interruptores ativos, sendo esta estrutura independente do pré-regulador *boost* utilizado. Logo poder-se-á pensar em utilizá-la em estruturas sem correção do fator de potência.

O conversor proposto pode ser controlado para produzir corrente de entrada senoidal, fator de potência unitário e simultaneamente gerar boa qualidade na tensão trifásica da carga. As vantagens deste conversor podem ser resumidas da seguinte forma:

- ele emprega somente seis transistores ou interruptores IGBT, consequentemente implicando baixo custo;
- possui tensão e frequência de saída variáveis;
- ele produz corrente de entrada senoidal e fator de potência próximo ao unitário;
- fluxo de energia é bidirecional entre a conexão contínua e a linha alternada principal. Este aspecto produz excelente regulação da tensão contra flutuações na tensão de entrada e facilita a frenagem regenerativa, no caso de acionamento de motores;
- é de tamanho compacto, já que a estrutura de seis interruptores do conversor seja disponível em módulos de diversos fabricantes;
- produz tensão trifásica de alta qualidade.

Nesta topologia proposta, o retorno pelo terra da alimentação é usado como uma das três fases de saída do conversor. Portanto, é aplicável à linhas MRT (monofilar com retorno pelo terra). A segunda e terceira fases são produzidas por uma modulação PWM assimétrica. O neutro da alimentação é conectado no centro dos capacitores. A amplitude das três fases de saída são reguladas pelo controle do barramento contínuo.

As formas de onda da tensão e corrente de entrada para este conversor são idênticas as já apresentadas na Fig. 1.16. Na Fig. 1.19. Na Fig. 1.20 apresenta-se as formas de onda das tensões de linha V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , respectivamente. Trata-se de tensões trifásicas equilibradas e defasadas de 120° entre elas. Examinando as tensões de linha deste sistema, percebe-se a presença de uma modulação *PWM* assimétrica na estrutura. Na Fig. 1.21 mostram-se as correntes trifásicas equilibradas de linha.

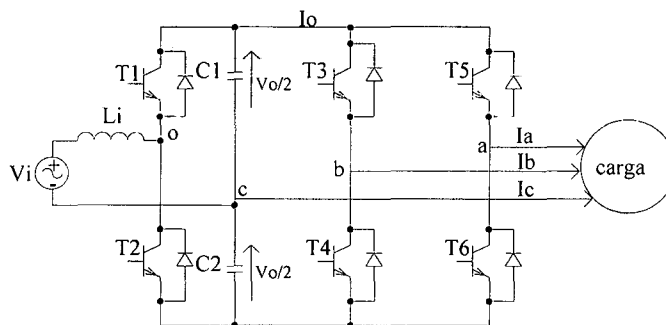


Fig. 1.19 – Topologia proposta por Enjeti para o conversor monofásico-trifásico.

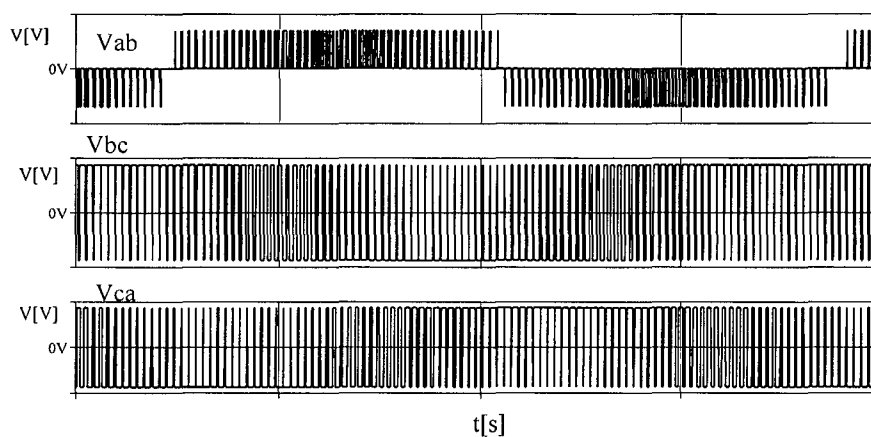


Fig. 1.20 – Tensões trifásicas equilibradas de linha.

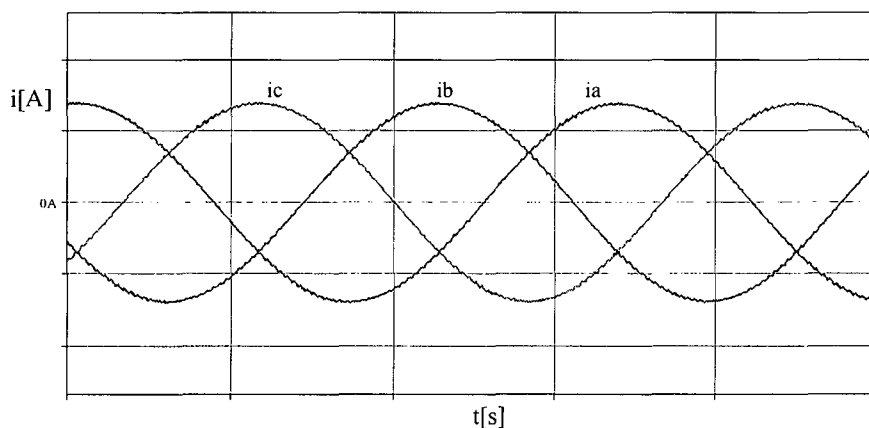


Fig. 1.21 – Correntes trifásicas equilibradas de cada fase, na saída do conversor.

1.4.5 - TOPOLOGIA DE DOUGLAS E MALENGRET [6]

Na Fig. 1.22 está representada a topologia proposta por Douglas e Malengret [6]. Esta topologia é similar a apresentada na Fig. 1.19, porém seu funcionamento é diferente.

O conversor apresenta um retificador de entrada, o qual impõe que o formato da corrente de entrada seja senoidal para a alimentação.

O primeiro braço do inversor é o retificador de entrada. Este braço é capaz de regular a primeira fase de saída do conversor. O valor de pico da tensão sobre os interruptores é praticamente o valor do barramento contínuo. Com isto, a amplitude da primeira fase pode ser controlada variando-se o barramento contínuo.

A tensão da primeira fase é atrasada em relação à tensão de entrada pelo ângulo δ . Um aumento em δ resulta em um aumento da tensão do barramento contínuo e além disso aumenta a tensão de fase.

A regulação do conversor é, portanto, dada pelo deslocamento de fase da modulação PWM senoidal para o primeiro braço.

Assim, pelo controle da frequência de comutação e do ângulo de deslocamento de fase δ os interruptores $T1$ e $T2$ são controlados.

O conversor apresenta vantagens distintas. As sub-harmônicas de tensão de saída são baixas.

A topologia oferece controle ativo do formato da corrente de entrada. O fluxo de energia é bidirecional, oferecendo, conseqüentemente, frenagem regenerativa, no caso da carga ser um motor.

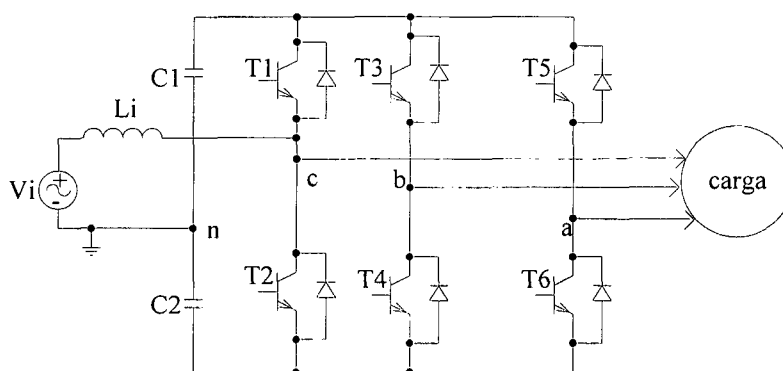


Fig. 1.22 - Topologia proposta por Douglas e Malengret para o conversor monofásico-trifásico.

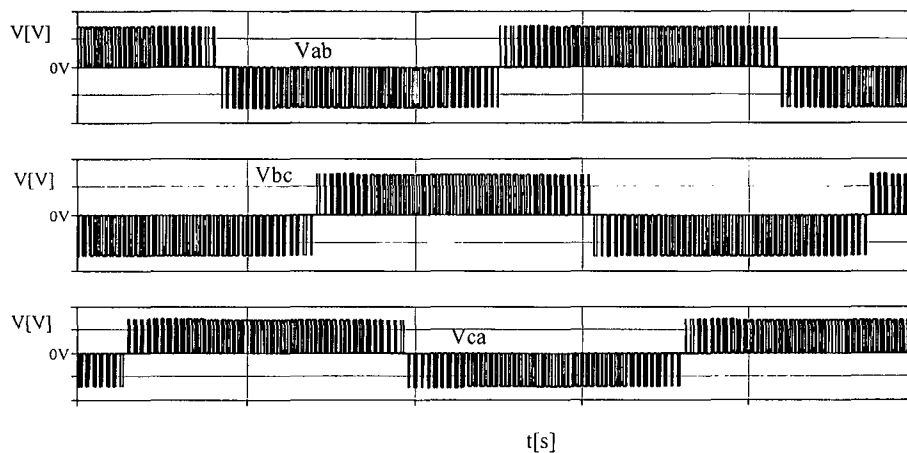


Fig. 1.23 – Tensões trifásicas equilibradas de linha.

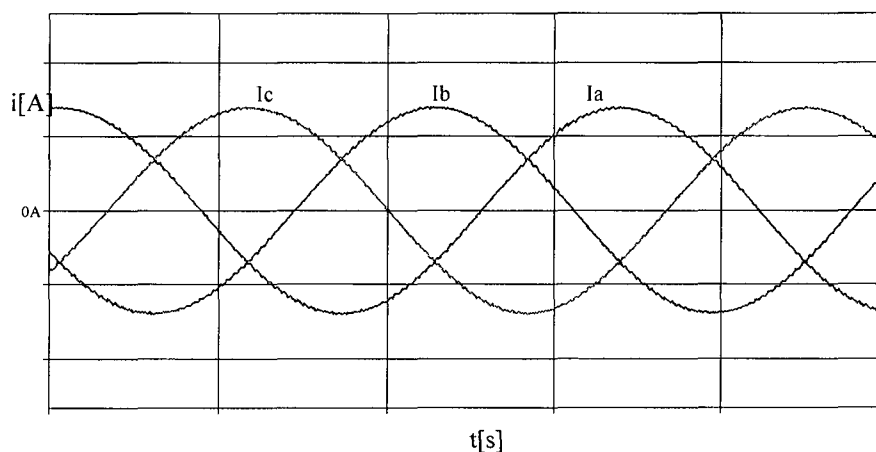


Fig. 1.24 – Correntes trifásicas equilibradas de cada fase, na saída do conversor

A principal desvantagem deste conversor em um acionamento de velocidade variável, é a alta tensão requerida no barramento contínuo. Se forem necessários 400 V na tensão de linha, então para o barramento contínuo serão necessário 1500 V. Entretanto, esta topologia é satisfatória para tensões baixas de motores, por exemplo 110 V de linha. Para um melhor resultado, deve-se investigar técnicas para limitar a tensão do barramento contínuo.

Na Fig. 1.23 estão representadas as formas de onda das tensões de linha V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , respectivamente. As tensões estão equilibradas e defasadas de 120° entre elas, respeitando o princípio do sistema trifásico. Da observação das formas de onda apresentadas na Fig. 1.23 conclui-se que o *PWM* assimétrico não está presente neste sistema. A Fig. 1.24 ilustra as formas de onda das correntes trifásicas equilibradas de linha.

1.5 - CONCLUSÕES

Várias topologias foram apresentadas e analisadas de maneira sucinta. O objetivo principal destas topologias é a conversão monofásica – trifásica. Na síntese das mesmas procurou-se levantar as características básicas de funcionamento, atendendo aos requisitos de segurança, eficiência e funcionalidade, sem deixar de observar-se os aspectos econômicos, ou seja, da eficiência do próprio conversor, e dos custos do mesmo.

Apresentou-se uma configuração do tipo meia ponte, a qual possui apenas dois interruptores ativos e dois diodos. Esta topologia por conseguinte não oferece bidirecionalidade no fluxo de energia, e também não apresenta controle ativo para que o formato da corrente de entrada possa ser senoidal. Foi também mostrada a versão meia ponte com controle do formato da corrente de entrada. Esta versão possui quatro interruptores ativos, bem como bidirecionalidade do fluxo de energia.

Nas Fig. 1.10 e Fig. 1.18 foram apresentadas as versões ponte completa, sem controle e com controle ativo do formato da corrente de entrada, respectivamente. A tensão sobre os interruptores ativos, a capacitância e a relação $V.A$ são menores que nos conversores apresentados nas Fig. 1.6 e Fig. 1.17.

Na Fig. 1.14 foi apresentado um conversor com grampeamento no ponto neutro. Este conversor não é capaz de realizar bidirecionalidade no fluxo de energia, mas mostra-se interessante para aplicações em alta tensão. Isto é devido aos interruptores estarem submetidos a metade da tensão do barramento contínuo.

As Fig. 1.19 e Fig. 1.22 apresentam os conversores propostos por *Enjeti* e *Douglas*, respectivamente. Os conversores embora similares, possuem funcionamentos diferentes. Apresentam características bem próximas, como bidirecionalidade no fluxo de potência e fator de energia próximo ao unitário.

Este trabalho procurou realizar uma análise entre algumas diferentes topologias possíveis para realização da conversão monofásica – trifásica.

Na Tabelas 3 e Tabela 4 é apresentada uma comparação das diferentes topologias possíveis para efetuar a conversão monofásica – trifásica. Nesta Tabela 3 apresenta-se um resumo das estruturas sem o controle ativo da forma de onda da corrente de entrada. Na Tabela 4 é são apresentadas as estruturas que permitem o controle ativo da corrente de entrada.

Tabela 3 – Estruturas sem controle do formato ativo da corrente de entrada.

Item	Estrutura (Fig. 1.2)	Estrutura (Fig. 1.6)	Estrutura (Fig. 1.10)	Estrutura (Fig. 1.14)
Número de semicondutores	4 diodos 6 interruptores	2 diodos 2 interruptores	2 diodos 4 interruptores	6 diodos 8 interruptores
Tensão sobre os interruptores	2,82 p.u.	2,82 p.u.	1,41 p.u.	0,707 p.u.
Capacitores de filtragem	1	2	1	2
Qualidade da corrente de entrada	Baixa qualidade	baixa qualidade	baixa qualidade	Baixa qualidade
Bidirecionalidade do fluxo de potência	não possível	não possível	não possível	Não possível
Complexidade de comando	Simple	simples	simples	simples
Aplicação possível	motor trifásico	motor trifásico ou UPS de 1KVA ou menos	motor trifásico	Alta potência, acionamento de motores de alta tensão

Tabela 4 – Estruturas com controle do formato ativo da corrente de entrada.

Item	Estrutura (Fig. 1.15)	Estrutura (Fig. 1.17)	Estrutura (Fig. 1.18)	Estrutura (Fig. 1.19)	Estrutura (Fig. 1.22)
Número de semicondutores	5 diodos 7 interruptores	4 interruptores	6 interruptores	2 interruptores	6 interruptores
Tensão sobre os interruptores	2,82 p.u.	2,82 p.u.	1,41 p.u.	1,41 p.u.	1,41 p.u.
Capacitores de filtragem	1	2	1	2	2
Qualidade da corrente de entrada	alta qualidade	alta qualidade	alta qualidade	alta qualidade	alta qualidade
Bidirecionalidade do fluxo de potência	não possível	Possível	possível	possível	possível
Complexidade de comando	simples	Simple	simples	simples	simples
Aplicação possível	carga trifásica	carga trifásica	carga trifásica	carga trifásica	carga trifásica

Os comandos das diferentes topologias podem ser considerados simples, sendo produzidos por modulação PWM senoidal. A complexidade de cada estrutura está relacionada com o seu controle. Este controle poderá tornar-se mais ou menos complexo

em função da aplicação de cada topologia.

A partir das Tabelas 3 e 4 observa-se uma grande variedade de topologias apresentadas, com qualidades e desvantagens, dependendo do tipo de aplicação, custo e controle. Foram apresentadas algumas estruturas que realizam bidirecionalidade no fluxo de energia, bem como possibilidade de controle da corrente de entrada. Apresentou-se também estruturas que permitam a obtenção de frequência e tensão de saída variáveis, ou seja diferente do caso de fonte de alimentação monofásica.

Para a tensão na qual os interruptores estão submetidos foi adotado a seguinte relação por unidade:

- Potência trifásica de saída em $V.A = 1$ p.u.
- Tensão de saída de linha (eficaz) = 1 p.u.

Do apresentado, optou-se por desenvolver um estudo mais detalhado do pré-regulador *boost* com ponto médio, e das unidades inversoras que utilizam quatro e seis interruptores ativos em suas construções. Priorizou-se, neste caso, os aspectos de simplicidade de operação, peso, volume, custo, robustez, em virtude da aplicação no meio rural, muitas vezes em locais distantes de assistência técnica qualificada e operado por pessoal que não detém conhecimentos apurados deste tipo de equipamento.

CAPÍTULO 2

ESTUDO DO ESTÁGIO RETIFICADOR DO CONVERSOR MONOFÁSICO – TRIFÁSICO

2.1 - INTRODUÇÃO

Na Fig. 2.1 está representada a topologia proposta por *Enjeti* para o conversor monofásico – trifásico. Pode-se notar que o conversor compõe-se de um retificador de entrada, responsável pela conformação da corrente de entrada, e de um inversor formado por 4 interruptores, os quais geram as tensões trifásicas equilibradas de saída do conversor.

Na análise matemática, dividiu-se a estrutura em duas partes: a primeira refere-se a entrada alternada e o retificador de entrada; a outra refere-se ao inversor PWM trifásico e a carga. A carga trifásica será considerada indutiva. Neste capítulo tratar-se-á do retificador de entrada.

No retificador de entrada os interruptores $S1$ e $S2$ operam de maneira *PWM*, sincronizados com a rede monofásica de alimentação para conformar a corrente de entrada para que seja senoidal e em fase com a tensão de alimentação. Desta maneira obtêm-se fator de potência unitário. Os interruptores $S1$ e $S2$ também são responsáveis em gerar o barramento de tensão contínuo.

O inversor trifásico é composto por quatro interruptores, o ponto central dos capacitores forma a terceira fase c . Um detalhe de comparação com a configuração convencional do inversor com seis interruptores é dado em [9]. Os interruptores operam com técnicas *PWM* conhecidas na literatura.

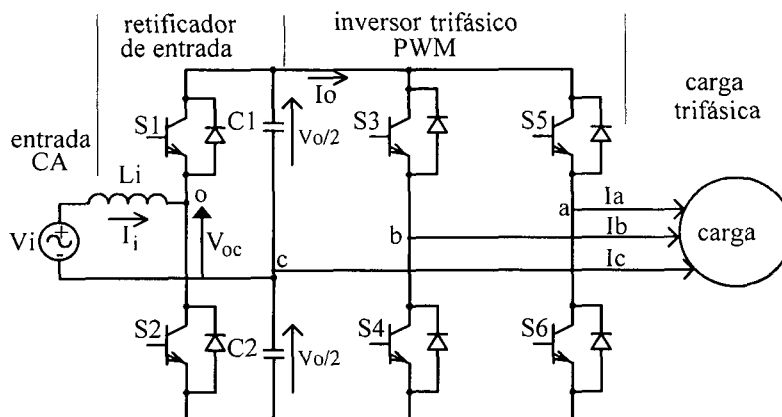


Fig. 2.1 – Topologia proposta por Enjeti.

2.2 - ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA

Na Fig. 2.2 é apresentado o circuito que representa a estrutura do retificador de entrada e a fonte de alimentação monofásica.

A rede de alimentação monofásica, de frequência fixa, é retificada pelos interruptores $S1$ e $S2$. Quando a tensão de entrada V_i é positiva o interruptor $S2$ é comutado para elevar a tensão no capacitor e conformar a corrente de entrada para que seja senoidal e com fator de potência unitário. Na Fig. 2.3 é apresentado o circuito equivalente do retificador de entrada, e na Fig. 2.4 é apresentado o seu diagrama fasorial.

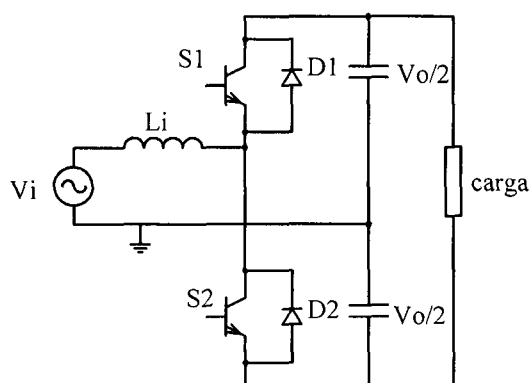


Fig. 2.2 – Retificador de entrada.

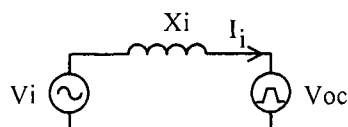


Fig. 2.3 – Circuito equivalente do retificador de entrada.

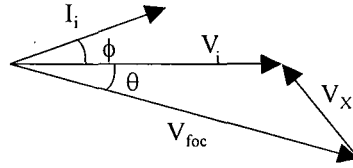


Fig. 2.4 – Diagrama fasorial do retificador de entrada.

onde:

θ : ângulo de defasagem entre V_i e V_{foc}

ϕ : ângulo de defasagem entre V_i e I_i

No diagrama fasorial da Fig. 2.4, a componente fundamental da tensão entre os pontos o e c é V_{foc} , a qual é essencialmente a tensão refletida devida a operação PWM dos interruptores $S1$ e $S2$.

A partir da Fig. 2.2, a corrente de entrada I_i pode ser escrita da seguinte maneira:

$$I_i \angle \phi = \frac{V_i \angle 0 - V_{foc} \angle \theta}{j \cdot X_i} \quad (2.1)$$

A potência ativa P_i de entrada pode ser expressa por:

$$P_i = \frac{V_i \cdot V_{foc} \cdot \text{sen}(\theta)}{X_i} \quad (2.2)$$

A partir da equação (2.1) pode-se escrever o ângulo do fator de potência da seguinte maneira:

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{V_i - V_{foc} \cdot \cos(\theta)}{V_{foc} \cdot \cos(\theta)} \right) \quad (2.3)$$

Por conseguinte o fator de potência pode ser escrito como:

$$FP = \cos(\phi) = \frac{V_{foc} \cdot \text{sen}(\theta)}{\sqrt{V_i^2 + V_{foc}^2 - 2 \cdot V_i \cdot V_{foc} \cdot \cos(\theta)}} \quad (2.4)$$

Definindo-se uma constante k como sendo:

$$k = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{foc}}{\sqrt{2} \cdot V_i} = \frac{V_o / 2}{\sqrt{2} \cdot V_i} \quad (2.5)$$

Um valor constante de k implica que a tensão do barramento contínuo é regulada para manter um valor constante de V_o dado pela equação (2.5).

Das Equações (2.2) e (2.5) o valor de X_i para manter o fator de potência unitário é:

$$X_i = \frac{V_i^2 \sqrt{k^2 - 1}}{P_i} \quad (2.6)$$

Para obter-se fator de potência unitário e a tensão regulada V_o na conexão contínua, é proposto manter $k = 1$ com ajuda de uma malha de tensão.

Mantendo-se $k = 1$ também implica que a tensão V_o da conexão contínua seja:

$$V_o = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_i \quad (2.7)$$

Da Equação (2.2), ajustando-se o ângulo (θ) de defasagem entre V_i e V_{foc} implica ajustar o fluxo de energia da entrada alternada para a conexão contínua. Conseqüentemente, se θ é ajustado para consumir mais energia da rede monofásica, ao invés da energia consumida na saída da conexão contínua, o excesso de energia é armazenado nos capacitores e o resultado é o aumento da tensão. Desta maneira, por meio do controle de θ , a tensão do barramento contínuo pode ser efetivamente constante com $k = 1$. Fixando-se $k = 1$ e $V_i = 1$ p.u., a Equação (2.4) pode ser simplificada como:

$$FP = \cos(\phi) = \frac{P_i \cdot X_i}{\sqrt{2 - 2\sqrt{1 - P_i^2 \cdot X_i^2}}} \quad (2.8)$$

2.2.1 - ANÁLISE GRÁFICA

Nesta seção é apresentada a representação gráfica para o retificador de entrada, tendo como interesse o comportamento do fator de potência do conversor monofásico – trifásico.

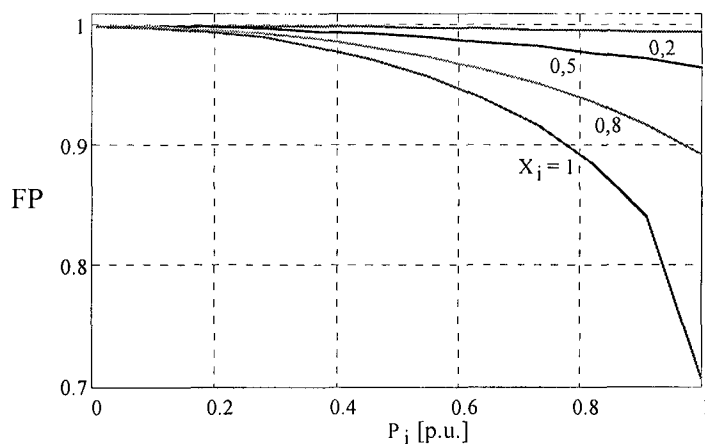


Fig. 2.5 – Fator de potência em função da potência de entrada, tendo a reatância como parâmetro.

Na Fig. 2.5 mostra-se a ilustração gráfica da Equação (2.8) pela variação da potência de entrada. A partir da Fig. 2.5 e da Equação (2.8) nota-se que para manter fator de potência próximo ao unitário têm-se de manter valores percentuais pequenos para a reatância.

Na Fig. 2.6 mostra-se a variação do ângulo θ (ângulo de defasagem entre V_i e V_{foc}) pela potência de entrada.

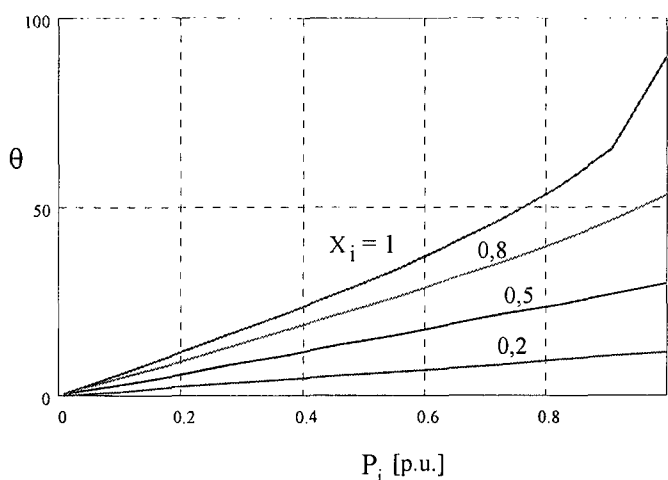


Fig. 2.6 – Ângulo θ em função da potência de entrada, tendo a reatância como parâmetro.

2.2.2 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO RETIFICADOR DE ENTRADA

Nesta seção são obtidas as equações que caracterizam as etapas de operação necessárias para a determinação da razão cíclica dos interruptores ativos, bem como dos diodos em anti-paralelo com os mesmos.

Será analisado o semi-ciclo positivo da tensão de entrada V_i . Neste semi-ciclo há duas etapas de funcionamento, em um período de comutação. Na primeira etapa o interruptor $S2$ é comandado, a tensão sobre o indutor passa a ser $(V_i + V_o/2)$ e o diodo $D1$ está reversamente polarizado. Na segunda etapa o interruptor $S2$ é bloqueado, com isto o diodo $D1$ polariza-se diretamente entrando em condução. A tensão sobre a indutor passa a ser $(V_i - V_o/2)$.

Para altas frequências de comutação a tensão de entrada V_i pode ser assumida constante em um período de comutação. Desta maneira apresenta-se nas Fig. 2.7 as etapas de funcionamento para o semi-ciclo positivo da tensão de entrada. Na Fig. 2.8 apresenta-se as formas de onda correspondentes as etapas de funcionamento descritas nesta seção.

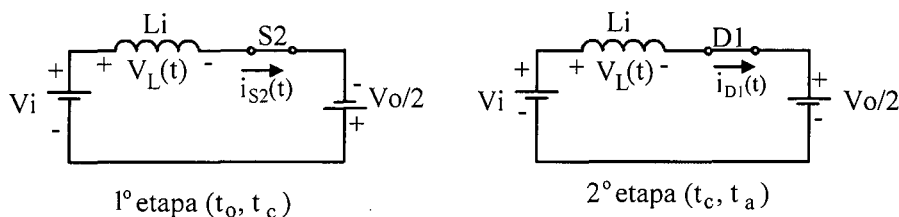


Fig. 2.7 – Etapas de funcionamento.

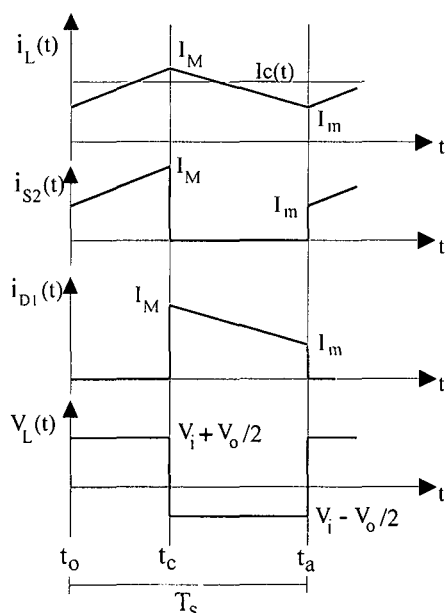


Fig. 2.8 – Formas de onda básicas.

Primeira Etapa(t_0, t_c)

Utilizando-se o circuito equivalente, as formas de onda básicas e considerando que todos os componentes são ideais, descreve-se nesta seção o equacionamento do retificador de entrada para um período de comutação no semi-ciclo positivo da tensão de entrada.

Do circuito equivalente para a primeira etapa obtêm-se a equação (2.9).

$$V_i - V_L(t) + \frac{V_o}{2} = 0 \quad (2.9)$$

A partir da equação (2.9) pode-se escrever a expressão para a corrente na indutância L_i para um período de comutação.

$$i_L(t) = I_m + \frac{V_i + V_o / 2}{L} \cdot t \quad (2.10)$$

No instante de tempo t_c a corrente atinge o seu valor máximo neste período de comutação. Desta maneira obtêm-se a expressão (2.11).

$$I_M = i_L(t_c) = I_m + \frac{V_i + V_o / 2}{L} \cdot t_c \quad (2.11)$$

Segunda Etapa(t_c, t_a)

Do circuito equivalente para a segunda etapa obtêm-se a Equação (2.12).

$$V_i - V_L(t) - \frac{V_o}{2} = 0 \quad (2.12)$$

A expressão (2.13) representa a corrente na indutância para a segunda etapa de funcionamento em um período de comutação.

$$i_L(t) = I_M + \frac{V_i - V_o / 2}{L} \cdot t \quad (2.13)$$

No instante de tempo t_a a corrente na indutância é dada pela expressão(2.14).

$$I_m = i_L(t_a) = I_M + \frac{V_i - V_o / 2}{L} \cdot t_a \quad (2.14)$$

Definindo-se a razão cíclica para o interruptor S_2 , em um período de comutação, como sendo D_I , obtêm-se as expressões para os intervalos de tempo t_c e t_a dadas pelas

expressões (2.15) e (2.16), em função da razão cíclica.

$$t_c = D_1 \cdot T_S \quad (2.15)$$

$$t_a = (1 - D_1) \cdot T_S \quad (2.16)$$

onde:

T_S : representa um período de comutação.

Substituindo-se as expressões (2.15) e (2.16) em (2.13) e (2.14) obtêm-se as expressões (2.17) e (2.18).

$$\frac{L \cdot (I_M - I_m)}{D_1 \cdot T_S} = V_i + V_o / 2 \quad (2.17)$$

$$\frac{L \cdot (I_M - I_m)}{(1 - D_1) \cdot T_S} = V_o / 2 - V_i \quad (2.18)$$

Dividindo-se a expressão (2.17) por (2.18) obtêm-se:

$$D_1 = \frac{1}{2} - \frac{V_i}{V_o} \quad (2.19)$$

A expressão (2.19) define a razão cíclica D_1 para um período de comutação, no semi-ciclo positivo da tensão de entrada.

Pela simetria do retificador de entrada, a razão cíclica para um período de comutação, no semi-ciclo negativo da tensão de entrada é definida por:

$$D_2 = \frac{1}{2} + \frac{V_i}{V_o} \quad (2.20)$$

A tensão de entrada V_i foi considerada constante em um período de comutação, mas em um período da rede a tensão de entrada evolui de forma senoidal, bem como a corrente $I(t)$. Desta maneira a tensão de entrada e a corrente $I(t)$ serão escritas da seguinte forma:

$$V_i(w_i t) = V_p \cdot \text{sen}(w_i t) \quad (2.21)$$

$$I(w_i t) = I_p \cdot \text{sen}(w_i t) \quad (2.22)$$

Define-se a expressão para o índice de modulação do retificador de entrada como sendo:

$$m_i = \frac{2 \cdot V_p}{V_o} \quad (2.23)$$

A partir das expressões (2.21) e (2.23) reescreve-se as expressões (2.19) e (2.20) da seguinte maneira.

$$D_1(w_i t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot m_i \cdot \text{sen}(w_i t) \quad (2.24)$$

$$D_2(w_i t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot m_i \cdot \text{sen}(w_i t) \quad (2.25)$$

As expressões (2.24) e (2.25) representam a razão cíclica para um período da rede de alimentação.

2.2.3 - ANÁLISE DA RAZÃO CÍCLICA

A topologia apresentada para o retificador de entrada irá operar no modo de condução contínua da corrente de entrada. Uma vez que se deseja tensão de saída fixa e estabilizada, a razão cíclica do conversor, operando à frequência de comutação constante, irá variar a cada período de comutação.

Como o pré-regulador boost irá operar com uma frequência de comutação dos interruptores de potência muito maior que a frequência da tensão senoidal de entrada, pode-se dizer, para efeito de simplificação, que a razão cíclica variará de forma contínua segundo as relações (2.24) e (2.25).

Na Fig. 2.9 está representada a razão cíclica, no interruptor S2 para o semi-ciclo positivo da tensão de entrada para diferentes valores do índice de modulação, e na Fig. 2.10 está representada a razão cíclica para o semi-ciclo negativo da tensão de entrada.

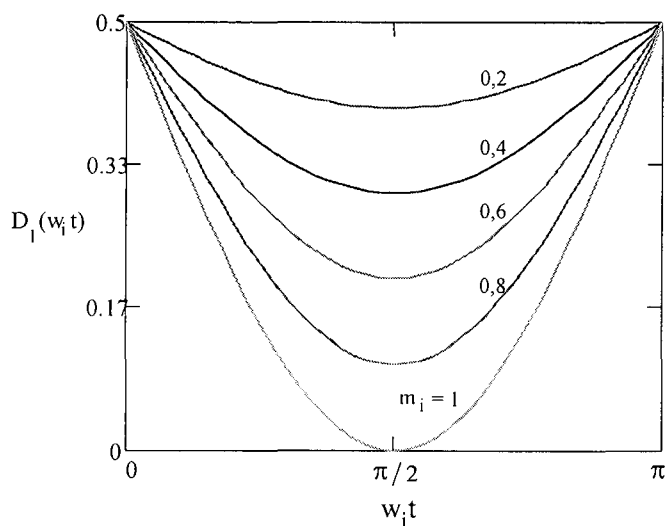


Fig. 2.9 – Razão cíclica para o semi-ciclo positivo.

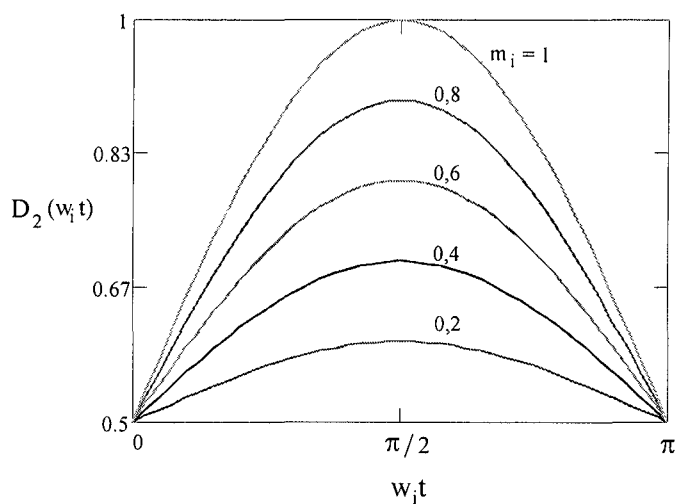


Fig. 2.10 - Razão cíclica para o semi-ciclo negativo.

2.3 - ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES DO RETIFICADOR DE ENTRADA

Nesta seção são apresentadas as expressões dos esforços de corrente nos interruptores do retificador de entrada. Como trata-se de um circuito simétrico as expressões dos esforços, determinadas para o semi-ciclo positivo da tensão de entrada, também são válidas para o semi-ciclo negativo.

2.3.1 - CORRENTE MÉDIA NOS INTERRUPTORES S1 E S2

A partir das formas de onda da Fig. 2.8, a corrente média em um período de comutação é representada pela expressão (2.26).

$$I_{Smed} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_c} I(t) \cdot dt \quad (2.26)$$

Resolvendo-se a expressão (2.26) obtêm-se a expressão da corrente média nos interruptores ativos em um período de comutação. Dada por:

$$I_{Smed} = I(t) \cdot D_1 \quad (2.27)$$

A corrente média nos interruptores, para um período da rede de alimentação é dada por:

$$I_{Smédio} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I(w_i t) \cdot D_1(w_i t) \cdot dw_i t \quad (2.28)$$

Resolvendo-se a expressão (2.28) obtêm-se:

$$I_{Smédio} = I_p \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{m_i}{8} \right) \quad (2.29)$$

2.3.2 - CORRENTE EFICAZ NOS INTERRUPTORES S1 E S2

A partir das formas de onda da Fig. 2.8, a corrente eficaz em um período de comutação é definida pela expressão (2.30).

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_c} I^2(t) \cdot dt} \quad (2.30)$$

Resolvendo-se a expressão (2.30) obtêm-se:

$$I_{Sef} = I(t) \sqrt{D_1} \quad (2.31)$$

A corrente eficaz nos interruptores *S1* e *S2* para um período da rede de alimentação, é dada pela expressão (2.32).

$$I_{Séf} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} I^2(w_i t) \cdot D_1(w_i t) \cdot dw_i t} \quad (2.32)$$

Resolvendo-se a expressão (2.32) obtêm-se:

$$I_{Seficaz} = I_P \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{m_i}{3 \cdot \pi}} \quad (2.33)$$

2.3.3 - CORRENTE MÉDIA NOS DIODOS D1 E D2

A partir das formas de onda da Fig. 2.8, a corrente média nos diodos em anti-paralelo com os interruptores ativos, para um período de comutação é dada pela expressão (2.34).

$$I_{Dmed} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_c}^{t_v} I(t) \cdot dt \quad (2.34)$$

Resolvendo-se a expressão (2.34) obtêm-se:

$$I_{Dmed} = I(t) \cdot (1 - D_1) \quad (2.35)$$

Assim, a corrente média nos diodos $D1$ e $D2$, para um período da rede de alimentação, é dada por:

$$I_{Dmédio} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I(w_i t) \cdot (1 - D_1(w_i t)) \cdot dw_i t \quad (2.36)$$

Resolvendo-se a expressão (2.36) obtêm-se:

$$I_{Dmédio} = I_P \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{m_i}{8} \right) \quad (2.37)$$

2.3.4 - CORRENTE EFICAZ NOS DIODOS D1 E D2

A partir das formas de onda da Fig. 2.8, a corrente eficaz nos diodos $D1$ e $D2$ é determinada pela expressão (2.38).

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_c}^{t_v} I^2(t) \cdot dt} \quad (2.38)$$

Resolvendo-se a expressão (2.38) obtêm-se:

$$I_{Def} = I(t)\sqrt{(1-D_1)} \quad (2.39)$$

Assim, a corrente eficaz nos diodos $D1$ e $D2$ do retificador de entrada, para um período da rede de alimentação, é dada pela expressão (2.40).

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} I^2(w_i t) \cdot (1 - D_1(w_i t)) \cdot dw_i t} \quad (2.40)$$

Resolvendo-se a expressão (2.40) obtêm-se:

$$I_{Deficaz} = I_P \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{m_i}{3 \cdot \pi}} \quad (2.41)$$

2.3.5 - REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS RESULTADOS DA ANÁLISE

Nesta seção são apresentados os ábacos de corrente média e eficaz nos diodos em anti-paralelo com os interruptores ativos, bem como nos próprios interruptores ativos. Todas as correntes estão parametrizadas em função da corrente de pico (I_P).

Na Fig. 2.11 é apresentado o ábaco da corrente média parametrizada nos interruptores $S1$ e $S2$. Traçou-se o ábaco utilizando-se a expressão (2.29).

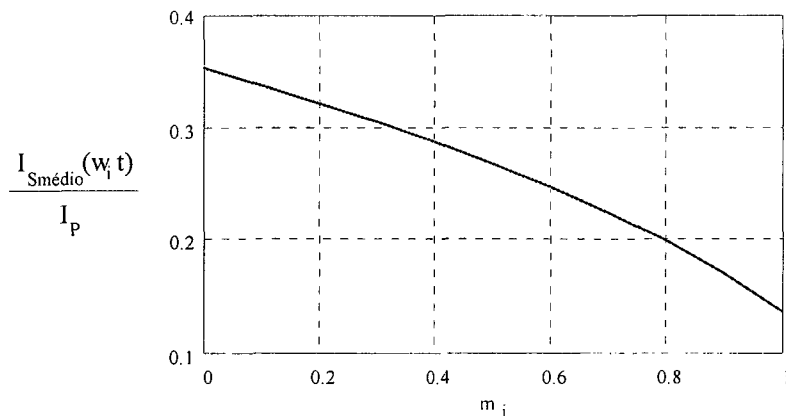


Fig. 2.11 – Corrente média nos interruptores, parametrizada em função de I_P .

Na Fig. 2.12 apresenta-se o ábaco da corrente média parametrizada nos diodos em anti-paralelo com os interruptores ativos, traçado a partir da expressão (2.37). Plotou-se este ábaco em função do índice de modulação m_i .

Na Fig. 2.13 é apresentado o ábaco da corrente eficaz parametrizada, em função

da corrente de pico nos interruptores. Na Fig. 2.14 é apresentado o ábaco da corrente eficaz parametrizada nos diodos $D1$ e $D2$. Traçou-se os ábacos em função do índice de modulação. As expressões (2.33) e (2.41) geraram os ábacos da Fig. 2.13 e Fig. 2.14, respectivamente.

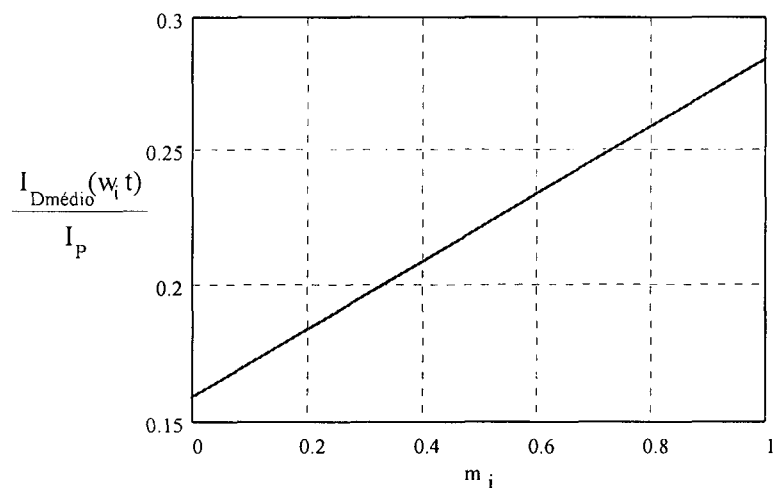


Fig. 2.12 – Corrente média nos diodos, parametrizada em função de I_P .

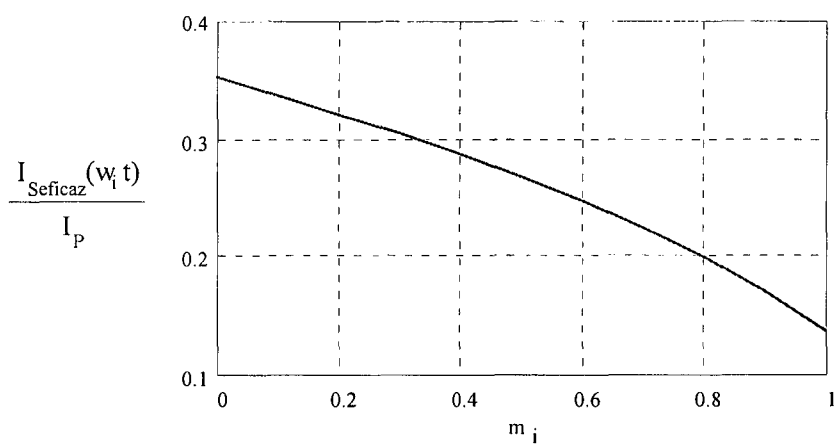


Fig. 2.13 – Corrente eficaz nos interruptores, parametrizada em função de I_P .

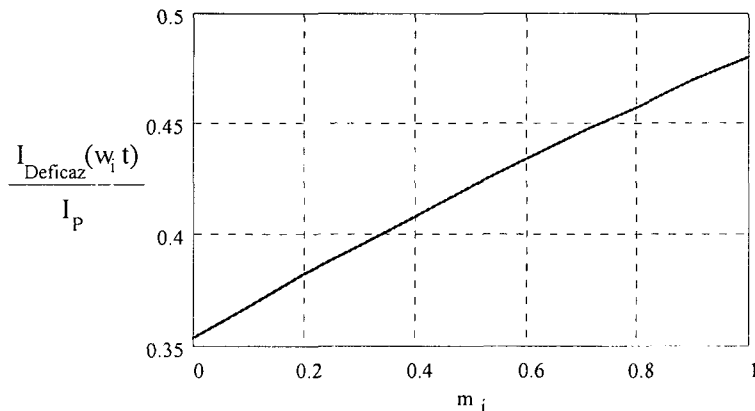


Fig. 2.14 – Corrente eficaz nos diodos, parametrizada em função de I_p .

2.4 - PROCEDIMENTO DE PROJETO DO RETIFICADOR DE ENTRADA

Nesta seção apresenta-se o projeto completo do estágio de correção do fator de potência para o pré-regulador boost meia ponte. Será abordado o dimensionamento da parte de potência. Para a parte de controle apresenta-se os circuitos necessários e o seu dimensionamento.

2.4.1 - ESPECIFICAÇÕES

Para a construção de um protótipo experimental, as seguintes especificações devem, a priori, ser fornecidas:

- Tensão de alimentação: $V_i = 220 \text{ V (eficaz)}, \pm 15 \%$;
- Frequência da rede: $f_r = 60 \text{ Hz}$
- Rendimento: $\eta = 95 \%$
- Índice de modulação: $m_i = 0,9$
- Tensão do barramento contínuo: $V_o = 700 \text{ V}$
- Ondulação da tensão do barramento contínuo: $\Delta V_o = 2 \%$
- Frequência de comutação: $f_s = 20 \text{ kHz}$
- Potência de Saída: $P_o = 2000 \text{ W}$

2.4.2 - GRANDEZAS GERAIS

A partir das especificações acima faz-se cálculos de algumas grandezas gerais de projeto.

Corrente eficaz de entrada:

$$i_{ef} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in_{ef}}} \quad (2.42)$$

Substituindo-se as especificações apresentadas na equação (2.42), obtêm-se:

$$i_{ef} = \frac{2000}{0,95 \cdot 220} = 9,57 A \quad (2.43)$$

Corrente de pico de entrada:

$$I_p = \sqrt{2} \cdot i_{ef} \quad (2.44)$$

Donde:

$$I_p = \sqrt{2} \cdot 9,57 = 13,533 A \quad (2.45)$$

A variação de corrente (ΔI) é recomendada estar na faixa de 20% da corrente de pico, sendo dada por:

$$\Delta I = 0,2 \cdot I_p = 2,707 A \quad (2.46)$$

2.4.3 - DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR LI

O valor da indutância deve ser calculado em função da variação máxima de corrente. Sabe-se que para o retificador de entrada o ganho estático é dado pela seguinte expressão.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\frac{1}{2} - D} \quad (2.47)$$

Para o semi-ciclo positivo da tensão da rede elétrica, a equação (2.47) será reescrita como sendo:

$$D(w_i t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot m_i \cdot \text{sen}(w_i t) \quad (2.48)$$

Quando o interruptor S2 está fechado, vale a expressão (2.49):

$$L_i \cdot \frac{di}{dt} = V_{ip} \cdot \text{sen}(w_i t) + \frac{V_o}{2} \quad (2.49)$$

Para um período de funcionamento:

$$L_i \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} = V_{ip} \cdot \text{sen}(w_i t) + \frac{V_o}{2} \quad (2.50)$$

Onde:

$$\Delta t = D(w_i t) \cdot T_S \quad (2.51)$$

Usando as expressões (2.48), (2.50) e (2.51), tem-se:

$$\frac{L_i \cdot \Delta i}{V_o \cdot T_S} = \frac{1}{4} - \frac{V_{ip}^2}{V_o^2} \cdot \text{sen}(w_i t) \quad (2.52)$$

O termo à esquerda desta expressão pode ser definido como sendo a variação de corrente parametrizada ($\overline{\Delta I}$), mostrada na Equação (2.53).

$$\overline{\Delta I} = \frac{L_i \cdot \Delta i}{V_o \cdot T_S} = \frac{1}{4} - \frac{V_{ip}^2}{V_o^2} \cdot \text{sen}(w_i t) \quad (2.53)$$

Para o correto dimensionamento do indutor de entrada, deve-se projetá-lo para a maior variação de corrente parametrizada. Assim na Fig. 2.15 é mostrado o gráfico de $\overline{\Delta I}$ para meio-ciclo da rede elétrica.

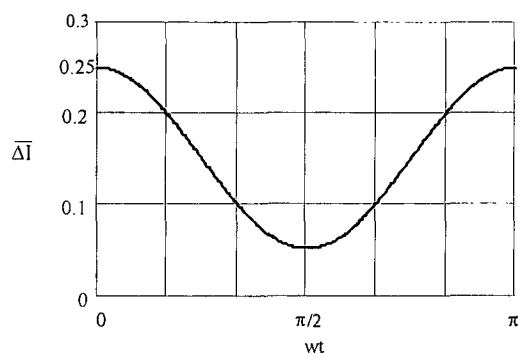


Fig. 2.15 – Variação de corrente parametrizada para meio período de funcionamento.

Esta curva mostra que as máximas variações de corrente ocorrem aproximadamente para $w t$ igual a 0° e 180° onde $\overline{\Delta I} = 0,25$. Portanto, para os valores

especificados a indutância pode ser definida pela seguinte expressão:

$$L_i = \frac{0,25 \cdot V_o}{\Delta I \cdot f_s} \quad (2.54)$$

Substituindo-se os valores especificados e os valores calculados acima, tem-se:

$$L_i = \frac{0,25 \cdot 700}{2,707 \cdot 20000} = 3,3mH \quad (2.55)$$

Projeto Físico do Indutor de Entrada

Com a indutância ressonante determinada acima, faz-se o seu dimensionamento físico. O equacionamento, aqui apresentado, não possui nenhuma observação em especial, sendo normalmente utilizadas no projeto de indutores de alta frequência.[] Desta maneira adota-se:

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

$$K_w = 0,7$$

$$J_{max} = 400A/cm^2$$

Núcleo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_i \cdot I_p \cdot i_{ef}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad (2.56)$$

Substituindo os valores dados acima na expressão (2.56), tem-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{3,3 \cdot 10^{-6} \cdot 13,533 \cdot 9,569}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 400} = 49,781cm^4 \quad (2.57)$$

Assim, utilizar-se-á o dois núcleos do fabricante Thornton, material IP12 tipo EE-65/39.

Dados do núcleo:

$$A_e = 15,96 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 3,7 \text{ cm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = 59,05 \text{ cm}^4$$

Número de espiras:

$$N = \frac{L_i \cdot I_p}{B_{max} \cdot A_e} \quad (2.58)$$

Substituindo os valores em (2.58), tem-se:

$$N = \frac{3,3 \cdot 10^{-3} \cdot 13,353}{0,3 \cdot 15,96} = 91,265 \text{ espiras} \quad (2.59)$$

Serão adotadas 92 espiras.

Cálculo do entreferro total:

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{Li} \quad (2.60)$$

Substituindo os valores em (2.60), tem-se:

$$lg = \frac{92 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 15,96}{3,3 \cdot 10^{-3}} = 0,459 \text{ cm} \quad (2.61)$$

Bitola dos condutores:

A seção de cobre total necessária é:

$$S_{cu} = \frac{i_{ef}}{J_{max}} \quad (2.62)$$

Substituindo-se os valores dados na Equação (2.62), tem-se:

$$S_{cu} = \frac{9,569}{400} = 0,024 \text{ cm}^2 \quad (2.63)$$

Devido ao efeito pelicular, calcula-se o diâmetro máximo do condutor, através da Equação (2.64), considerando-se uma temperatura de operação de aproximadamente 100°C.

$$\Delta_{max} = 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{fc}} = \frac{7,5}{\sqrt{20 \cdot 10^3}} = 0,116 \text{ cm} \quad (2.64)$$

O diâmetro do condutor 18 AWG é 0,115 cm e sua área é 0,0082 cm².

Número de fios paralelos

$$N_{fp} = \frac{S_{cu}}{area_{cu}} = 2,97 \quad (2.65)$$

Serão adotados três condutores de cobre, com bitola de 18 AWG, enrolados e ligados em paralelo.

Perdas no cobre, no núcleo e elevação de temperatura estimadas:

a) No cobre:

Cálculo da resistência total do enrolamento:

Tem-se que a resistividade por unidade de comprimento do condutor a 20 graus é:

$$\rho_{c_{20}} = 1,709 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m \quad (2.66)$$

A resistência equivalente, por unidade de comprimento do condutor, a 100 graus será:

$$\rho_{c_{100}} = \rho_{c_{20}} \cdot [1 + 0,00393 \cdot (100 - 20)] = 2,246 \cdot 10^{-6} \text{ cm} \cdot \Omega \quad (2.67)$$

Seja MLT o comprimento médio de uma espira e S_{cu} , a área da seção transversal do condutor adotado.

$$MLT = 23,9 \text{ cm} \quad (2.68)$$

A resistência total do enrolamento será:

$$R_{cc} = \frac{\rho_{c_{100}} \cdot N \cdot MLT}{S_{cu} \cdot N_{fp}} = \frac{2,246 \cdot 10^{-6} \cdot 91 \cdot 23,9}{240 \cdot 10^{-3} \cdot 3} = 6,78 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (2.69)$$

As perdas no cobre, conseqüentemente, serão:

$$P_j = R_{cc} \cdot i_{ef}^2 = 0,63 \text{ W} \quad (2.70)$$

b) No núcleo:

Sejam o coeficiente de perdas por histerese e o coeficiente de perdas por correntes parasitas, $k_h = 4 \cdot 10^{-5}$ e $k_e = 4 \cdot 10^{-10}$, respectivamente. Calcula-se as perdas no núcleo, por meio da seguinte equação:

$$P_{mag} = B_{\max}^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_c + k_e \cdot f_c^2) \cdot V_n \quad (2.71)$$

Logo:

$$P_{mag} = 0,3^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 20 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 20 \cdot 10^3) \cdot 23,3 = 1,1 \text{ W} \quad (2.72)$$

As perdas totais são calculadas somando-se as perdas no cobre com as perdas no núcleo.

$$P_{tot_{LS}} = P_{mag} + P_j = 1,73 \text{ W} \quad (2.73)$$

A partir do cálculo da resistência térmica do núcleo, dada em (2.74), pode-se

determinar a elevação de temperatura no elemento magnético, conforme (2.75).

$$Rt = 23 \cdot Ae \cdot Aw^{-0,37} = 23,2 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (2.74)$$

$$\Delta T = Rt \cdot P_{tot_{Ls}} = 23,2 \cdot 1,7 = 40^{\circ}C \quad (2.75)$$

2.4.4 - SELEÇÃO DOS CAPACITORES DE FILTRAGEM NA CONEXÃO CONTÍNUA

A divisão dos capacitores na conexão contínua é essencial para minimizar os interruptores de potência no retificador de entrada, bem como no estágio inversor. Entretanto, os capacitores devem ser capazes de aceitar uma corrente alternada de $0,707 I_c$ no ponto “c”. Desta maneira, se $I_{c,ripple}$ é a corrente no capacitor em p.u., logo a ondulação de tensão no capacitor pode ser expressa por:

$$\Delta V_{c,ripple} = \frac{I_{c,ripple}}{w \cdot C} \quad (2.76)$$

Reescrevendo a expressão (2.76) obtêm-se o valor da capacitância requerida.

$$C = C1 = C2 = \frac{I_{c,ripple}}{w \cdot \Delta V_{c,ripple}} \quad (2.77)$$

Substituindo-se os valores obtidos na (2.77), tem-se:

$$C = C1 = C2 = \frac{0,707 \cdot 0,577 \cdot 9,57}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 13,93} = 743 \mu F \quad (2.78)$$

2.4.5 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES

Nesta seção serão quantificados os esforços de corrente e tensão nos interruptores ativos e passivos do retificador de entrada. Algumas características deste conversor tem maior influência na escolha dos interruptores controláveis e passivos, como por exemplo, a tensão máxima a que estão submetidos. A escolha dos interruptores deve satisfazer os esforços máximos, que podem ser determinados pelo equacionamento apresentado no item 2.3.

Dimensionamento dos interruptores ativos

A partir da Equação (2.29), calcula-se a corrente média nos interruptores $S1$ e $S2$. Este cálculo é feito para a pior situação, quando o índice de modulação de entrada é

mínimo.

$$I_{Smédio} = 13,53 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{0,1}{8} \right) = 1,98A \quad (2.79)$$

Da mesma forma, com o auxílio da Equação (2.33), calcula-se a corrente eficaz para a mínima razão cíclica.

$$I_{Seficaz} = 13,53 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{0,1}{3 \cdot \pi}} = 4,58A \quad (2.80)$$

Os esforços de tensão nos interruptores ativos são dados pela equação seguinte:

$$V_{Smax} = V_o = \frac{2 \cdot V_{ip}}{m_i} = \frac{2 \cdot 311}{0,9} = 691,1V \quad (2.81)$$

Dimensionamento dos interruptores passivos

A partir da Equação (2.37), calcula-se a corrente média nos diodos $D1$ e $D2$. Calcula-se para a pior situação, quando o índice de modulação de entrada é máximo.

$$I_{Dmédio} = 13,53 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{1}{8} \right) = 3,84A \quad (2.82)$$

Da mesma forma, com o auxílio da Equação (2.41), calcula-se a corrente eficaz para a mínima razão cíclica.

$$I_{Deficaz} = 13,53 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{1}{3 \cdot \pi}} = 6,50A \quad (2.83)$$

Os esforços de tensão nos diodos são dados pela equação seguinte:

$$V_{Dmax} = V_o = \frac{2 \cdot V_{ip}}{m_i} = \frac{2 \cdot 311}{0,9} = 691,1V \quad (2.84)$$

2.4.6 - CÁLCULO TÉRMICO

No cálculo térmico, optou-se pela utilização de um único dissipador para todos os semicondutores. Assim, calcula-se as perdas de cada interruptor e após a totalização destas perdas determina-se o dissipador.

As perdas por condução para os interruptores ativos devem ser determinadas com a tensão de condução obtida no catálogo do fabricante:

$$P_{Cond_s} = V_{CE(on)} \cdot I_{Smedio} \quad (2.85)$$

Substituindo-se os dados na Equação (2.85), e considerando a tensão *gate-emissor*, $V_{GE} = 15 \text{ V}$, tem-se:

$$P_{Cond_s} = 1,2 \cdot 2,154 = 2,58W \quad (2.86)$$

Neste caso, considerando dois interruptores ativos, tem-se:

$$P_{TCond_s} = 2 \cdot 2,58 = 5,17W \quad (2.87)$$

As perdas em comutação podem ser calculadas a partir dos ábacos disponíveis no manual do fabricante, desta maneira tem-se:

$$P_{Com_s} = E_{ner} \cdot f_s \quad (2.88)$$

Substituindo-se os dados na Equação (2.88), e considerando $E_{ner} = 0,5 \text{ mJ}$, tem-se:

$$P_{Com_s} = 0,4 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3 = 8W \quad (2.89)$$

Neste caso de dois interruptores ativos, tem-se:

$$P_{TCom_s} = 2 \cdot 8 = 16W \quad (2.90)$$

Logo as perdas totais são:

$$P_{TS} = P_{TCond_s} + P_{TCom_s} = 5,17 + 16 = 21,7W \quad (2.91)$$

As perdas por condução para os interruptores passivos devem ser determinadas com o auxílio do catálogo do fabricante:

$$P_{Cond_D} = V_{TO} \cdot I_{Dmedio} \quad (2.92)$$

Substituindo-se os dados na Equação (2.92), e considerando $V_{TO} = 1,5 \text{ V}$, tem-se:

$$P_{Cond_s} = 1,5 \cdot 3,84 = 5,76W \quad (2.93)$$

Neste caso, para dois interruptores passivos, tem-se:

$$P_{TCond_D} = 2 \cdot 5,76 = 11,52W \quad (2.94)$$

As perdas em comutação podem ser calculadas a partir dos ábacos disponíveis no manual do fabricante, desta maneira tem-se:

As perdas em comutação podem ser calculadas a partir dos ábacos disponíveis no

manual do fabricante, desta maneira tem-se:

$$P_{Com_D} = \frac{1}{2} \cdot V_{D_{max}} \cdot f_S \cdot t_{rr} \quad (2.95)$$

Substituindo-se os dados na Equação (2.95), e considerando $t_{rr} = 1200 \cdot 10^{-9}$, tem-se:

$$P_{Com_D} = 0,5 \cdot 691 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1200 \cdot 10^{-9} = 7,86W \quad (2.96)$$

Neste caso para dois interruptores passivos, tem-se:

$$P_{TComD} = 2 \cdot 7,86 = 15,72W \quad (2.97)$$

Logo as perdas totais são:

$$P_{TD} = P_{Tcond_D} + P_{Tcom_D} = 11,52 + 15,72 = 27,24W \quad (2.98)$$

Para o cálculo da resistência térmica dissipador ambiente, seja o modelo térmico simplificado da Fig. 2.16.

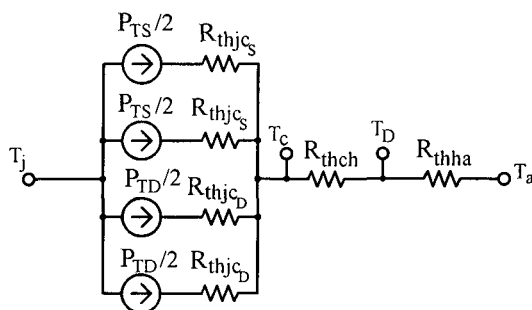


Fig. 2.16 – Modelo térmico simplificado.

O fabricante fornece os seguintes dados:

$R_{thjc} = 0,4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$: resistência térmica junção cápsula para o IGBT.

$R_{thjc} = 0,7 \text{ } ^\circ\text{C/W}$: resistência térmica junção cápsula para o Diodo.

$R_{thhc} = 0,05 \text{ } ^\circ\text{C/W}$: resistência térmica cápsula ambiente.

Adotando-se uma temperatura de junção de $120 \text{ } ^\circ$, calcula-se nas equações (2.99) e (2.100), a temperatura da cápsula para os IGBTs e Diodos.

$$T_{c_s} = T_j - R_{thj_c_s} \cdot P_{TS} / 2 = 120 - 0,4 \cdot 10,86 = 115,7^\circ \quad (2.99)$$

$$T_{c_d} = T_j - R_{thj_c_d} \cdot P_{TD} / 2 = 120 - 0,7 \cdot 13,62 = 110,4^\circ \quad (2.100)$$

Desta maneira calcula-se a temperatura no dissipador, como segue:

$$T_D = T_{C_d} - R_{thhc} \cdot (P_{TS} + P_{TD}) = 110,4 - 0,05 \cdot 48,96 = 107,9^\circ \quad (2.101)$$

Logo a resistência térmica ambiente dissipador é dada por:

$$R_{thha} = \frac{T_a - T_D}{P_{TS} + P_{TD}} = \frac{107,9 - 60}{48,96} = 0,97^\circ C/W \quad (2.102)$$

2.4.7 - CIRCUITO DE COMANDO

A forma de controle consistirá basicamente no controle por corrente média da corrente de entrada, utilizando-se o circuito integrado UC 3854.

Acrescente-se a este controle alguns circuitos que realizam funções que fogem ao uso convencional do integrado, tais como:

Medida da tensão eficaz utilizando retificadores de precisão.

Informação da forma de onda da corrente (I_{ac}) que contenha implícito o controle do balanço das tensões nas saídas C_1 e C_2 .

Desta maneira, faz-se uma explanação sobre as características do circuito integrado CI 3854 utilizado, dos circuitos auxiliares necessários e as funções de transferências do conversor e dos compensadores. Apresenta-se na próxima seção um resumo do circuito integrado UC 3854 na utilização no conversor boost tradicional.

Circuito integrado UC 3854

O UC 3854 é composto por duas malhas de realimentação (“feedback”). A malha interna é a que controla a corrente de entrada e 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 energia. A saída deste fornece a amplitude do sinal de referência da corrente. Existe, ainda, um regulador interno de malha direta (“feedforward”) no UC 3854 responsável pela regulação da tensão de saída quando ocorre flutuações na tensão de entrada. A Fig. 2.17 apresenta estas funções em diagramas de blocos.

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, sendo uma malha direta sem realimentação.

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

É responsável pela detecção do valor da tensão eficaz de entrada do conversor. Uma amostra da tensão de entrada é retificada e filtrada de forma a obter-se uma tensão proporcional ao valor eficaz de entrada. Esta tensão é levada até a entrada “C” do multiplicador. Um decréscimo no valor eficaz da tensão de entrada resulta num aumento da referência de corrente e consequentemente mantém estabilizada a tensão de saída. A malha feedforward é utilizada para melhorar a resposta dinâmica do conversor, já que a malha de tensão é particularmente lenta.

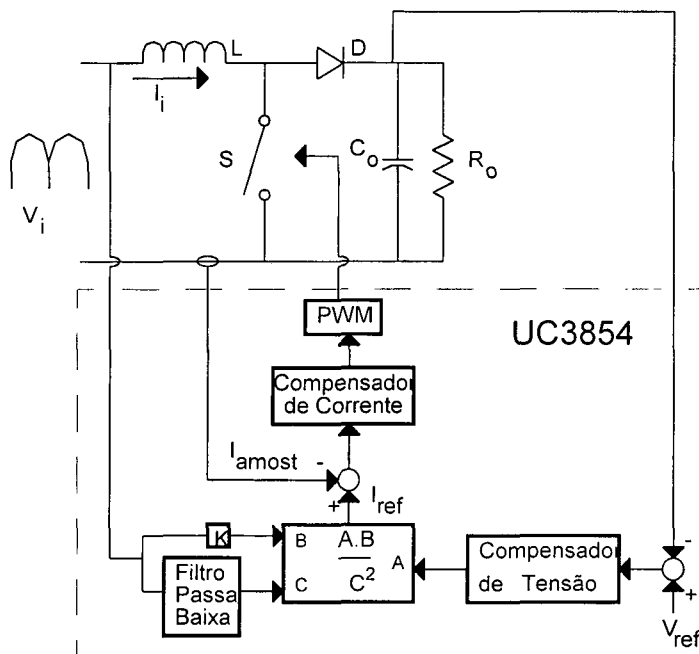


Fig. 2.17 – Diagrama de blocos do UC 3854.

Multiplicador

O multiplicador/divisor é o coração do UC 3854. A sua saída do multiplicador é utilizada como referência do compensador de corrente, representando a corrente de entrada que resulta em fator de potência unitário. O multiplicador é responsável pela geração da corrente de referência da malha de corrente. Possui três entradas, “A”, “B” e “C”.

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 (VAOUT).

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

$$I_{mo} = \frac{K_m \cdot I_{ac} \cdot (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2} \quad (2.103)$$

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

Alguns cuidados são exigidos 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});

a tensão de saída do multiplicador está limitada em 2,5V.

A descrição dos pinos e orientação para o projeto encontra-se em anexo.

2.4.8 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE A SER IMPLEMENTADA

Na Fig. 2.18 está apresentada a estratégia de controle a ser utilizada para o retificador de entrada mostrado na Fig. 2.2.

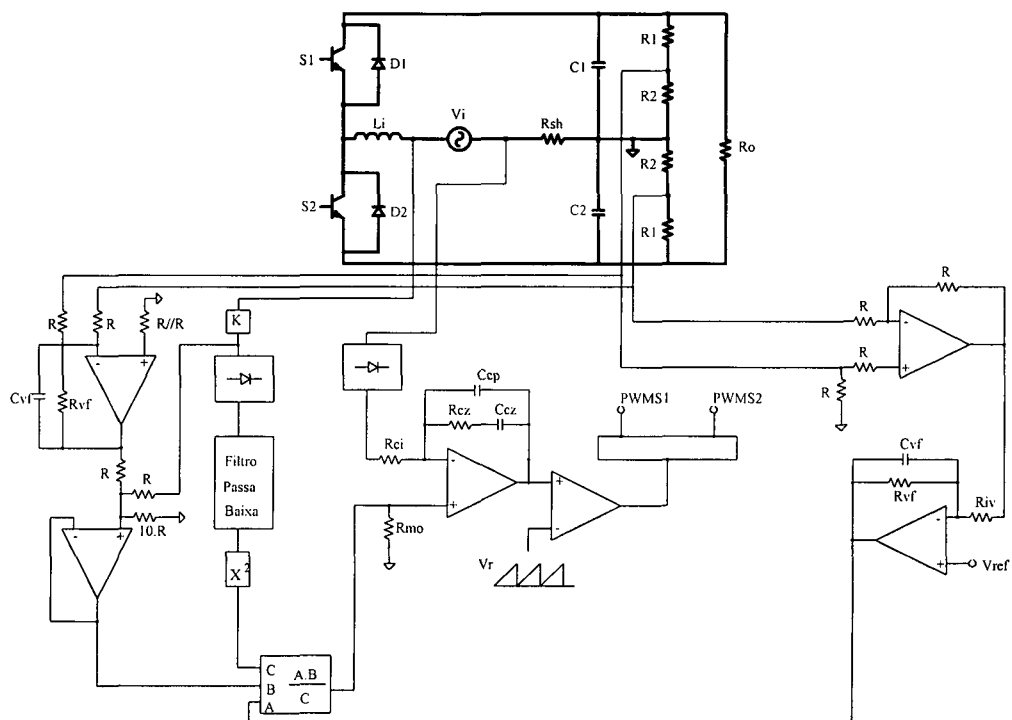


Fig. 2.18 –Estratégia de controle.

Antes de iniciar-se o projeto propriamente dito, é necessário o levantamento das funções de transferências do pré-regulador.

2.4.9 - MODELO DO CONVERSOR

A função de transferência $G(S) = I_{Li}(S)/D(S)$ pode ser obtida a partir do modelo da chave PWM, descrito por Vorpérian [13] e [14].

O modelo simplificado do conversor operando em condução contínua de corrente e considerando a tensão de entrada constante e a tensão de saída sem ondulação, em um período de comutação no semi-ciclo positivo da tensão de entrada, é apresentado na Fig. 2.19. Pode-se verificar a presença da célula de comutação, destacada no circuito da figura.

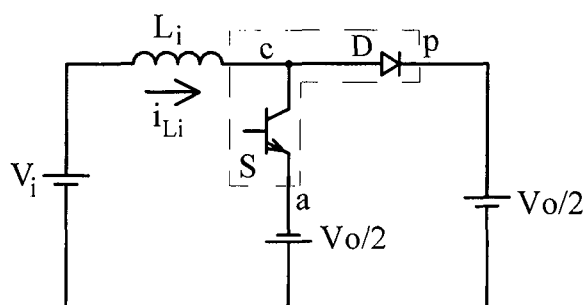


Fig. 2.19 – Modelo simplificado do conversor.

Aplicando-se o modelo da chave PWM, obtém-se o circuito da Fig. 2.20. Através deste circuito, pode-se tanto obter a função de transferência simplificada $G_S(S)$ como a característica de transferência estática entrada/saída do conversor elevador.

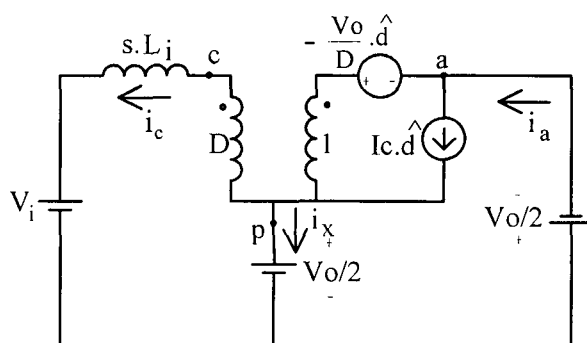


Fig. 2.20 – Modelo do conversor para obtenção da função de transferência.

Para se obter a característica de transferência estática V_o / V_{in} , os parâmetros variantes no tempo são anulados e a indutância L_i é substituída por um curto-circuito.

Assim:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1/2 - D} \quad (2.104)$$

Para se obter a função de transferência simplificada $G_S(s)$, as fontes de tensão V_{in} e V_o são substituídas por um curto-circuito, uma vez que se admite que não existe variação destas tensões. O circuito equivalente para a determinação de $G_S(s)$ é mostrado na Fig. 2.21.

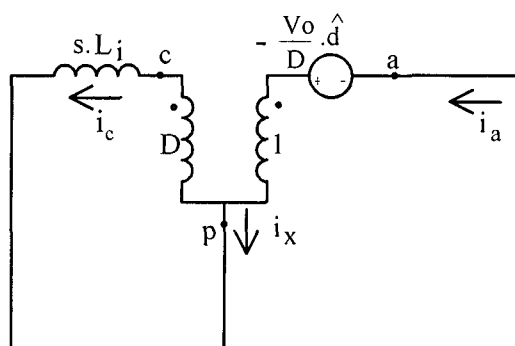


Fig. 2.21 – Modelo do conversor para a determinação de $G_S(S)$.

Através do circuito da Fig. 2.21 obtém-se:

$$\frac{I_C(S)}{D(S)} = -\frac{V_o}{s \cdot L_i} \quad (2.105)$$

No entanto, como $I_{L_i} = -I_c$, a função de transferência $G_S(S)$ fica definida por:

$$G_S(S) = \frac{I_{L_i}(S)}{D(S)} = \frac{V_o}{s \cdot L_i} \quad (2.106)$$

Esta é uma função simplificada, já que se considera que a tensão de saída é constante e sem ondulação.

Verifica-se que a função de transferência $G_S(S)$ do conversor apresenta um pólo na origem, o que lhe confere um decréscimo no ganho de -20dB/dec e uma fase igual a -90° . O sistema é inerentemente estável, com uma frequência de cruzamento de ganho dependente da indutância de entrada e situada usualmente nesse tipo de aplicação, na faixa de algumas dezenas de quilohertz.

Para se obter uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão de alimentação, é necessário um sistema de controle da corrente de entrada em malha fechada. O diagrama básico de controle é mostrado na Fig. 2.22. Uma amostra da corrente de entrada é obtida através da queda de tensão sobre um sensor de corrente, por exemplo um resistor *shunt* ou sensor de efeito *Hall*, e comparada com uma referência de corrente senoidal, passando por um regulador apropriado. A tensão de erro do regulador é comparada com uma onda dente-de-serra para a correta geração dos pulsos de comando do interruptor.

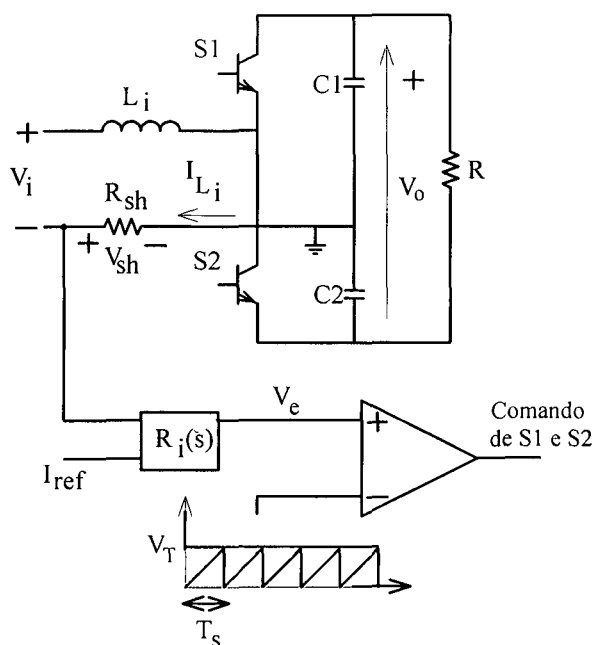


Fig. 2.22 – Diagrama básico de controle da corrente de entrada.

A partir do esquema apresentado, pode-se modificar a função de transferência da corrente de entrada do conversor considerando-se que a amostra da corrente de entrada é obtida através de um resistor *shunt* e que a razão cíclica D do conversor é traduzida por uma tensão de erro do regulador a ser comparada com uma onda dente-de-serra. Assim, a função $G_I(s)$ representa a função de transferência da tensão sobre o sensor de corrente com respeito à tensão de erro do regulador de corrente. A função $G_I(s)$ é representada pela expressão .

$$G_I(S) = \frac{V_{sh}(S)}{V_e(S)} = \frac{R_{sh}}{V_T} \cdot G_1(S) = \frac{R_{sh} \cdot V_o}{s \cdot V_T \cdot L_i} \quad (2.107)$$

Onde:

V_{sh} : Tensão sobre o sensor de corrente (Resistor *shunt*);

V_e : Tensão de erro do regulador de corrente;

V_T : Amplitude do sinal dente de serra.

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 (2.108). O efeito da amostragem da corrente de entrada no controle por corrente média deve ser levado em consideração na função de transferência $G_I(s)$. De acordo com a teoria de sistemas amostrados [14] o deslocamento de fase da função de transferência do sistema é constante na metade da frequência de amostragem (frequência de comutação).

Assim, a função de transferência amostrada $H_e(s)$ é definida pela expressão (2.108).

$$H_e(S) = 1 - \frac{s}{2 \cdot f_s} + \frac{s^2}{\pi^2 \cdot f_s^2} \quad (2.108)$$

A função de transferência do sistema considerando o efeito da amostragem fica agora definida pela expressão (2.109).

$$T_i(s) = G_1(S) \cdot H_e(S) = \frac{R_{sh} \cdot V_o}{s \cdot V_T \cdot L_i} \cdot \left(1 - \frac{s}{2 \cdot f_s} + \frac{s^2}{\pi^2 \cdot f_s^2} \right) \quad (2.109)$$

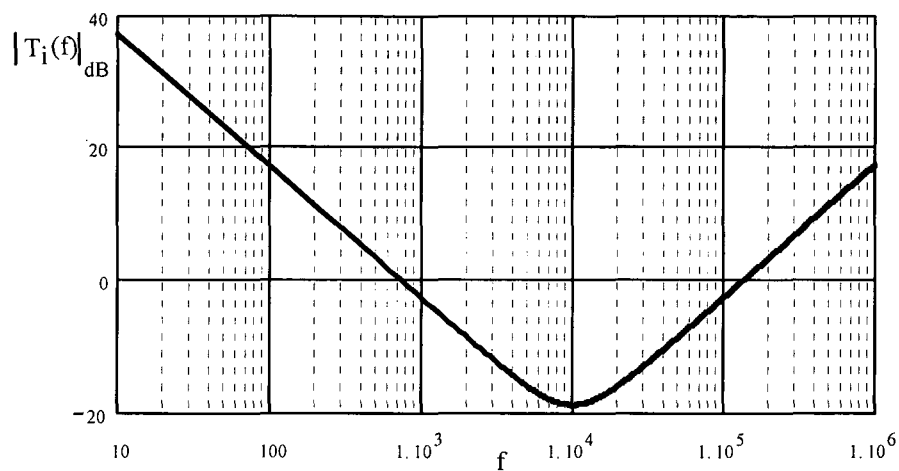


Fig. 2.23 – Módulo da função de transferência completa do conversor.

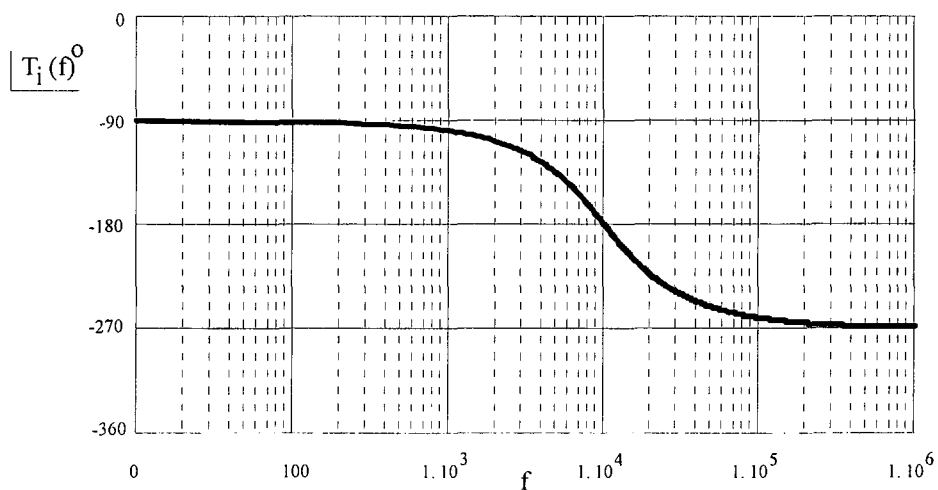


Fig. 2.24 – Fase da função de transferência.

Para se projetar o compensador adequado, é necessário se conhecer a função de transferência $G_v(s) = V_o(s)/I_{Li}(s)$. Através do modelo da chave PWM [13] e [14] pode-se obter esta função. A Fig. 2.25 mostra o modelo equivalente para se determinar a função $G_v(s)$.

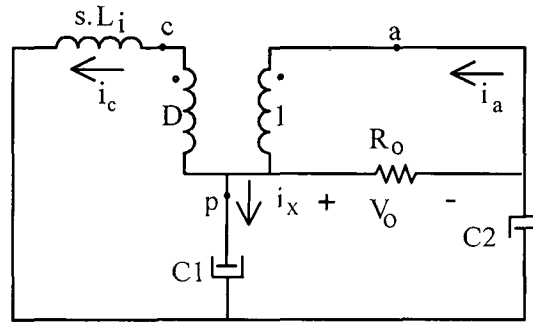


Fig. 2.25 – Modelo do conversor para a determinação de $G_v(s)$.

Através do circuito da Fig. 2.25, obtém-se:

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_{Li}(s)} = (1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{R_o}{2 + s \cdot R_o \cdot C} \quad (2.110)$$

2.4.10 - DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Resistor sensor de corrente:

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. O sensor de efeito Hall, não apresenta problemas de perdas, contudo são de custo bem mais elevado.

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

$$V_{sh} = 1,6V \quad (2.111)$$

$$I_{P_{max}} = \frac{P_{in}}{V_{ief_{min}}} \cdot \sqrt{2} + \Delta I_{max} \quad (2.112)$$

Substituindo-se os valores dados na expressão (2.112), obtém-se:

$$I_{P_{max}} = 16A \quad (2.113)$$

$$R_{sh} = \frac{V_{sh}}{I_{P_{min}}} = \frac{1,6}{16} = 100m\Omega \quad (2.114)$$

$$P_{sh} = \frac{V_{sh}^2}{1} = 2,56W \quad (2.115)$$

Portanto:

$$R_{sh} = 100 \text{ m}\Omega \text{ (10 resistores de } 1\Omega / 3\text{W em paralelo).}$$

Tensão de referência:

O fabricante do CI 3854 fornece o valor da corrente máxima da entrada do multiplicador de $600 \mu\text{A}$. Com o valor de pico da máxima tensão de entrada, é determinado o valor de R_{vac} . Sugere-se projetar o resistor R_{vac} para uma corrente não superior a $600 \mu\text{A}$. Note que é necessária a inclusão de outro resistor (R_{b1}) entre o pino 6 [I_{ac}] e o pino 9 [REF], pois existe internamente um potencial de 6V no pino 6. Na Fig. 2.26 é mostrado o circuito completo para a tensão de referência.

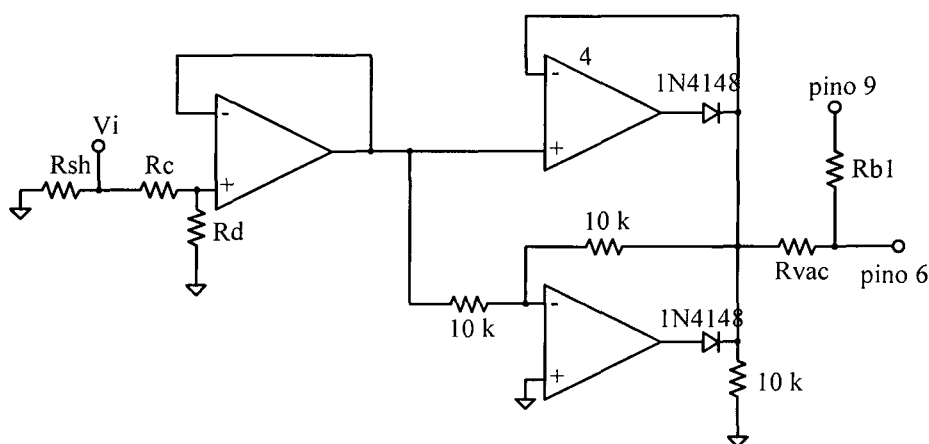


Fig. 2.26 – Circuito completo para a obtenção da tensão de referência.

Para a determinação de $V_{iP_{max}}$ é necessário estabelecer os valores dos resistores R_c e R_d , a partir da Fig. 2.26.

Sendo R_c igual a $100 \text{ k}\Omega$ e adotando-se uma amostra da tensão de entrada de 10V (V_{am}), calcula-se R_d como segue-se:

$$R_d = \frac{V_{am} \cdot (R_c - R_{sh}) - V_{iP_{max}} \cdot R_{sh}}{V_{iP_{max}} - V_{am}} = 2,87 \text{ k}\Omega \quad (2.116)$$

Adotar-se-á uma resistência de $R_d = 3,3 \text{ k}\Omega$.

Desta maneira uma amostra de $V_{iP_{max}}$ será:

$$V_{am_{max}} = \frac{R_d + R_{sh}}{R_d + R_{sh} + R_c} \cdot V_{i_{max}} = 11,43\text{V} \quad (2.117)$$

Com a tensão de amostra máxima determinada, encontra-se R_{vac} e R_{b1} com as equações (2.118) e (2.119), que mostram as relações entre as grandezas.

$$R_{vac} = \frac{V_{ammax} + 6}{I_{ac}} = \frac{11,43 + 6}{600 \cdot 10^{-6}} = 29,051 k\Omega \quad (2.118)$$

Adotar-se-á uma resistência $R_{vac} = 33 k\Omega$. Logo tem-se:

$$R_{b1} = \frac{R_{vac}}{4} = \frac{33 \cdot 10^3}{4} = 8,2 k\Omega \quad (2.119)$$

Gerador PWM:

O valor do resistor conectado neste pino (R_{set}) determina o valor máximo de corrente do multiplicador, isto é, a máxima corrente drenada da rede. É importante lembrar que a corrente de saída do multiplicador nunca deve exceder duas vezes a corrente de entrada I_{ac} .

Para a determinação da tensão mínima procede-se da seguinte maneira:

$$V_{iP_{min}} = \frac{R_d + R_{sh}}{R_d + R_{sh} + R_c} \cdot V_{ief_{min}} \cdot \sqrt{2} = 8,5V \quad (2.120)$$

$$I_{ac_{min}} = \frac{V_{iP_{min}} + 6}{R_{vac}} = 437,8 \mu A \quad (2.121)$$

A partir da equação (2.122) encontra-se o valor de R_{set} .

$$R_{set} = \frac{3,75}{2 \cdot I_{ac_{min}}} = 4,8 k\Omega \quad (2.122)$$

Será escolhido um potenciômetro $R_{set} = 4,7 k\Omega$.

Então o valor do capacitor (C_t) será calculado da seguinte maneira:

$$C_t = \frac{1,25}{f_s \cdot R_{set}} = \frac{1,25}{40 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^3} = 13,3 nF \quad (2.123)$$

O valor adotado será $C_t = 15 nF$.

Multiplicador:

Na entrada A é aplicado o sinal vindo do compensador de tensão. Na entrada B é aplicada uma amostra da tensão de entrada retificada, com o objetivo de dar forma senoidal

à corrente de referência. Na entrada C é aplicado o sinal proveniente da malha feedforward, responsável pela detecção do valor eficaz da tensão de entrada do conversor.

A saída do multiplicador é em corrente e internamente está ligada na entrada não inversora do compensador de corrente. O resistor R_{mo} é calculado pela Equação (2.124).

$$R_{mo} = \frac{V_{SH_{pk}}}{2 \cdot I_{ac_{min}}} = 2,1 k\Omega \quad (2.124)$$

Adotar-se-á o resistor $R_{mo} = 2,2 k\Omega$.

Malha de Corrente

Com o estudo realizado em [14] verifica-se que o sistema é tipicamente estável. Deve-se realizar o projeto de maneira que a frequência de cruzamento seja aumentada para conferir ao sistema uma melhor resposta dinâmica. Chega-se à conclusão que um compensador muito bom neste caso é o compensador de avanço-atraso de fase, pois além de garantir uma margem de fase considerável, um ganho estático elevado (erro estático pequeno) e aumentar a banda passante (boa resposta dinâmica), este compensador ainda realiza a filtragem da ondulação de corrente de alta frequência do indutor de entrada na saída do compensador, o que evita oscilações na corrente do indutor.

Na Fig. 2.27 está representado o circuito completo do compensador de corrente, o compensador de corrente que é um integrador com uma rede de avanço-atraso (um zero e dois pólos).

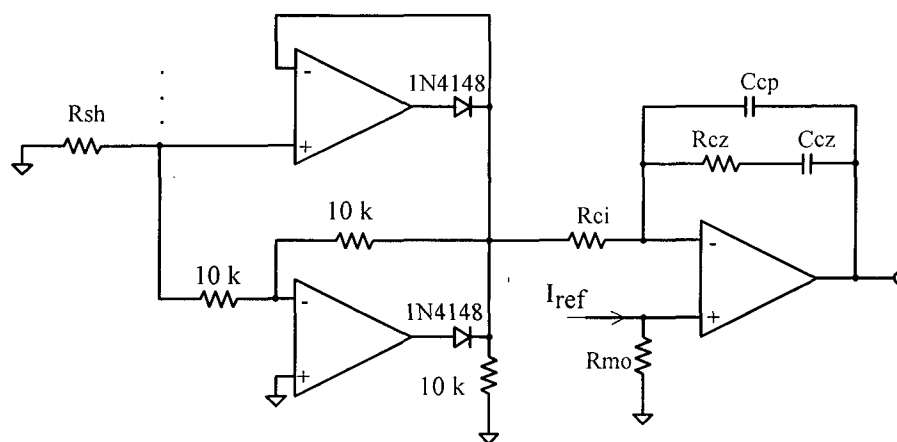


Fig. 2.27 – Circuito completo do compensador de corrente.

A função de transferência do conversor elevador, operando como estágio retificador, é dada pela expressão (2.110).

O compensador de corrente utilizado possui a seguinte função de transferência:

$$R_i(s) = \frac{w_i}{s_i} \cdot \left(\frac{(1 + s/w_z)}{1 + s/w_p} \right) \quad (2.125)$$

$$R_i(s) = \frac{-(1 + s \cdot R_{cz} \cdot C_{cp})}{s \cdot R_{ci} \cdot (C_{cp} + C_{cz}) \cdot \left(1 + s \cdot \frac{R_{cz} \cdot C_{cp} \cdot C_{cz}}{C_{cp} + C_{cz}} \right)} \quad (2.126)$$

A frequência dos pólos e do zero são definidas pelas expressões (2.127), (2.128) e (2.129).

$$f_{p1} = 0Hz \quad (2.127)$$

$$f_{p2} = \frac{C_{cp} + C_{cz}}{2 \cdot \pi \cdot (R_3 \cdot C_{cp} \cdot C_{cz})} \quad (2.128)$$

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{cz} \cdot C_{cp}} \quad (2.129)$$

A função de transferência em laço aberto, dada pela expressão (2.136), deverá ter as seguintes características segundo [14]:

- A frequência do zero deve ser colocada em torno de uma década abaixo da frequência de comutação;
- pólo fora da origem deve ser colocado na metade da frequência de comutação, para atenuar os efeitos de um dos zeros inseridos pela amostragem e também reduzir a ondulação na saída do compensador;
- ganho do integrador deverá ser tal que o critério de frequência de cruzamento seja atendido (em torno de um quarto da frequência de cruzamento).

Para este projeto serão adotadas as seguintes características:

$$f_c = \frac{f_s}{6} = \frac{20000}{6} = 3,33kHz \quad (2.130)$$

$$f_p = \frac{f_s}{1,5} = \frac{20000}{1,5} = 13,33kHz \quad (2.131)$$

$$f_z = \frac{f_s}{25} = \frac{20000}{25} = 800Hz \quad (2.132)$$

Com a frequência de cruzamento determinada e a partir da Fig. 2.23 calcula-se o valor do resistor R_{cz} . Fazendo-se $R_{ci} = R_{mo}$, calcula-se R_{cz} pelo ganho em faixa plana, dado por:

$$R_{cz} = 10^{\frac{13,4}{20}} \cdot R_{ci} = 10,03k\Omega \quad (2.133)$$

Adotar-se-á um resistor $R_{cz} = 10k\Omega$

Os capacitores C_{cp} e C_{cz} são calculados da seguinte maneira:

$$C_{cz} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{cz} \cdot f_z} = 19,89nF \quad (2.134)$$

Adotar-se-á $C_{cz} = 22nF$.

$$C_{cp} = \frac{C_{cz}}{2 \cdot \pi \cdot R_{cz} \cdot f_{p2} \cdot C_{cz} - 1} = 1,25nF \quad (2.135)$$

Adotar-se-á $C_{cp} = 1,2nF$.

A função de transferência em laço aberto é dada por:

$$FTLA(s) = H(f) \cdot G(f) \quad (2.136)$$

Substituindo-se as funções de transferências da planta e do compensador de corrente, tem-se:

$$FTLA(s) = \left(\frac{V_o \cdot R_{SH}}{V_s \cdot s \cdot L} \right) \cdot \left(\frac{(1 + s \cdot C_z \cdot R_z)}{s \cdot R_i \cdot (C_z + C_p) \cdot \left(1 + s \cdot \frac{C_z \cdot C_p}{C_z \cdot C_p} \cdot R_z \right)} \right) \cdot \left(1 - \frac{s}{2 \cdot f_s} + \left(\frac{s}{\pi \cdot f_s} \right)^2 \right) \quad (2.137)$$

Com os componentes escolhidos, o diagrama de Bode de ganho e fase da função de transferência em laço aberto e do compensador de corrente, são obtidos nas Fig. 2.28 e Fig. 2.29. Verifica-se que a frequência de cruzamento de laço aberto é igual a 3,33 kHz, e a margem de fase é igual a 36° , caracterizando um sistema estável.

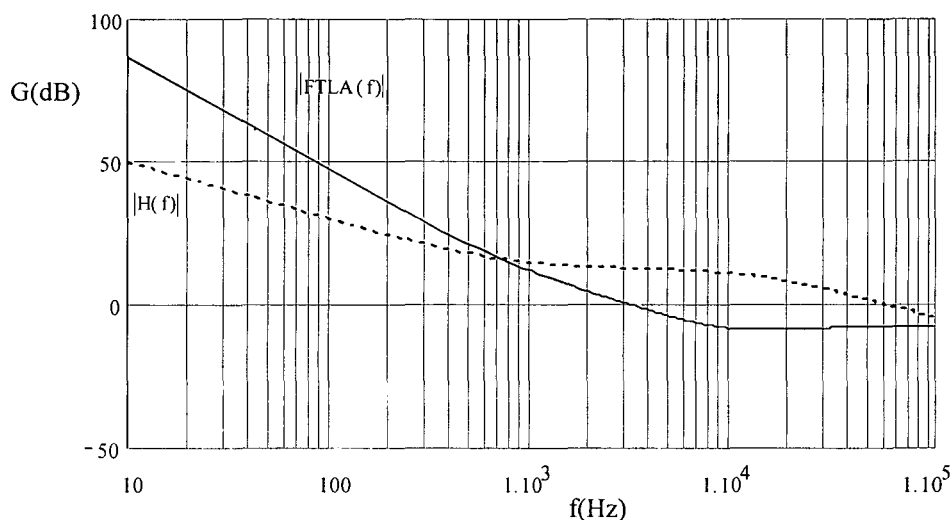


Fig. 2.28 – Ganho do compensador de corrente.

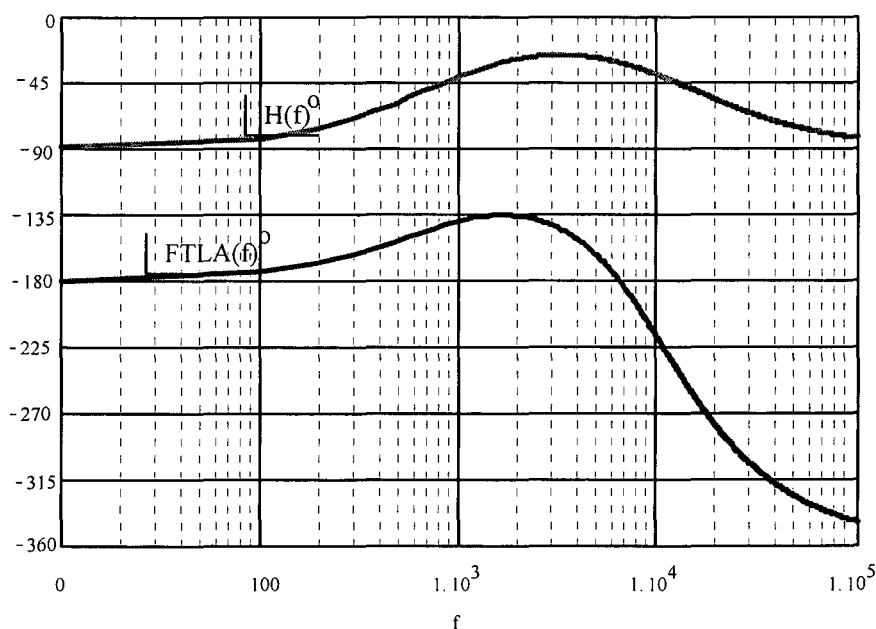


Fig. 2.29 – fase do compensador de corrente.

Malha de FeedForward

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 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. 2.30.

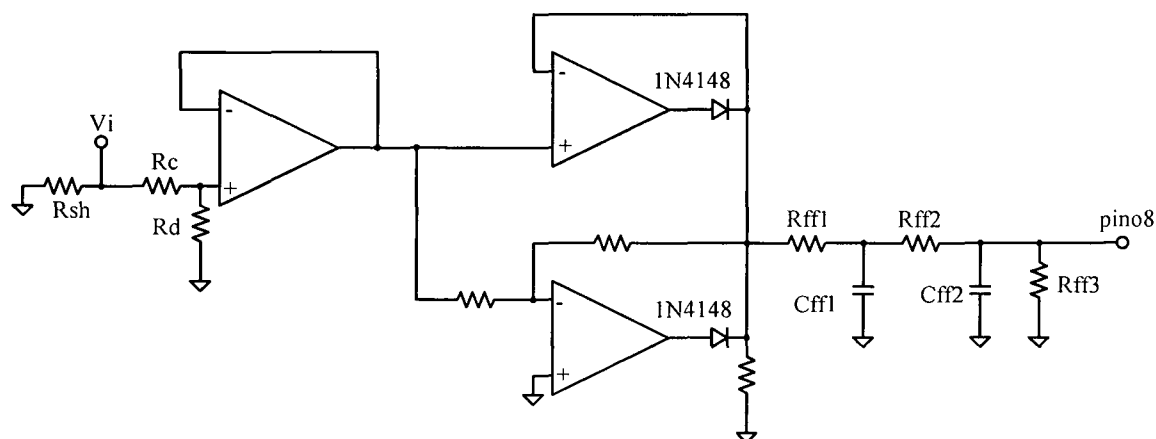


Fig. 2.30 - Filtro de 2ª ordem – compensador de “feedforward”.

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. Utilizando-se um duplo pólo, não há fator de deslocamento e o fator de potência é praticamente unitário.

Conforme o fabricante do *CI 3854*, a tensão no pino 8 (V_{ff}) deve ficar entre o valor mínimo de 1,4V e máximo de 4,5V para operação normal do circuito multiplicador[15] e [16]. Portanto, os componentes R_{ff1} , R_{ff2} e R_{ff3} devem satisfazer tal condições para a faixa de variação da tensão de entrada.

Dimensionamento do divisor de Feedforward:

$$V_{ff\ min} = \frac{R_d + R_{sh}}{R_d + R_{sh} + R_c} \cdot V_{ief\ min} = 5,874V \quad (2.138)$$

$$V_{ff\ max} = \frac{R_d + R_{sh}}{R_d + R_{sh} + R_c} \cdot V_{ief\ max} = 8,083V \quad (2.139)$$

Após o retificador de precisão, tem-se:

$$V_{ff\ min\ av} = 0,9 \cdot V_{ff\ min} = 5,377V \quad (2.140)$$

$$V_{ff\ max\ av} = 0,9 \cdot V_{ff\ max} = 7,274V \quad (2.141)$$

Escolhem-se: $R_{ff1} = 10\ k\Omega$, $R_{ff2} = 18\ k\Omega$ e $R_{ff3} = 10\ k\Omega$.

Utilizando-se estes valores de resistência, a tensão no terminal 8 irá excursionar entre os seguintes valores:

$$V_{ff \min} = \frac{V_{ff \min av} \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} = \frac{5,377 \cdot 10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} = 1,42V \quad (2.142)$$

$$V_{ff \max} = \frac{V_{ff \max av} \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} = \frac{7,274 \cdot 10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} = 1,91V \quad (2.143)$$

Os pólos do filtro de segunda ordem devem ser posicionados em uma frequência muito menor que a frequência de entrada (usualmente uma década abaixo da harmônica de segunda ordem). Neste caso, esta frequência será fixada em 10Hz, o que resulta nos seguintes valores para os capacitores C_{ff1} e C_{ff2} .

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{pp} \cdot R_{ff2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 18 \cdot 10^3} \cong 1\mu F \quad (2.144)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{pp} \cdot R_{ff3}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10 \cdot 10^3} \cong 1,8\mu F \quad (2.145)$$

Compensador de Tensão:

O regulador de tensão deve apresentar uma característica de filtro passa-baixa, a fim de se evitar a ondulação de 120 Hz na saída do compensador. O regulador de tensão a ser utilizado é mostrado na Fig. 2.31.

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 conseqüência, 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 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 maior distorção da corrente de entrada.

A tensão de saída do compensador de tensão é grampeada internamente em 5,8V. O circuito multiplicador do UC 3854 limita a menor tensão na entrada A em 1V. 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 lançar 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.

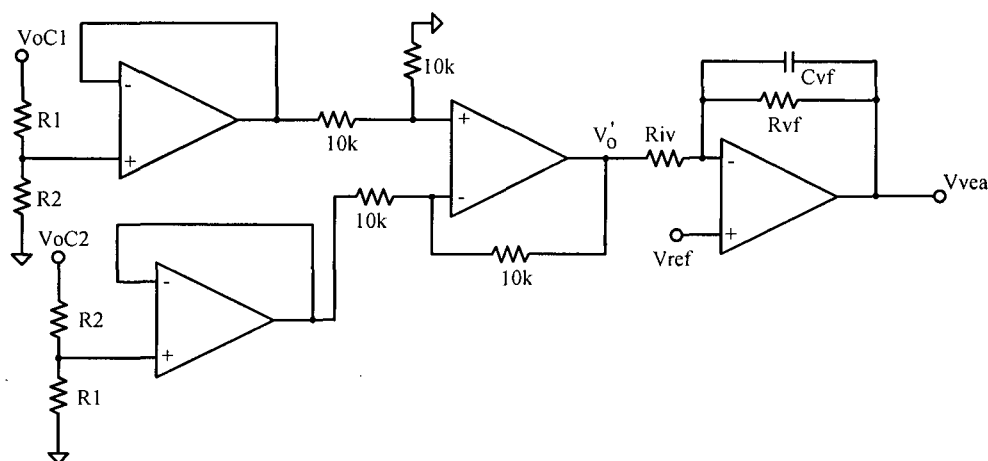


Fig. 2.31 –Diagrama do compensador de tensão.

A função de transferência do compensador proposto é apresentado na equação (2.146).

$$H_v = \frac{V_{vea}}{V_o'} = \frac{-R_{vf}}{R_{iv} \cdot (1 + s \cdot C_{vf} \cdot R_{vf})} \quad (2.146)$$

Então:

$$R_{iv} \cdot C_{vf} = \frac{10 \cdot V_{or} \cdot V_{REF}}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_o} \quad (2.147)$$

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{P_o \cdot V_{REF}}{V_o^2 \cdot V_{vea} \cdot C_o \cdot R_{iv} \cdot C_{pv}}} \quad (2.148)$$

$$R_{vf} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_{vf}} \quad (2.149)$$

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

reescritas abaixo:

Sendo $C_{vf} = 470 \text{ nF}$, tem-se:

$$R_{iv} = \frac{10 \cdot V_{or} \cdot V_{REF}}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_o \cdot C_{vf}} = 4,2 \text{ k}\Omega \quad (2.150)$$

Adotar-se-á $R_{iv} = 10 \text{ k}\Omega$.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{P_o \cdot V_{REF}}{V_o^2 \cdot V_{vea} \cdot C_o \cdot R_6 \cdot C_3}} = 4 \text{ Hz} \quad (2.151)$$

Portanto:

$$R_{vf} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_{vf}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 19 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 112 \text{ k}\Omega \quad (2.152)$$

Adotar-se-á $R_{vf} = 120 \text{ k}\Omega$.

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

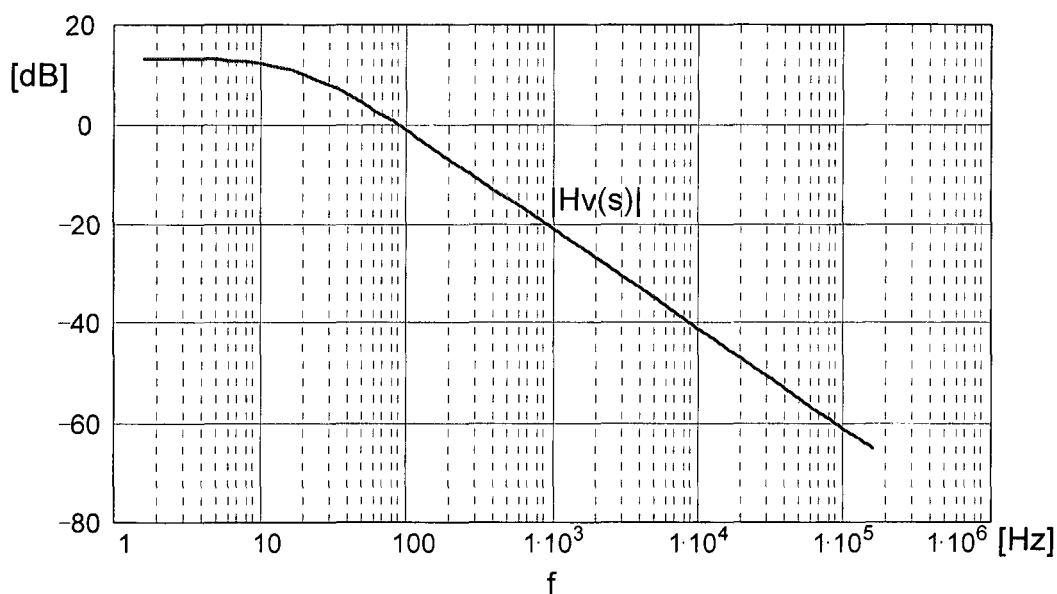


Fig. 2.32 – Gráfico do módulo da função de transferência.

Proteção de sobre carga (PKLIM):

Dimensionamento dos resistores Rpk1 e Rpk2:

Um valor típico de Rpk1 é $R_{pk1} = 10 \text{ k}\Omega$. Para o dimensionamento de Rpk2

deve-se escolher a corrente de pico de sobrecarga. Aqui adota-se uma corrente de sobrecarga de 35 %.

$$I_{pkover} = I_{pkmax} = 15,92 A \quad (2.153)$$

$$V_{shover} = I_{pkover} \cdot Rsh = 1,59V \quad (2.154)$$

$$Rpk2 = \frac{Rpk1 \cdot V_{shover}}{V_{ref}} = 2,12k\Omega \quad (2.155)$$

Portanto: $Rpk2 = 2,2k\Omega$.

Compensador de Desequilíbrio das tensões de saída:

É o responsável pelo equilíbrio da tensão nos capacitores de saída do conversor causado por diferenças nos tempos de comutação dos interruptores ou por desequilíbrios na carga.

Amostras de tensão nos capacitores de saída são subtraídas. A diferença entre os sinais passa por um compensador similar ao da malha de tensão e é somado a um sinal de amostra da tensão de entrada. Na saída do somador teremos um sinal senoidal com um pequeno valor contínuo. O sinal resultante é retificado e levado a entrada B do multiplicador.

Se as tensões de saída do conversor estiverem equilibradas, a forma de onda da referência de corrente será simétrica, carregando por igual os dois capacitores de saída. Se por outro lado, houver um desequilíbrio de tensões, a corrente de referência não será simétrica e conseqüentemente mais energia será enviada ao capacitor com menor tensão.

2.5 - CONCLUSÃO

Apresentou-se o equacionamento completo do retificador de entrada. Neste equacionamento calculou-se em primeiro a razão cíclica de trabalho dos interruptores, bem como os esforços sobre os mesmos. Apresentou-se o dimensionamento completo do circuito de potência, bem como do cálculo do elemento indutivo e capacitivo.

Há basicamente dois tipos de distorção da corrente de entrada quando se usa o UC 3854. 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”.

CAPÍTULO 3

ESTÁGIO INVERSOR (DO CONVERSOR MONOFÁSICO –TRIFÁSICO)

3.1 - INTRODUÇÃO

A finalidade deste estágio será de, a partir da tensão retificada do estágio anterior, prover na sua saída uma tensão alternada trifásica.

Neste capítulo tratar-se-á de duas estruturas inversoras, das quais será feito o equacionamento dos esforços de corrente e de tensão a que os interruptores ativos estarão submetidos.

A primeira estrutura está apresentada na Fig. 3.1 e trata-se do inversor PWM com seis interruptores ativos. Esta estrutura inversora é utilizada na topologia convencional dos conversores monofásicos – trifásicos.

Na Fig. 3.20 está representada a estrutura do inversor PWM com 4 interruptores ativos. Este inversor é utilizado na topologia de *Enjeti*, apresentada no capítulo 1.

3.2 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR PWM COM SEIS INTERRUPTORES ATIVOS

Para facilitar os estudos teóricos, todos os componentes ativos e passivos serão considerados ideais e o filtro de entrada é substituído por uma fonte de tensão constante ideal. A carga motor é modelada por uma indutância em série com um resistor e ligada em estrela. Isto pode ser observado na Fig. 3.1.

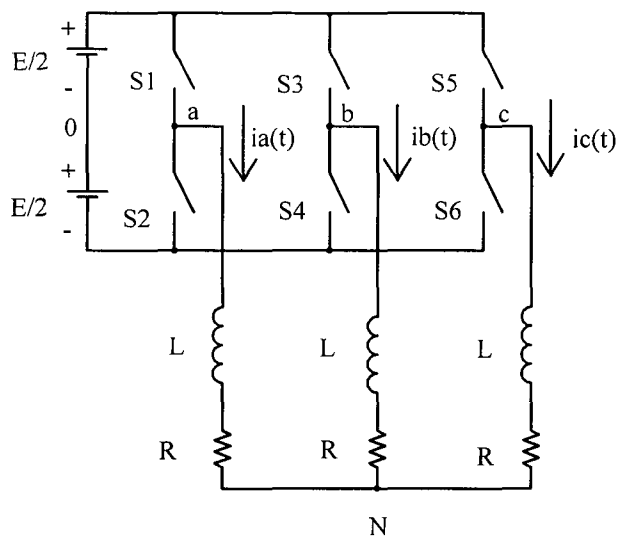


Fig. 3.1 – Representação do inversor PWM com seis interruptores ativos.

3.2.1 - PRIMEIRA ETAPA (t_0, t_2)

A primeira etapa está representada na Fig. 3.2. Os interruptores $S1$, $S4$ e $S5$ são habilitados a conduzir e por eles irá fluir a corrente de carga. A corrente evolui de forma exponencial de $-I_1$ até I_2 , como mostrado na Fig. 3.8. Esta etapa termina quando o interruptor $S6$ é comandado a conduzir, entrando em condução no instante t_2 .

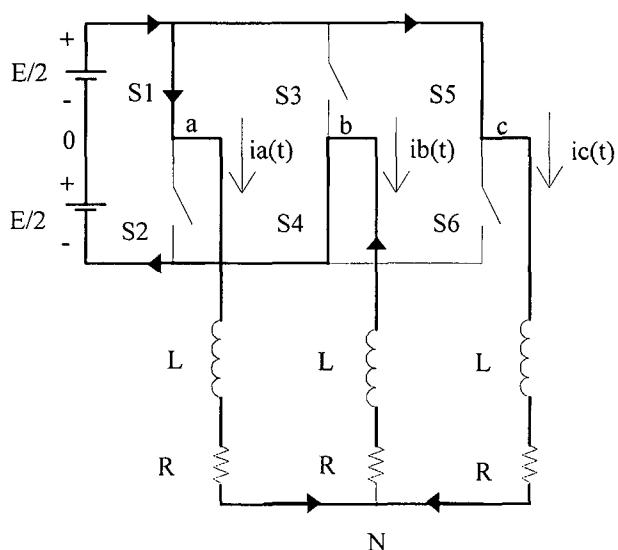


Fig. 3.2 – Primeira etapa.

3.2.2 - SEGUNDA ETAPA (t_2, t_3)

Esta etapa tem seu início quando o interruptor S_6 é comandado a conduzir no instante t_2 . Os interruptores S_1 , S_4 e S_6 conduzem a corrente de carga. A corrente na fase a evolui de forma exponencial de I_2 até I_3 , como pode ser visto na Fig. 3.8. Esta etapa termina no instante t_3 quando o interruptor S_4 é bloqueado e o interruptor S_3 é comandado a conduzir. Na Fig. 3.3 está representada esta etapa.

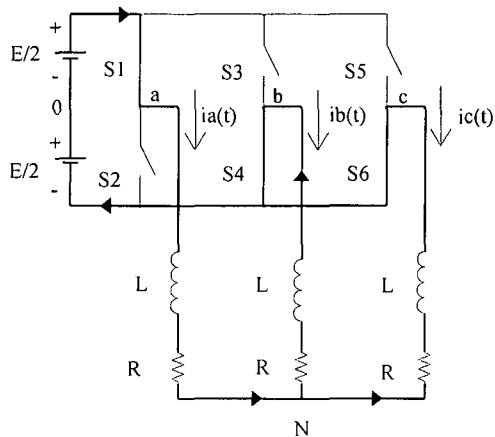


Fig. 3.3 – Segunda etapa.

3.2.3 - TERCEIRA ETAPA (t_3, t_4)

Esta etapa de funcionamento está representada na Fig. 3.4. Os interruptores S_1 , S_3 e S_6 conduzem a corrente de carga. A corrente na fase a decresce de forma exponencial de I_3 até I_1 . Esta etapa termina no instante t_4 quando o interruptor S_1 é bloqueado e o interruptor S_2 é comandado a conduzir. Isto é equivalente a meio período de funcionamento.

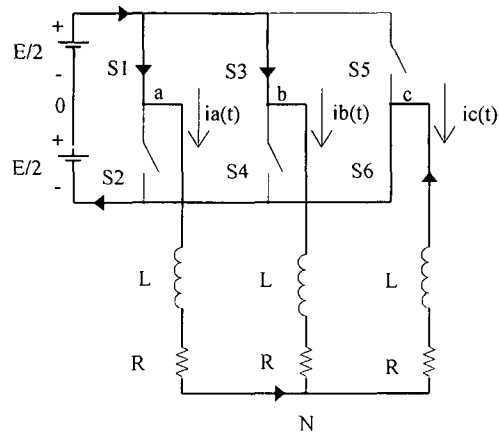


Fig. 3.4 – Terceira etapa.

3.2.4 - QUARTA ETAPA (t_4, t_6)

Na Fig. 3.5 está representada a quarta etapa de funcionamento. No instante t_4 , que é equivalente a metade do período de funcionamento, o interruptor S_2 é comandado a conduzir. Os interruptores S_2 , S_3 e S_6 conduzem a corrente de carga, a corrente na fase a decresce de forma exponencial de I_1 até $-I_2$. Esta etapa termina no instante t_5 quando o interruptor S_5 é comandado a conduzir e o interruptor S_6 é bloqueado.

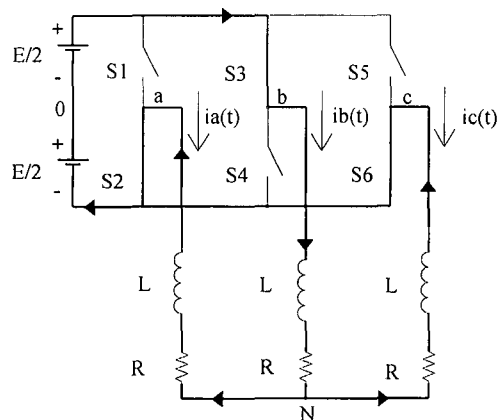


Fig. 3.5 – Quarta etapa.

3.2.5 - QUINTA ETAPA (t_6, t_7)

Esta etapa tem seu início quando o interruptor S_5 é comandado a conduzir no instante t_5 . Os interruptores S_2 , S_3 e S_5 conduzem a corrente de carga. A corrente na fase a evolui de forma exponencial de $-I_2$ até $-I_3$. Esta etapa termina no instante t_6 quando o interruptor S_3 é bloqueado e o interruptor S_4 é comandado a conduzir. Na Fig. 3.6 está

representada esta etapa.

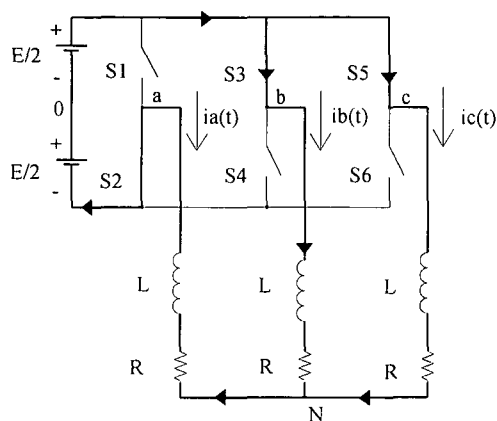


Fig. 3.6 – Quinta etapa.

3.2.6 - SEXTA ETAPA (t_7, t_8)

Esta etapa de funcionamento está representada na Fig. 3.7. Os interruptores S_2 , S_4 e S_5 conduzem a corrente de carga. A corrente na fase a evolui de forma exponencial de $-I_3$ até $-I_1$. Esta etapa termina no instante t_7 quando o interruptor S_2 é bloqueado e o interruptor S_1 é comandado a conduzir, iniciando-se outro período de funcionamento.

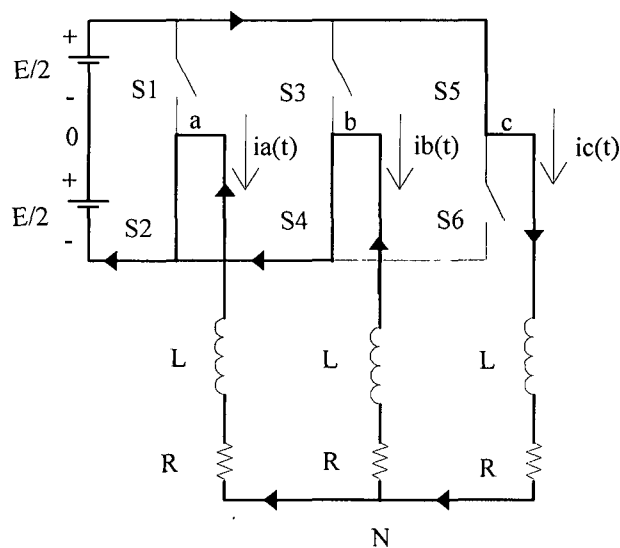


Fig. 3.7 – Sexta etapa.

3.3 - FORMAS DE ONDA PRINCIPAIS

As formas de onda mais importantes, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes, para as condições idealizadas descritas na Seção 3.2, estão representadas

na Fig. 3.8.

Para melhor entendimento das etapas de funcionamento, bem como para a elaboração das formas de ondas, considere-se as relações seguintes:

$$V_{ao} = V_{aN} + V_{No} \quad (3.1)$$

$$V_{bo} = V_{bN} + V_{No} \quad (3.2)$$

$$V_{co} = V_{cN} + V_{No} \quad (3.3)$$

Admitindo-se o sistema trifásico equilibrado, e somando-se as expressões (3.1), (3.2) e (3.3), obtém-se:

$$V_{No} = \frac{V_{ao} + V_{bo} + V_{co}}{3} \quad (3.4)$$

Isolando-se V_{aN} , V_{bN} e V_{cN} , respectivamente, nas expressões (3.1), (3.2) e (3.3) e substituindo-se a expressão (3.4), obtém-se:

$$V_{aN} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \quad (3.5)$$

$$V_{bN} = \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{co} \quad (3.6)$$

$$V_{cN} = \frac{2}{3}V_{co} - \frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} \quad (3.7)$$

As expressões que definem as tensões de linha ou entre as fases a , b e c são dadas por:

$$V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \quad (3.8)$$

$$V_{bc} = V_{bo} + V_{co} \quad (3.9)$$

$$V_{ca} = V_{co} + V_{ao} \quad (3.10)$$

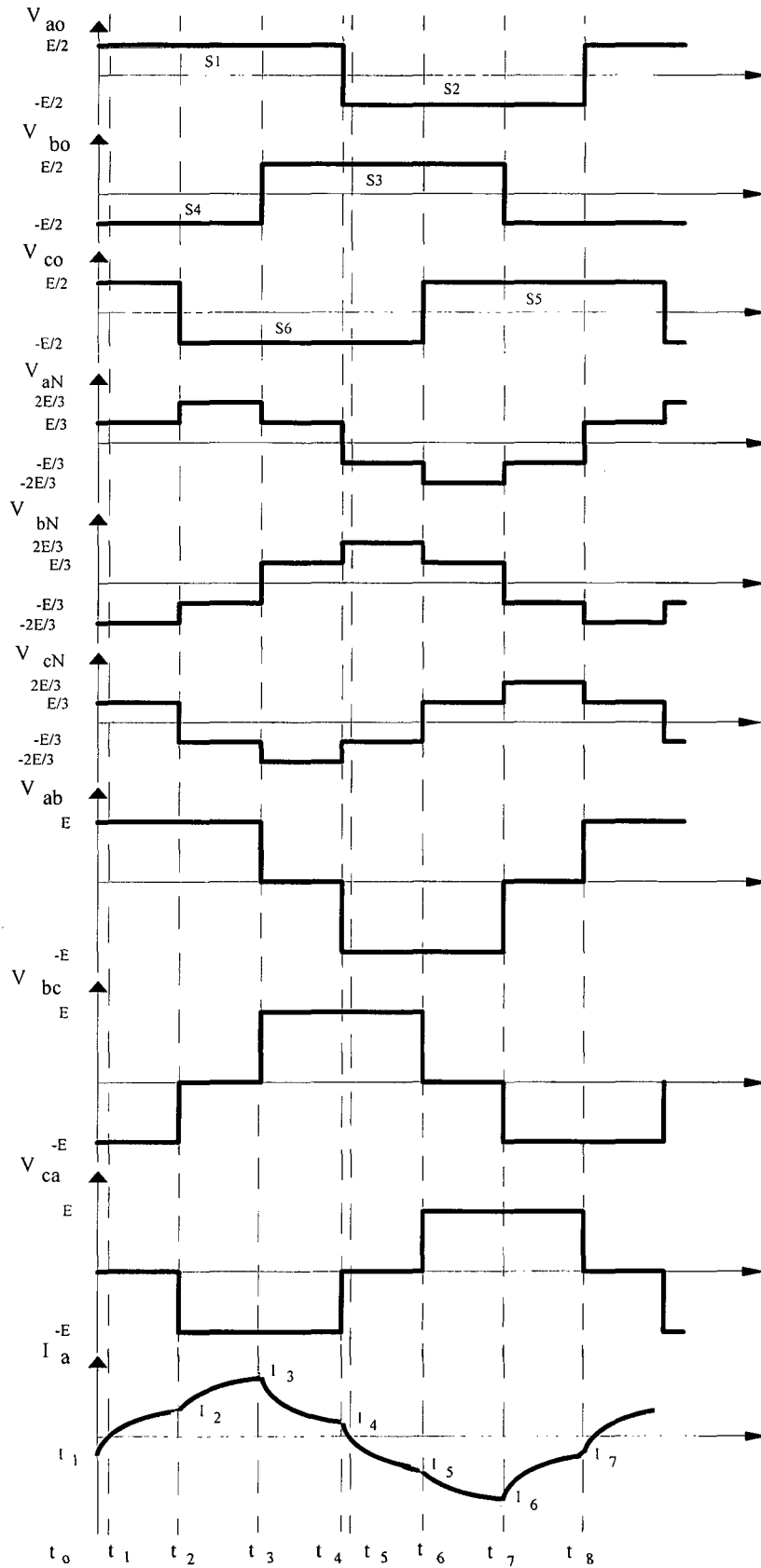


Fig. 3.8 – Formas de onda básicas.

3.4 - EQUACIONAMENTO

Nesta seção determina-se as equações que caracterizam as etapas de operação necessárias e as condições iniciais, para a obtenção dos esforços nos semicondutores. Neste equacionamento do inversor, fez-se uma modulação de 180°.

3.4.1 - PRIMEIRA ETAPA (t_0, t_2)

Na primeira etapa considerou-se o interruptor bidirecional em corrente. No entanto ao analisar-se a comutação no interruptor tem-se dois intervalos de tempo. No primeiro intervalo de (t_0, t_1) a corrente de carga flui pelo diodo em anti-paralelo com o interruptor e no segundo intervalo a corrente de carga flui pelo interruptor propriamente dito.

A condição inicial para o primeiro intervalo é: $i_a(t_0) = I_1$

Do circuito equivalente obtém-se as seguintes expressões:

$$R \cdot i_a(t) + L \cdot \frac{di_a(t)}{dt} - R \cdot i_b(t) - L \cdot \frac{di_b(t)}{dt} = E \quad (3.11)$$

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (3.12)$$

$$i_a(t) = i_c(t) \quad (3.13)$$

Substituindo as expressões (3.12) e (3.13) em (3.11) e resolvendo-se a equação diferencial obtém-se (3.14), que representa a corrente na fase a para o intervalo (t_0, t_1):

$$i_a(t) = \frac{1}{3} \cdot \frac{E}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{Rt}{L}} \right) + I_1 \cdot e^{-\frac{Rt}{L}} \quad (3.14)$$

Multiplicando a expressão (3.14) por R/E e fazendo $\tau = L/R$, obtém-se a corrente na fase a parametrizada em função da relação R/E .

$$\overline{i_a(t)} = \frac{i_a(t) \cdot R}{E} = \frac{1}{3} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + \overline{I_1} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.15)$$

As demais correntes de linha são iguais a $i_a(t)$, na forma e no valor, mas defasadas de 120° e 240° em relação a esta.

O intervalo de tempo Δt_{10} é o tempo necessário para a corrente atingir o nível

zero. Este intervalo de tempo define a defasagem entre tensão e corrente de carga. Esta etapa termina quando a corrente no indutor atinge zero. Pode-se então calcular sua duração como mostrado a seguir.

$$\overline{i_a(t_1)} = 0 = \frac{1}{3} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}} \right) + \overline{I_1} \cdot e^{-\frac{t_1}{\tau}} \quad (3.16)$$

Isolando-se t_1 na equação (3.15) obtém-se a duração do intervalo (t_0, t_1)

$$t_1 = \tau \cdot \ln(1 - 3\overline{I_1}) \quad (3.17)$$

A condição inicial para o segundo intervalo é: $i_a(t_1) = 0$

Do circuito equivalente obtém-se as seguintes expressões:

$$R \cdot i_a(t) + L \cdot \frac{di_a(t)}{dt} - R \cdot i_b(t) - L \cdot \frac{di_b(t)}{dt} = E \quad (3.18)$$

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (3.19)$$

$$i_a(t) = i_c(t) \quad (3.20)$$

Substituindo as expressões (3.19) e (3.18) em (3.17) e resolvendo-se a equação diferencial obtém-se (3.21).

$$i_a(t) = \frac{1}{3} \cdot \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{Rt}{L}} \right) \quad (3.21)$$

Multiplicando a expressão (3.21) por R/E e fazendo $\tau = L/R$, obtém-se a corrente na fase a parametrizada em função da relação R/E .

$$\overline{i_a(t)} = \frac{i_a(t) \cdot R}{E} = \frac{1}{3} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (3.22)$$

Logo podemos escrever a expressão (3.23):

$$\overline{I_2} = \overline{i_a(t_2)} = \frac{1}{3} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\Delta t_{21}}{\tau}} \right) \quad (3.23)$$

As demais correntes de linha são iguais a $i_a(t)$, na forma e no valor, mas defasadas de 120° e 240° em relação a esta.

O intervalo de tempo Δt_{20} é definido pelo comando. Neste caso de comando sem

modulação ou modulação por pulso único cada interruptor do inversor conduz uma única vez no período de funcionamento. Observando-se a Fig. 3.8 nota-se que cada comutação ocorre a cada 60° . Logo no instante t_2 , $t = T/6$:

$$\Delta t_{21} = t_2 - t_1 = \frac{T}{6} - \tau \cdot \ln(1 - 3\bar{I}_1) \quad (3.24)$$

Substituindo (3.24) em (3.23), obtém-se (3.25).

$$\bar{I}_2 = \overline{i_a(t_2)} = \frac{1}{3} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{6\tau}} \right) + \bar{I}_1 \cdot e^{-\frac{T}{6\tau}} \quad (3.25)$$

3.4.2 - SEGUNDA ETAPA (t_2 , t_3)

A condição inicial para a segunda etapa é: $\{i_a(t_2) = I_2$

Do circuito equivalente da segunda etapa obtém-se as seguintes expressões:

$$R \cdot i_a(t) + L \cdot \frac{di_a(t)}{dt} - R \cdot i_b(t) - L \cdot \frac{di_b(t)}{dt} = E \quad (3.26)$$

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (3.27)$$

$$i_b(t) = i_c(t) \quad (3.28)$$

Substituindo as expressões (3.27) e (3.28) em (3.26) e resolvendo-se a equação diferencial obtém-se:

$$i_a(t) = \frac{2}{3} \cdot \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{Rt}{L}} \right) + I_2 \cdot e^{-\frac{Rt}{L}} \quad (3.29)$$

Multiplicando a expressão (3.29) por R/E e fazendo $\tau = L/R$, obtém-se a corrente na fase a parametrizada em função da relação R/E e τ .

$$\overline{i_a(t)} = \frac{i_a(t) \cdot R}{E} = \frac{2}{3} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + \bar{I}_2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.30)$$

Logo podemos escrever a expressão:

$$\bar{I}_3 = \overline{i_a(t_3)} = \frac{2}{3} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\Delta t_{32}}{\tau}} \right) + \bar{I}_2 \cdot e^{-\frac{\Delta t_{32}}{\tau}} \quad (3.31)$$

As demais correntes de linha são iguais a $i_a(t)$, na forma e no valor, mas defasadas de 120° e 240° em relação a esta.

O intervalo de tempo Δt_{32} é definido pelo comando. No instante t_3 , $t = T/3$ e t_2 , $t = T/6$.

$$\Delta t_{32} = t_3 - t_2 = \frac{T}{3} - \frac{T}{6} = \frac{T}{6} \quad (3.32)$$

Substituindo (3.32) em (3.31), obtém-se:

$$\overline{I_3} = \overline{i_a(t_3)} = \frac{2}{3} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{6\tau}} \right) + \overline{I_2} \cdot e^{-\frac{T}{6\tau}} \quad (3.33)$$

3.4.3 - TERCEIRA ETAPA (t_3, t_4)

A condição inicial para a terceira etapa é: $i_a(t_3) = I_3$

Do circuito equivalente da terceira etapa obtém-se as expressões seguintes:

$$R \cdot i_a(t) + L \cdot \frac{di_a(t)}{dt} - R \cdot i_b(t) - L \cdot \frac{di_b(t)}{dt} = E \quad (3.34)$$

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (3.35)$$

$$i_a(t) = i_b(t) \quad (3.36)$$

Substituindo as expressões (3.35) e (3.36) em (3.34) e resolvendo-se a equação diferencial obtém-se:

$$i_a(t) = \frac{1}{3} \cdot \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{Rt}{L}} \right) + I_3 \cdot e^{-\frac{Rt}{L}} \quad (3.37)$$

As demais correntes de linha são iguais a $i_a(t)$, na forma e no valor, mas defasadas de 120° e 240° em relação a esta.

Multiplicando a expressão (3.37) por R/E e fazendo $\tau = L/R$, obtém-se a corrente na fase a parametrizada em função da relação R/E e τ .

$$\overline{i_a(t)} = \frac{i_a(t) \cdot R}{E} = \frac{1}{3} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + \overline{I_3} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.38)$$

Logo podemos escrever a seguinte expressão:

$$\bar{I}_4 = \overline{i_a(t_4)} = \frac{1}{3} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\Delta t_{43}}{\tau}} \right) + \bar{I}_3 \cdot e^{-\frac{\Delta t_{43}}{\tau}} \quad (3.39)$$

O intervalo de tempo Δt_{43} é definido pelo comando. No instante t_4 , $t = T/2$ e t_3 , $t = T/3$.

$$\Delta t_{43} = t_4 - t_3 = \frac{T}{2} - \frac{T}{3} = \frac{T}{6} \quad (3.40)$$

Substituindo (3.40) em (3.39), obtém-se:

$$\bar{I}_4 = \overline{i_a(t_4)} = \frac{1}{3} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{6\tau}} \right) + \bar{I}_3 \cdot e^{-\frac{T}{6\tau}} \quad (3.41)$$

3.5 - CONDIÇÕES INICIAIS

Nesta seção determinar-se-á as condições iniciais. Para isso usar-se-á equações parametrizadas.

Substituindo (3.25) em (3.31), obtém-se (3.42).

$$\bar{I}_3 = \frac{2}{3} - \frac{1}{3} \cdot e^{-\frac{T}{6\tau}} - \frac{1}{3} \cdot e^{-\frac{T}{3\tau}} + \bar{I}_1 \cdot e^{-\frac{T}{3\tau}} \quad (3.42)$$

Substituindo-se (3.42) em (3.39), obtém-se (3.43).

$$\bar{I}_4 = \frac{1}{3} + \frac{1}{3} \cdot e^{-\frac{T}{6\tau}} - \frac{1}{3} \cdot e^{-\frac{T}{3\tau}} - \frac{1}{3} \cdot e^{-\frac{T}{2\tau}} + \bar{I}_1 \cdot e^{-\frac{T}{2\tau}} \quad (3.43)$$

Pela simetria do conversor $I_4 = -I_1$, substituindo-se em (3.43) obtém-se a condição inicial I_1 . A expressão que define I_1 é dada por:

$$\bar{I}_1 = -\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{1 + e^{-\frac{T}{6\tau}} - e^{-\frac{T}{3\tau}} - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right) \quad (3.44)$$

Substituindo-se (3.43) em (3.25) e (3.42), obtém-se as expressões (3.45) e (3.46), que são as condições iniciais I_2 e I_3 , respectivamente.

$$\overline{I_2} = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{2 \cdot e^{\frac{-T}{2\tau}} - 2 \cdot e^{\frac{-T}{6\tau}} + e^{\frac{-T}{3\tau}} - e^{\frac{-2T}{3\tau}}}{1 + e^{\frac{-T}{2\tau}}} \right) \quad (3.45)$$

$$\overline{I_3} = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{1 + 3 \cdot e^{\frac{-T}{2\tau}} - 2 \cdot e^{\frac{-T}{6\tau}} - e^{\frac{-2T}{3\tau}} - e^{\frac{-5T}{6\tau}}}{1 + e^{\frac{-T}{2\tau}}} \right) \quad (3.46)$$

3.6 - ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

3.6.1 - CORRENTES DE PICO E MÉDIA NOS DIODOS EM ANTIPARALELO COM OS INTERRUPTORES ATIVOS

A partir das formas de onda apresentadas na Fig. 3.8 verifica-se que a corrente de pico parametrizada nos diodos ocorre em t_4 , $t = T/2$ e é dada por:

$$\overline{I_{D_{pico}}} = \overline{I_4} = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{1 + e^{\frac{-T}{6\tau}} - e^{\frac{-T}{3\tau}} - e^{\frac{-T}{2\tau}}}{1 + e^{\frac{-T}{2\tau}}} \right) \quad (3.47)$$

Cada diodo em anti-paralelo com os interruptores ativos conduzem durante o intervalo Δt_{10} dado por:

$$\Delta t_{10} = t_1 = \tau \cdot \ln(1 - 3\overline{I_1}) \quad (3.48)$$

Desta maneira a corrente média nos diodos é dada pela expressão (1.49).

$$\overline{I_{D_{medio}}} = \frac{\tau}{T} \cdot \left(\frac{1}{3} \cdot \ln \left(\frac{2 + e^{\frac{-T}{6\tau}} - e^{\frac{-T}{3\tau}}}{1 + e^{\frac{-T}{2\tau}}} \right) + \frac{\tau}{3} + \frac{\tau}{3} \cdot \left(\frac{1 + e^{\frac{-T}{6\tau}} - e^{\frac{-T}{3\tau}} - e^{\frac{-T}{2\tau}}}{2 + e^{\frac{-T}{6\tau}} - e^{\frac{-T}{3\tau}}} \right) + \right. \quad (3.49)$$

$$\left. + \frac{\tau}{3} \cdot \left(\frac{1 + e^{\frac{-T}{2\tau}}}{2 + e^{\frac{-T}{6\tau}} - e^{\frac{-T}{3\tau}}} \right) - \frac{\tau}{3} \cdot \left(\frac{1 + e^{\frac{-T}{6\tau}} - e^{\frac{-T}{3\tau}} - e^{\frac{-T}{2\tau}}}{1 + e^{\frac{-T}{2\tau}}} \right) \right)$$

3.6.2 - CORRENTE DE PICO, MÉDIA E EFICAZ NOS INTERRUPTORES ATIVOS

A partir das formas de onda mostradas Fig. 3.8 verifica-se que a corrente de pico parametrizada nos interruptores ativos ocorre em t_3 , $t = T/3$ e é dada pela expressão (3.50).

$$\overline{I_{S_{pico}}} = \overline{I_3} = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{1 + 3 \cdot e^{\frac{-T}{2\tau}} - 2 \cdot e^{\frac{-T}{6\tau}} - e^{\frac{-2T}{3\tau}} - e^{\frac{-5T}{6\tau}}}{1 + e^{\frac{-T}{2\tau}}} \right) \quad (3.50)$$

Cada interruptor ativo conduz metade da corrente em cada fase menos o intervalo de condução do diodo em anti-paralelo, que é dado por Δt_{10} . Assim a corrente média parametrizada nos interruptores ativos é dada por (3.51).

$$\overline{I_{S_{medio}}} = \frac{1}{T} \cdot \left(\begin{array}{l} \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{T}{6} - \tau \cdot \ln(1 - 3 \cdot \overline{I_1}) \right) + \frac{T}{3} + \frac{\tau \cdot e^{\frac{-T}{6\tau}}}{3} - \frac{\tau}{3} \cdot \left(\frac{1 + e^{\frac{-T}{2\tau}}}{2 + e^{\frac{-T}{6\tau}} - e^{\frac{-T}{3\tau}}} \right) \\ - \tau \cdot \left(\overline{I_2} - \frac{2}{3} \right) \cdot \left(e^{\frac{-T}{3\tau}} - e^{\frac{-T}{6\tau}} \right) - \tau \cdot \left(\overline{I_3} - \frac{1}{3} \right) \cdot \left(e^{\frac{-T}{2\tau}} - e^{\frac{-T}{3\tau}} \right) \end{array} \right) \quad (3.51)$$

A expressão que define a corrente eficaz parametrizada, nos interruptores ativos é dada por:

$$\overline{I_{S_{eficaz}}^2} = \frac{1}{T} \cdot \left(\begin{array}{l} -\frac{4 \cdot \tau}{3} \cdot \left(\overline{I_2} - \frac{2}{3} \right) \cdot \left(e^{\frac{-T}{3\tau}} - e^{\frac{-T}{6\tau}} \right) - \frac{\tau}{2} \cdot \left(\overline{I_2} - \frac{2}{3} \right)^2 \cdot \left(e^{\frac{-2T}{3\tau}} - e^{\frac{-T}{3\tau}} \right) \\ -\frac{2 \cdot \tau}{3} \cdot \left(\overline{I_3} - \frac{1}{3} \right) \cdot \left(e^{\frac{-T}{2\tau}} - e^{\frac{-T}{3\tau}} \right) - \frac{\tau}{2} \cdot \left(\overline{I_3} - \frac{1}{3} \right)^2 \cdot \left(e^{\frac{-T}{\tau}} - e^{\frac{-2T}{3\tau}} \right) \\ -\frac{\tau}{9} \cdot \ln \left(\frac{2 + e^{\frac{-T}{6\tau}} - e^{\frac{-T}{3\tau}}}{1 + e^{\frac{-T}{2\tau}}} \right) + \frac{2 \cdot \tau \cdot e^{\frac{-T}{6\tau}}}{9} - \frac{2 \cdot \tau}{9} \cdot \left(\frac{1 + e^{\frac{-T}{2\tau}}}{2 + e^{\frac{-T}{6\tau}} - e^{\frac{-T}{3\tau}}} \right) \\ -\frac{\tau}{18} \cdot \left(e^{\frac{-T}{3\tau}} - \left(\frac{1}{1 - 3 \cdot \overline{I_1}} \right)^2 \right) + \frac{T}{9} \end{array} \right) \quad (3.52)$$

3.7 - REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS RESULTADOS DA ANÁLISE

Nesta seção apresenta-se os ábacos de corrente de pico, média e eficaz nos diodos em anti-paralelo com os interruptores ativos, bem como nos próprios interruptores ativos. Todas as correntes estão parametrizadas em função das relações E/R e $\tau = L/R$.

Na Fig. 3.9 é apresentado o ábaco da corrente de pico parametrizada nos diodos em anti-paralelo com os interruptores ativos. Traçou-se o ábaco utilizando-se a expressão (3.47) para dois valores de frequência de operação.

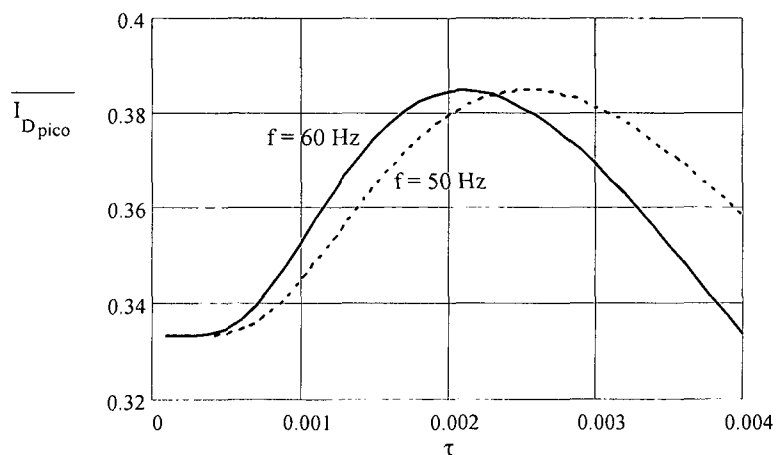


Fig. 3.9 – Corrente de pico parametrizada no diodo em anti-paralelo, em função de τ , tendo o período como parâmetro.

Na Fig. 3.10 é apresentado o ábaco da corrente de pico parametrizada nos interruptores ativos. A expressão (3.50) define a corrente de pico. Plotou-se o ábaco para dois valores de frequência de operação.

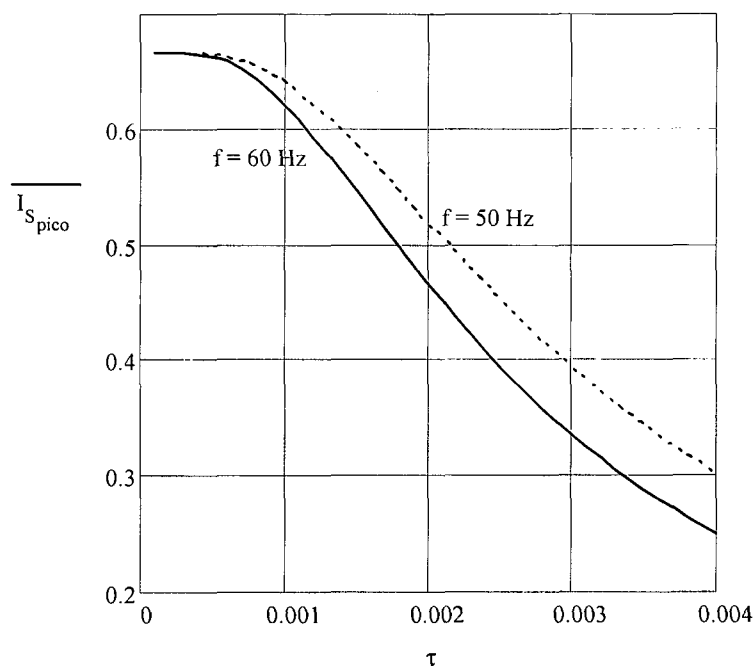


Fig. 3.10 – Corrente de pico parametrizada nos interruptores ativos, em função de τ , tendo o período como parâmetro.

Na Fig. 3.11 é apresentado o ábaco da corrente média parametrizada nos diodos em anti-paralelo. Na Fig. 3.12 é apresentado o ábaco da corrente média parametrizada nos interruptores ativos. Traçou-se o ábaco para dois valores de frequência de operação. As

expressões (3.49) e (3.51) geraram os ábacos da Fig. 3.11 e Fig. 3.12, respectivamente.

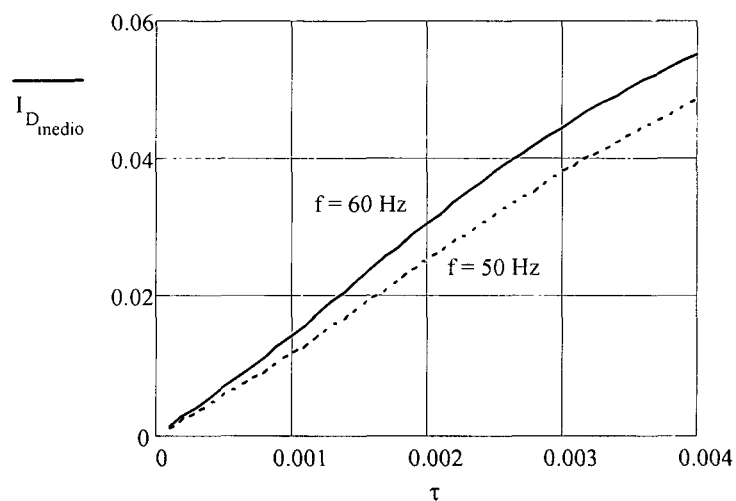


Fig. 3.11 – Corrente média parametrizada no diodo em anti-paralelo, em função de τ , tendo o período como parâmetro.

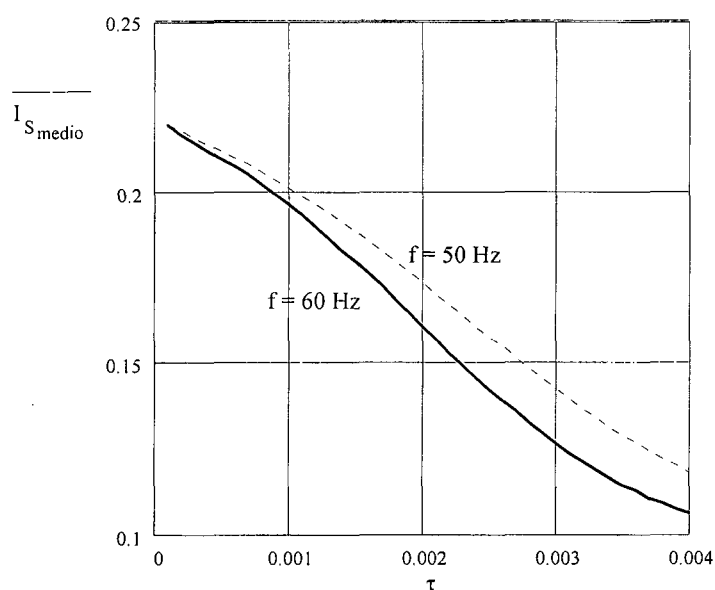


Fig. 3.12 – Corrente média parametrizada no interruptor ativo, em função de τ , tendo o período como parâmetro.

Na Fig. 3.13 tem-se o ábaco correspondente a corrente eficaz parametrizada nos interruptores ativos, em função de τ , tendo o período como parâmetro. A expressão (3.52) descreve os esforços de corrente eficaz nos interruptores ativos.

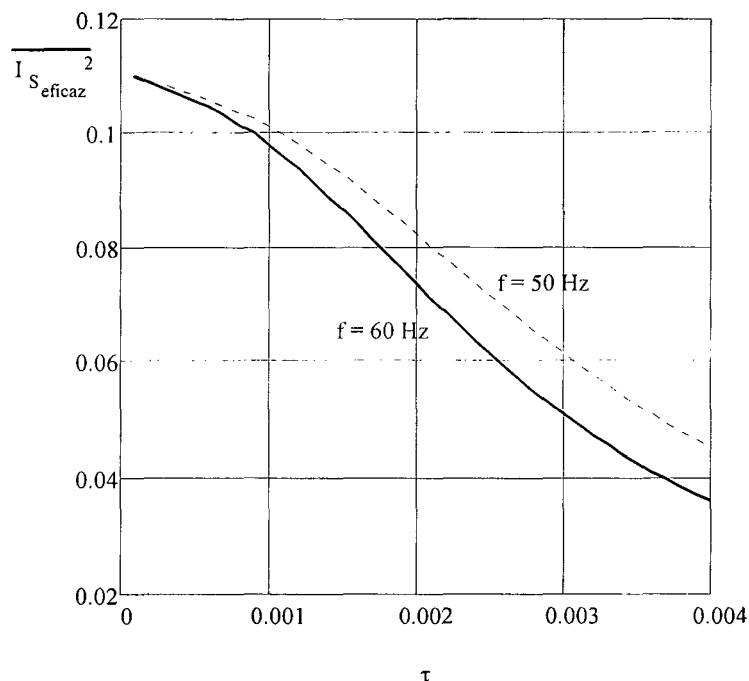


Fig. 3.13 – Corrente eficaz parametrizada no interruptor ativo, em função de τ , tendo o período como parâmetro.

3.8 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR PWM COM QUATRO INTERRUPTORES ATIVOS

Nesta análise inicial, considerar-se o equacionamento sem modulação e o inversor alimentando uma carga resistiva pura. O inversor PWM com 4 interruptores ativos alimentando uma carga resistiva está representado na Fig. 3.14. Na Fig. 3.15 apresenta-se as formas de onda básicas, com a indicação dos intervalos de condução de cada interruptor. Os interruptores foram considerados bidirecionais em corrente e tensão.

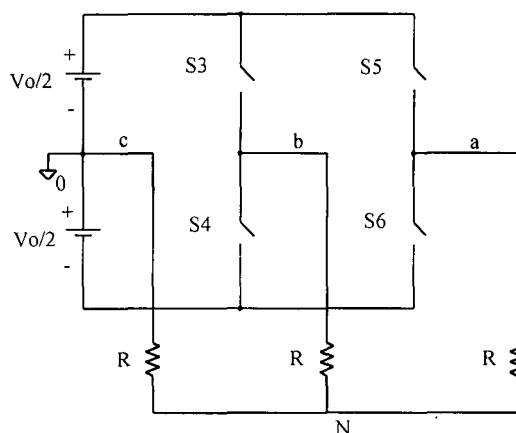


Fig. 3.14 – Inversor de quatro interruptores

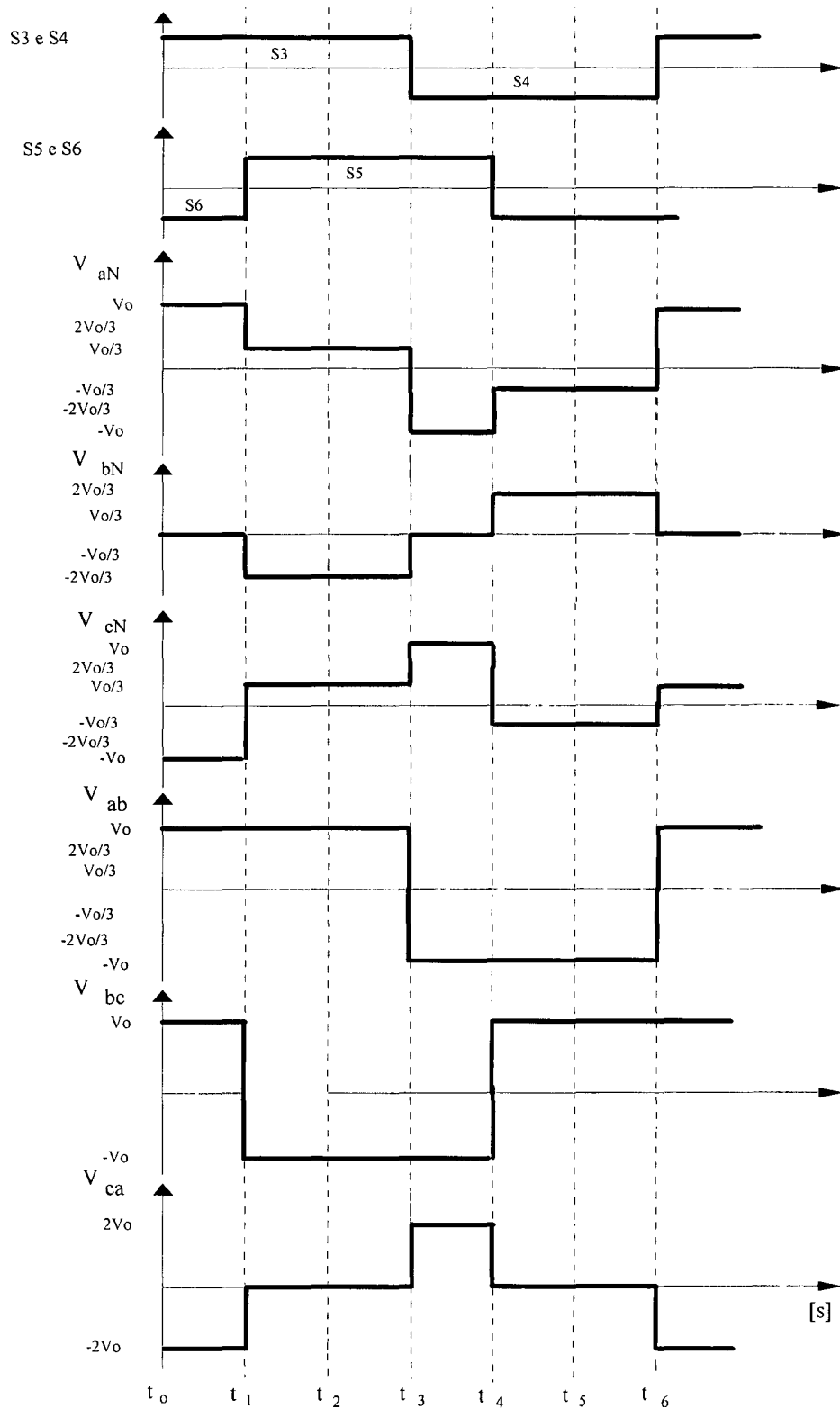


Fig. 3.15 – Formas de onda básicas.

3.8.3 - PRIMEIRA ETAPA (T₀, T₂)

A primeira etapa está representada na Fig. 3.16. Os interruptores S_3 e S_6 são habilitados a conduzir a corrente de carga. Esta etapa termina quando o interruptor S_5 é comandado a conduzir, entrando em condução no instante t_2 .

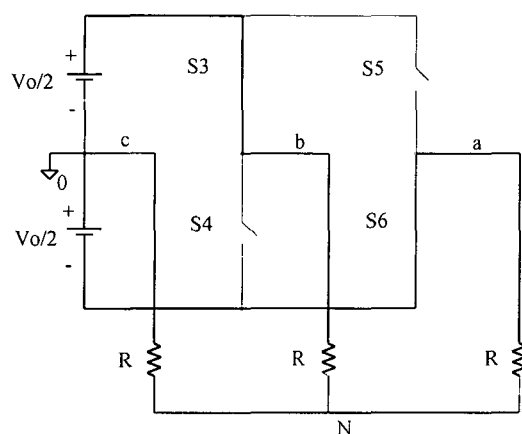


Fig. 3.16 – Primeira etapa.

3.8.4 - SEGUNDA ETAPA (t₂, t₃)

Esta etapa tem-se início quando o interruptor S_5 é comandado a conduzir no instante t_2 . Os interruptores S_3 e S_5 conduzem a corrente de carga. Esta etapa termina no instante t_3 , quando o interruptor S_3 é bloqueado e o interruptor S_4 é comandado a conduzir. Na Fig. 3.17 está representada esta etapa.

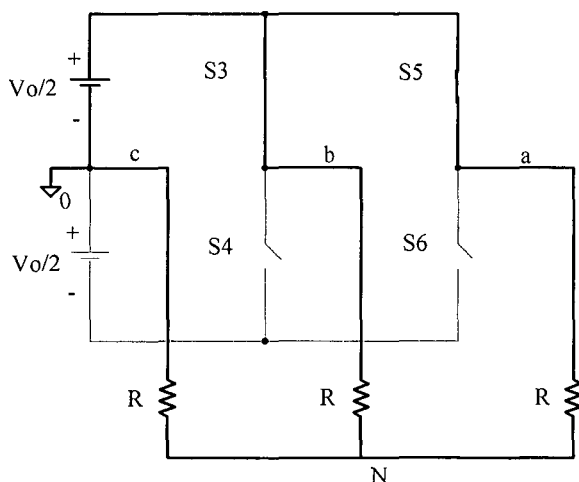


Fig. 3.17 – Segunda etapa.

3.8.5 - TERCEIRA ETAPA (t_3, t_4)

Esta etapa de funcionamento está representada na Fig. 3.18. Os interruptores $S4$ e $S5$ conduzem a corrente de carga. Esta etapa termina no instante t_4 , quando o interruptor $S5$ é bloqueado e o interruptor $S6$ é comandado a conduzir.

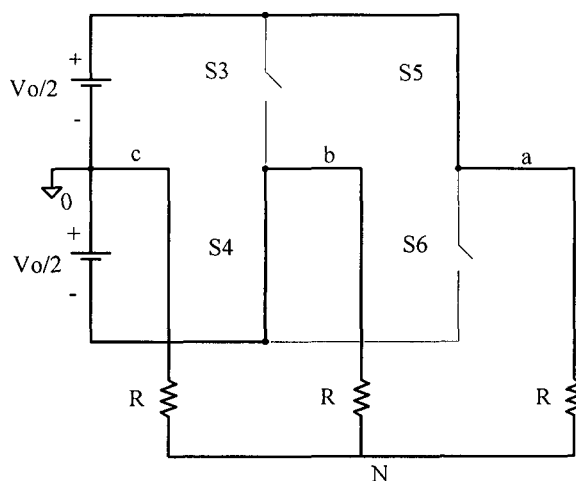


Fig. 3.18 – Terceira etapa.

3.8.6 - QUARTA ETAPA (t_4, t_5)

Na Fig. 3.19 está representada a quarta etapa de funcionamento. No instante t_4 , o interruptor $S2$ é comandado a conduzir. Os interruptores $S2, S3$ e $S6$ conduzem a corrente de carga. Esta etapa termina no instante t_5 , quando o interruptor $S5$ é comandado a conduzir e o interruptor $S6$ é bloqueado.

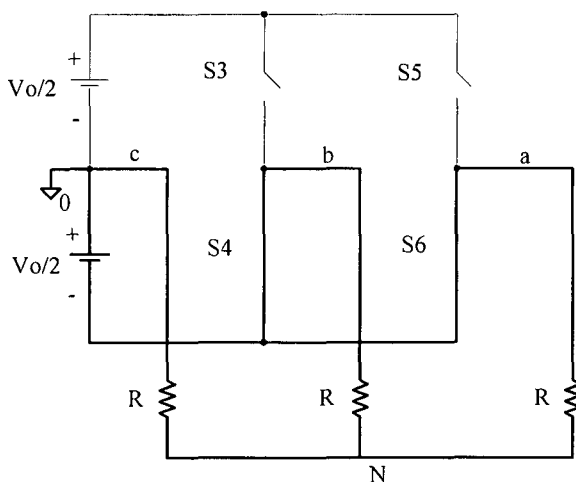


Fig. 3.19 – Quarta etapa.

3.9 - ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DO INVERSOR TRIFÁSICO

Nesta seção apresenta-se o equacionamento dos esforços de corrente nos semicondutores do inversor constituído por 4 interruptores. Será considerada uma carga indutiva, e o comando dos interruptores é realizado com modulação do tipo unipolar. Na Fig. 3.20 está representado o inversor PWM trifásico.

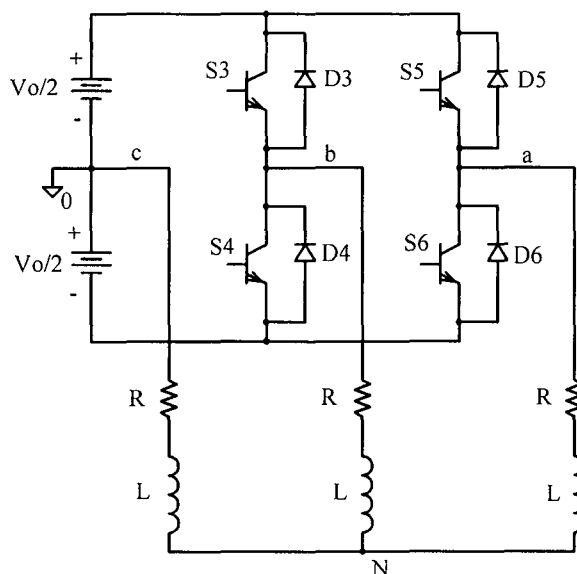


Fig. 3.20 – Inversor de quatro interruptores, com carga indutiva.

Devido à alta frequência de comutação, em relação à frequência de modulação, no cálculo dos valores médios e eficazes instantâneos das correntes que circulam através dos interruptores, considera-se que a forma de onda da corrente não varie durante dois períodos de comutação e a razão cíclica seja fixa, conforme Fig. 3.21.

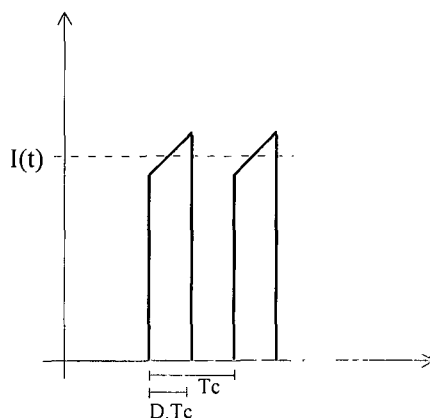


Fig. 3.21 – Detalhe da corrente nos interruptores.

Para o equacionamento utiliza-se uma modulação do tipo unipolar. Desta maneira pode-se escrever a razão cíclica de funcionamento do primeiro braço do inversor como sendo:

$$d_3(w_o t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot m_o \cdot \text{sen}(w_o t) \quad (3.53)$$

O índice de modulação do inversor (m_o) é definido pela expressão (3.54).

$$m_o = \frac{2 \cdot V_p}{V_o} \quad (3.54)$$

onde:

V_p : valor de pico da tensão de linha da saída

Por conseguinte escreve-se a razão cíclica de funcionamento do outro braço do inversor como sendo:

$$d_4(w_o t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot m_o \cdot \text{sen}(w_o t - \frac{\pi}{3}) \quad (3.55)$$

No inversor considera-se alimentando uma carga indutiva, desta maneira rescreve-se as expressões (3.53) e (3.55) como sendo:

$$D_3(w_o t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot m_o \cdot \text{sen}(w_o t + \alpha) \quad (3.56)$$

$$D_4(w_o t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot m_o \cdot \text{sen}(w_o t + \alpha - \frac{\pi}{3}) \quad (3.57)$$

onde:

α : defasagem angular da carga.

As tensões de fase-neutro podem ser expressas pelas expressões (3.58), (3.59) e (3.60).

$$V_{AN}(w_0t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_o \cdot m_o}{6} \cdot \cos(w_0t - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.58)$$

$$V_{BN}(w_0t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_o \cdot m_o}{6} \cdot \cos(w_0t + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.59)$$

$$V_{CN}(w_0t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_o \cdot m_o}{6} \cdot \cos(w_0t) \quad (3.60)$$

3.9.1 - CORRENTE MÉDIA NOS INTERRUPTORES S3 E S4

A corrente média, em um período de comutação, para os interruptores ativos S3 e S4, é representada pela expressão (3.61).

$$I_{Smed_{mv}} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_c} I \cdot dt \quad (3.61)$$

Resolvendo-se a expressão (3.61) obtêm-se a expressão da corrente média nos interruptores ativos em um período de comutação.

$$I_{Smed_{mv}} = I \cdot D_3 \quad (3.62)$$

No período de comutação considerou-se constante o valor da corrente de carga $I(t)$, porém no período da carga a corrente $I(t)$ evolui de forma senoidal. Desta maneira escreve-se a expressão (3.63).

$$I(w_0t) = I_{P_{mv}} \cdot \text{sen}(w_0t) \quad (3.63)$$

onde:

$I_{P_{inv}}$: valor de pico da corrente de carga.

A corrente média nos interruptores, para um período da rede, é dada por:

$$I_{Smedio_{mv}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I(w_0t) \cdot D_3(w_0t) \cdot dw_0t \quad (3.64)$$

Resolvendo-se a expressão (3.64) obtêm-se (3.65). A expressão (3.65) representa a corrente média nos interruptores ativos em um período da carga.

$$I_{Smédio_{inv}} = I_{P_{inv}} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{m_o \cdot \cos(\alpha)}{4} \right) \quad (3.65)$$

3.9.2 - CORRENTE EFICAZ NOS INTERRUPTORES ATIVOS

A corrente eficaz em um período de comutação, para os interruptores $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$ é representada pela expressão (3.66).

$$I_{Sef_{inv}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_c} I^2 \cdot dt} \quad (3.66)$$

Resolvendo-se a expressão (3.67) obtêm-se:

$$I_{Sef_{inv}} = I \sqrt{D_3} \quad (3.67)$$

A corrente eficaz nos interruptores para um período da rede é dada pela expressão (3.68).

$$I_{Seficaz_{inv}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} I^2(\omega_o t) \cdot D_3(\omega_o t) \cdot d\omega_o t} \quad (3.68)$$

Resolvendo-se a expressão (3.68) obtêm-se a corrente eficaz nos interruptores $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$, para a freqüência da fundamental da carga.

$$I_{Seficaz_{inv}} = I_{P_{inv}} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{m_o \cdot \cos(\alpha)}{3 \cdot \pi}} \quad (3.69)$$

3.9.3 - CORRENTE MÉDIA NOS DIODOS

A corrente média nos diodos em anti-paralelo com os interruptores ativos, para um período de comutação é representada pela expressão (3.70).

$$I_{Dmed_{inv}} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_c}^{t_o} I \cdot dt \quad (3.70)$$

Resolvendo-se a expressão (3.70) obtêm-se a expressão da corrente média nos diodos $D3$, $D4$, $D5$ e $D6$, para um período de comutação.

$$I_{Dmed_{inv}} = I \cdot (1 - D_3) \quad (3.71)$$

A corrente média nos diodos para um período da carga é dada por:

$$I_{Dmédia_{inv}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I(w_o t) \cdot (1 - D_3(w_o t)) \cdot dw_o t \quad (3.72)$$

Resolvendo-se a expressão (3.72) obtêm-se (3.73). A expressão (3.73) representa a corrente média nos diodos em anti-paralelo com os interruptores ativos, para um período da carga.

$$I_{Dmédia_{inv}} = I_{P_{inv}} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{m_o \cdot \cos(\alpha)}{8} \right) \quad (3.73)$$

3.9.4 - CORRENTE EFICAZ NOS DIODOS

A corrente eficaz nos diodos $D3$, $D4$, $D5$ e $D6$ é representada pela expressão (3.74).

$$I_{Def_{inv}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_c}^{t_v} I^2 \cdot dt} \quad (3.74)$$

Resolvendo-se a expressão (3.74) obtêm-se a corrente eficaz para um período de comutação.

$$I_{Def_{inv}} = I \cdot \sqrt{(1 - D_3)} \quad (3.75)$$

A corrente eficaz nos diodos do inversor trifásico para um período da carga é dada pela expressão (3.76).

$$I_{Def_{inv}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} I^2(w_o t) \cdot (1 - D_3(w_o t)) \cdot dw_o t} \quad (3.76)$$

Resolvendo-se a expressão (3.76) obtêm-se a corrente eficaz nos diodos $D3$, $D4$, $D5$ e $D6$, para a freqüência fundamental da carga trifásica. Dada pela expressão (3.77).

$$I_{Deficaz_{inv}} = I_{P_{inv}} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{m_o \cdot \cos(\alpha)}{3 \cdot \pi}} \quad (3.77)$$

3.10 - REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Nesta seção são apresentados os ábacos de corrente média e eficaz nos diodos em anti-paralelo com os interruptores ativos, bem como nos próprios interruptores ativos, para

o inversor trifásico. Todas as correntes estão parametrizadas em função da corrente de pico ($I_{P_{inv}}$).

Na Fig. 3.22 apresenta-se o ábaco da corrente média parametrizada nos interruptores $S1$ e $S2$. Traçou-se o ábaco utilizando-se a expressão (3.65) para diferentes valores do índice de modulação da saída.

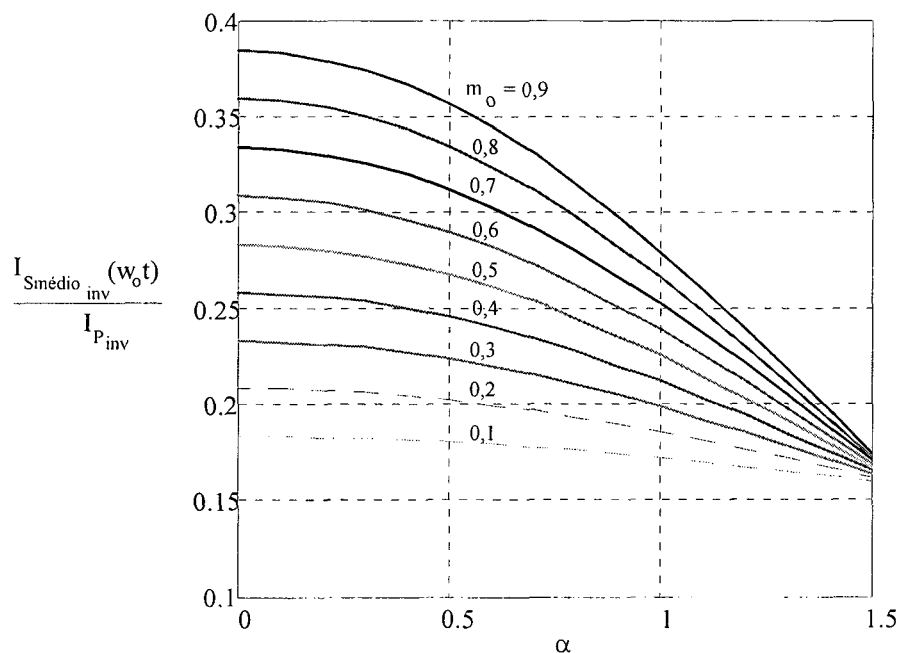


Fig. 3.22 – Corrente média nos interruptores, parametrizada em função de $I_{P_{inv}}$.

Na Fig. 3.22 é apresentado o ábaco da corrente média parametrizada nos diodos em anti-paralelo com os interruptores ativos. A expressão (3.73) define a corrente média. Plotou-se ábaco em função do índice de modulação m_o .

3.11 - PROJETO DO INVERSOR

Nesta seção apresenta-se o projeto da parte de potência e de controle, para o inversor PWM utilizando quatro interruptores ativos. Esta topologia foi escolhida para o dimensionamento completo, uma vez que foi a que decidiu-se utilizar em laboratório, para montagem de protótipo.

3.11.1 - ESPECIFICAÇÕES

Para a construção de um protótipo experimental, as seguintes especificações devem, a priori, ser fornecidas:

- Tensão de saída: $V_L = 220 \text{ V (fase-fase)}$;
- Freqüência de saída: $f_{saida} = 60 \text{ Hz}$
- Índice de modulação: $m_o = 0,9$
- Freqüência de comutação do inversor: $f_S = 23 \text{ kHz}$
- Potência de saída: $S_{tri} = 2000 \text{ kVA}$
- Fator de Potência da carga: $FP = 0,8$

3.11.2 - GRANDEZAS GERAIS

A partir das especificações acima faz-se cálculos de algumas grandezas gerais de projeto. Para isso considera-se a carga ligada em delta.

Corrente eficaz de fase:

$$i_{ab_{ef}} = \frac{S_{tri}/3}{V_{ab_{ef}}} \quad (3.78)$$

Substituindo-se as especificações apresentadas na Equação (2.42), tem-se:

$$i_{ab_{ef}} = \frac{2000/3}{220} = 3,03 \text{ A} \quad (3.79)$$

Corrente eficaz de linha:

$$i_{a_{ef}} = \sqrt{3} \cdot i_{ab_{ef}} \quad (3.80)$$

Substituindo-se as especificações apresentadas na Equação (2.44), tem-se:

$$i_{a_{ef}} = \sqrt{3} \cdot 3,03 = 5,25 \text{ A} \quad (3.81)$$

A corrente de pico de linha é dada por:

$$I_{p_{mv}} = \sqrt{2} \cdot i_{a_{ef}} = 7,42 \text{ A} \quad (3.82)$$

3.11.3 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES

Nesta seção serão quantificados os esforços de corrente e tensão nos interruptores ativos e passivos do inversor. Algumas características deste conversor tem maior influência na escolha dos interruptores controláveis e passivos, com por exemplo, a tensão máxima a que estão submetidos. A escolha dos interruptores deve satisfazer os esforços máximos que podem ser determinados pelo equacionamento apresentado no item 3.9.

Dimensionamento dos interruptores ativos

A partir da Equação (3.65), calcula-se a corrente média nos interruptores ativos. Calcula-se para a pior situação, quando o índice de modulação de saída é máximo.

$$I_{Smédiov_{inv}} = 7,42 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{0,9 \cdot 0,8}{8} \right) = 1,84 A \quad (3.83)$$

Da mesma forma, com o auxílio da Equação (3.69), calcula-se a corrente eficaz para a máxima razão cíclica.

$$I_{Seficaz_{inv}} = 7,42 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{0,9 \cdot 0,8}{3 \cdot \pi}} = 3,32 A \quad (3.84)$$

Dimensionamento dos interruptores passivos

A partir da Equação (3.73), calcula-se a corrente média nos interruptores passivos. Calcula-se para a pior situação, quando o índice de modulação de saída é mínimo.

$$I_{Dmédiov_{inv}} = 7,42 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{0,9 \cdot 0,8}{8} \right) = 0,521 A \quad (3.85)$$

Da mesma forma, com o auxílio da Equação (3.77), calcula-se a corrente eficaz para a mínima razão cíclica.

$$I_{Deficaz_{inv}} = 7,42 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{0,9 \cdot 0,8}{3 \cdot \pi}} = 1,65 A \quad (3.86)$$

3.11.4 - CÁLCULO TÉRMICO

No cálculo térmico, optou-se pela utilização de um único dissipador para todos os semicondutores.

As perdas por condução para os interruptores ativos e passivos devem ser determinadas com a tensão de condução obtida no catálogo do fabricante:

$$P_{Cond_s} = V_{CE(on)} \cdot I_{Smedio,mv} \quad (3.87)$$

Substituindo-se os dados na Equação (2.85), e considerando $V_{GE} = 15 \text{ V}$, tem-se:

$$P_{Cond_s} = 1,2 \cdot 1,84 = 2,208W \quad (3.88)$$

Neste caso de quatro interruptores ativos, tem-se:

$$P_{TCond_s} = 4 \cdot 1,84 = 7,36W \quad (3.89)$$

As perdas em comutação podem ser calculadas a partir dos ábacos disponíveis no manual do fabricante. Desta maneira tem-se:

$$P_{Com_s} = E_{ner} \cdot f_s \quad (3.90)$$

Substituindo-se os dados na Equação (2.88), e considerando $E_{ner} = 0,3 \text{ mJ}$, tem-se:

$$P_{Com_s} = 0,3 \cdot 10^{-3} \cdot 23 \cdot 10^3 = 6,9W \quad (3.91)$$

Neste caso de quatro interruptores ativos, tem-se:

$$P_{TCom} = 4 \cdot 6,9 = 27W \quad (3.92)$$

3.11.5 - DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Para o controle do inversor PWM utilizando quatro interruptores ativos, optou-se por um controle em malha aberta. Para isso utilizou-se um circuito gerador de onda triangular e um defasador para gerar a onda senoidal atrasada de 60° . Estes circuitos estão destacados na Fig. 3.23.

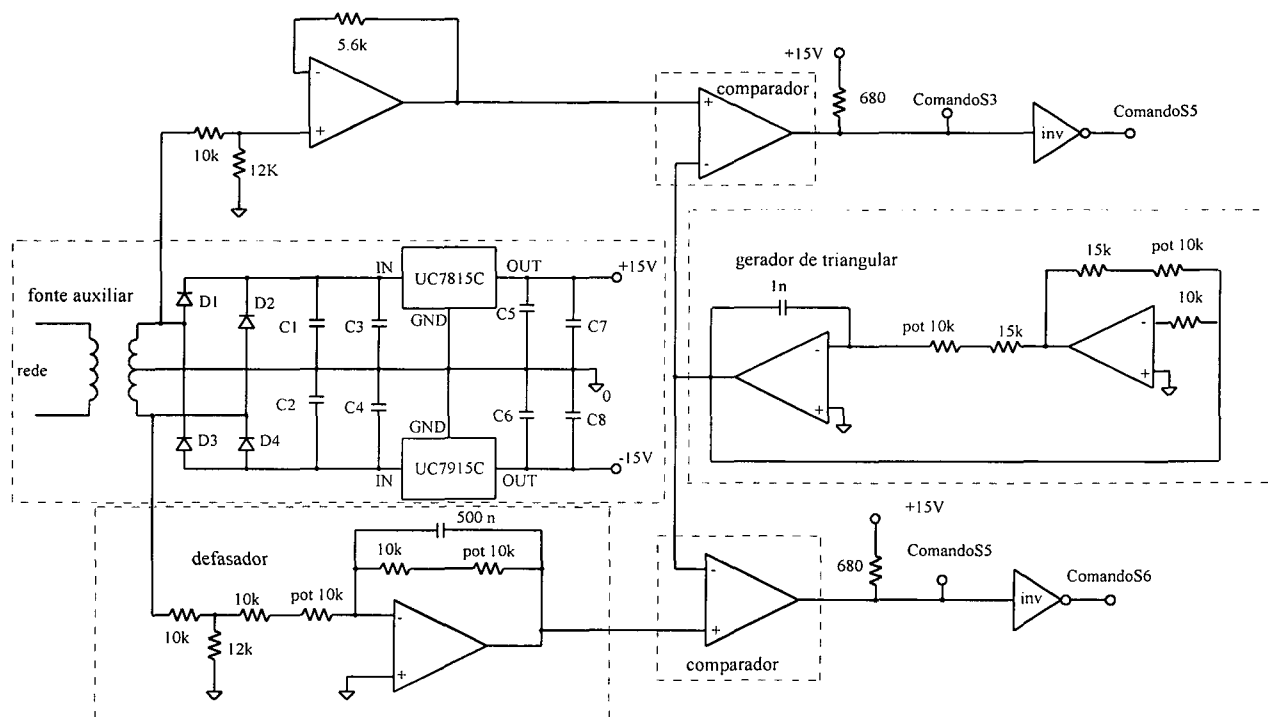


Fig. 3.23 – Esquema de controle do inversor.

3.12 - CONCLUSÃO

Este capítulo tratou do equacionamento dos inversores PWM com quatro e seis interruptores ativos. Para o inversor com seis interruptores ativos, utilizado na topologia convencional, apresentou-se o equacionamento das etapas de funcionamento e também os esforços de corrente nos interruptores. Para isso utilizou-se uma modulação de 180° .

Para o inversor PWM com quatro interruptores ativos, utilizou-se uma modulação PWM senoidal. Esse conversor foi o escolhido para a experimentação em laboratório. Dessa maneira fez-se o seu equacionamento necessário para montagem do protótipo. Assim, mostrou-se os esforços de corrente no interruptores, os circuitos necessários para o controle da estrutura e o cálculo térmico.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL

4.1 - INTRODUÇÃO

É objetivo deste capítulo a apresentação dos resultados de simulações e experimentais para o projeto de um conversor monofásico – trifásico, sendo a estrutura proposta por *Enjeti* a utilizada.

Serão mostradas as simulações numéricas do conversor, utilizando os próprios modelos ou similares dos componentes reais anteriormente especificados. Estas simulações são realizadas com o intuito de validar o equacionamento realizado nos capítulos anteriores. Os resultados experimentais serão obtidos, a partir de um protótipo montado em laboratório, o qual utiliza os componentes especificados. O retificador de entrada, um pré-regulador boost, foi controlado em malha fechada. O inversor com quatro interruptores ativos foi controlado em malha aberta, com uma modulação PWM senoidal.

4.1.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A fim de se confirmar a análise teórica e verificar o comportamento do conversor, foi feita uma simulação digital do circuito de potência. Para o controle utilizado para a simulação implementou-se apenas a malha de corrente, com os respectivos circuitos auxiliares, tal como o retificador de precisão. O circuito simulado está apresentado na Fig. 4.1.

Os principais parâmetros utilizados são apresentados na Tabela 4-1. Os modelos dos componentes utilizados são similares aos especificados no projeto das estruturas, mostrado nos capítulos anteriores.

Tabela 4-1 – Principais parâmetros de simulação

Descrição	Valor
Frequência de comutação do retificador	20 kHz
Frequência de comutação do inversor	23 kHz
Tensão de entrada	220 V
Tensão de saída trifásica	220 V (fase-fase)
Potência da carga	2 kVA
Fator de deslocamento da carga	0,8

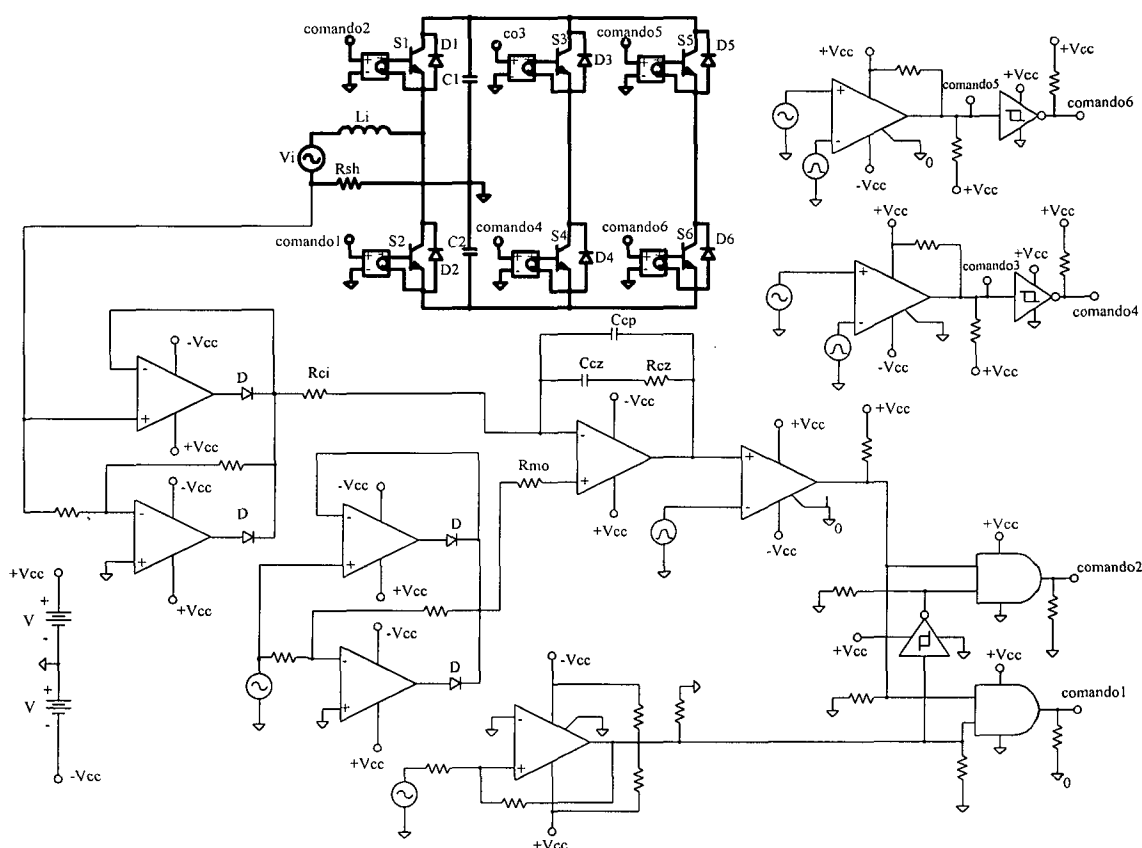


Fig. 4.1 – Circuito simulado.

Na Fig. 4.2 estão representadas as formas de onda da tensão e da corrente de entrada. Pode-se notar que a corrente está em fase com a tensão e possui baixo conteúdo harmônico. O fator de potência obtido foi de 0,985 com uma taxa de distorção harmônica de 8,7 % na corrente de entrada. Verifica-se que a corrente de entrada apresenta pequenas distorções nas passagens por zero das correntes. Estas distorções são causadas pelo baixo valor presente na referência de corrente quando acontece o cruzamento por zero, levando a uma limitação na taxa de crescimento da corrente.

Na Fig. 4.3 está apresentada a análise harmônica da corrente de entrada para as condições nominais de projeto.

Na Fig. 4.4 está representada a forma de onda da tensão nos capacitores C1 e C2. Nota-se que as tensões estão equilibradas. O barramento contínuo foi projetado para uma tensão de 700 V. Verifica-se que após o transitório as tensões de saída dos capacitores C1 e C2 atingem 350 V com uma ondulação perfeitamente aceitável para um estágio pré-regulador do fator de potência.

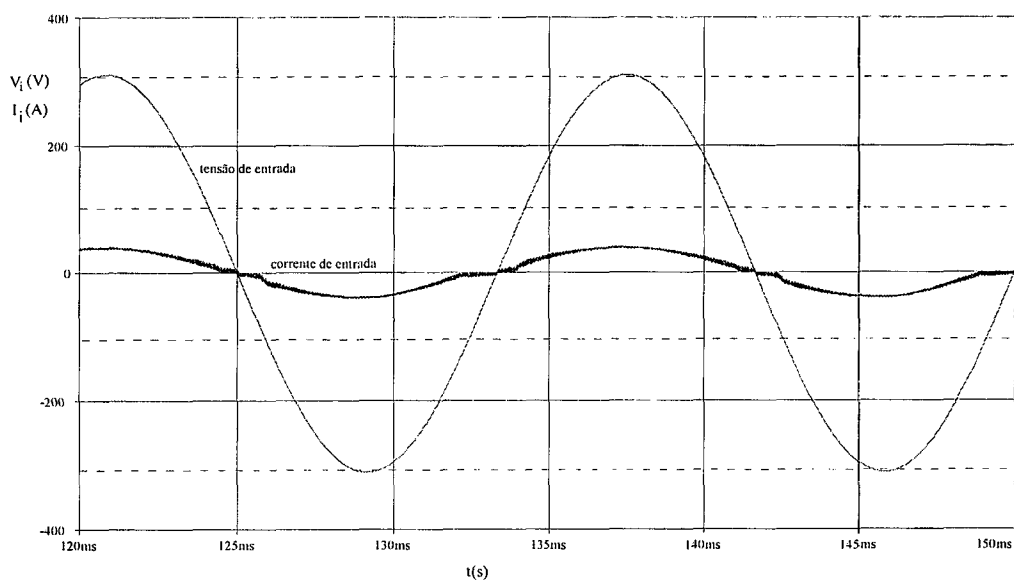


Fig. 4.2 – Tensão e corrente de entrada.

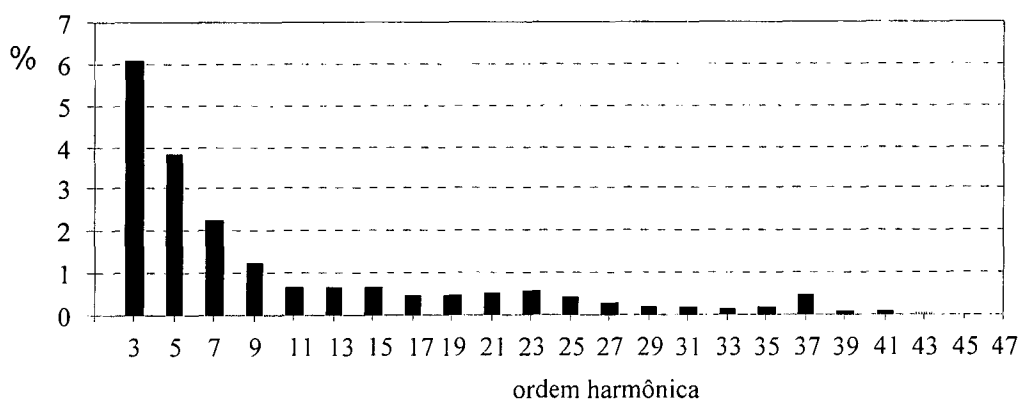


Fig. 4.3 – Análise harmônica da corrente de entrada.

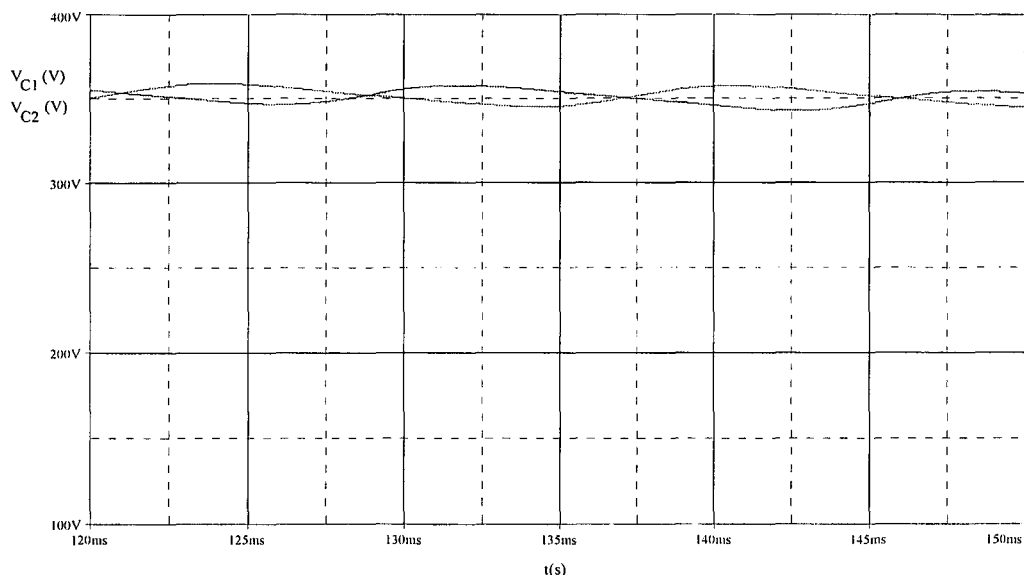


Fig. 4.4 – Tensões nos capacitores do barramento contínuo

A Fig. 4.5 mostra a forma de onda da corrente no interruptor ativo S1 e no interruptor passivo D1. A forma de onda de corrente no interruptor S1 representa o funcionamento para o semi-ciclo negativo da tensão de entrada e no interruptor D1 para o semi-ciclo positivo da tensão de entrada. No semi-ciclo positivo os interruptores S2 e D1 comutam entre si. No semi-ciclo negativo são os interruptores S1 e D2 que comutam entre si.

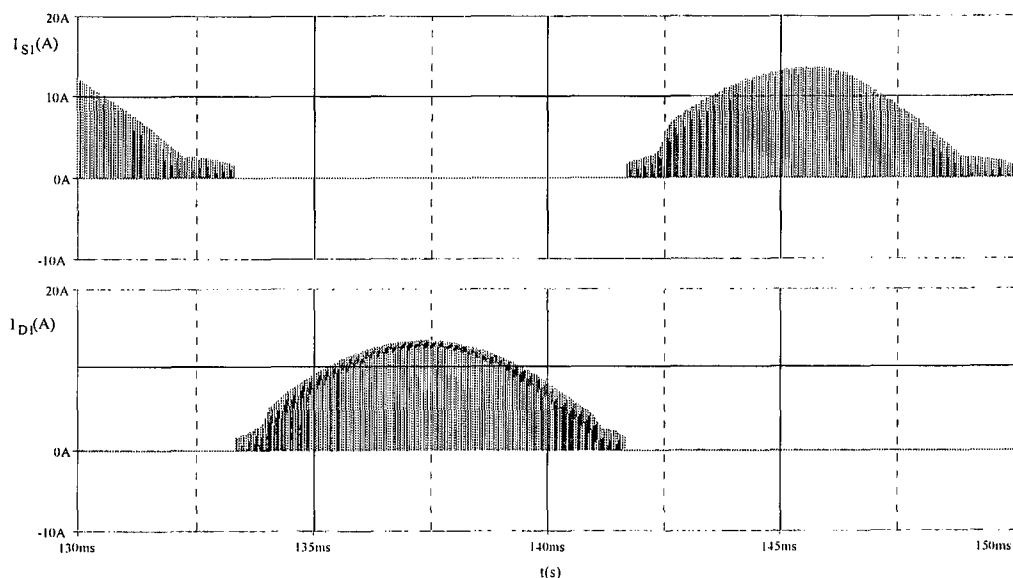


Fig. 4.5 – Corrente no interruptor ativo S1 e no interruptor passivo D1.

Na Fig. 4.6 estão apresentados os esforços de corrente média nos interruptores S1 e D1, esta forma de onda tem como objetivo comprovar os estudos teóricos realizados para os esforços de corrente nos interruptores.

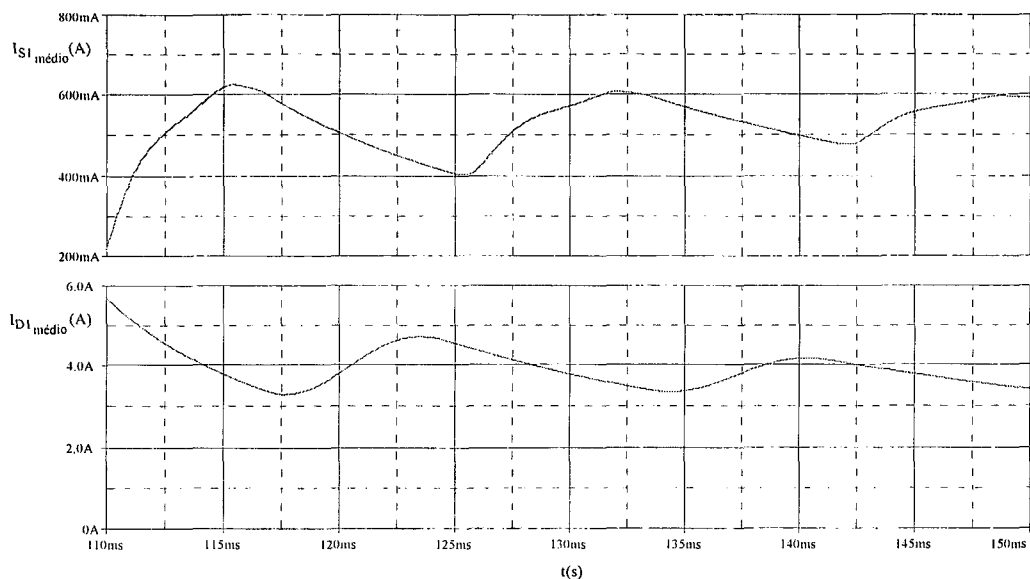


Fig. 4.6 – Esforços de corrente média nos interruptores S1 e D1.

Na Fig. 4.7 estão representados os esforços de corrente eficaz nos interruptores S1 e D1.

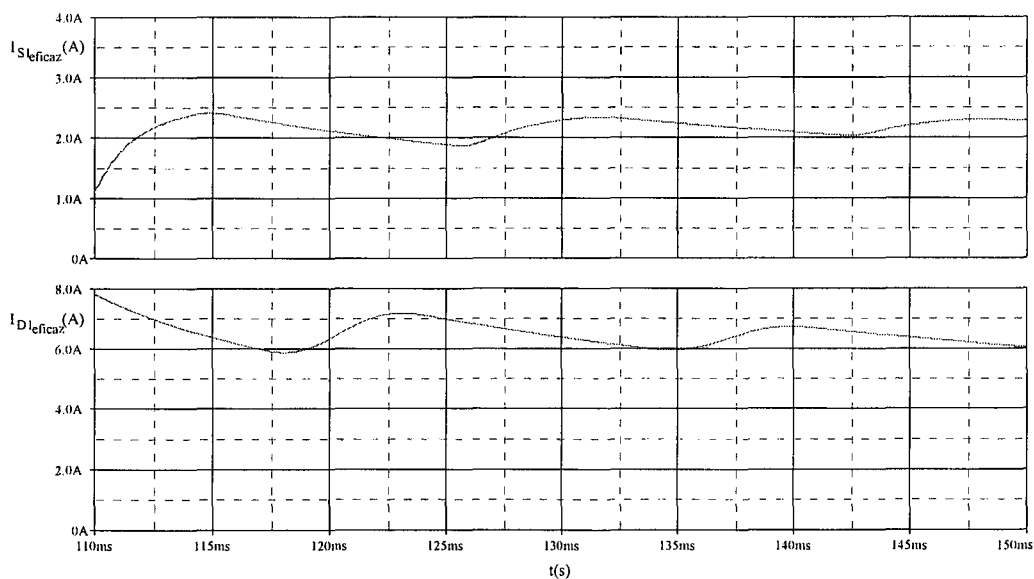


Fig. 4.7 – Esforços de corrente eficaz nos interruptores S1 e D1.

Na Fig. 4.8 estão representadas as correntes de linha na carga ligada em delta.

Na Fig. 4.9 mostra-se as tensões trifásicas equilibradas de saída. A tensão de linha V_{AB} apresenta três níveis e as tensões V_{BC} e V_{CA} apresentam uma modulação PWM de dois níveis.

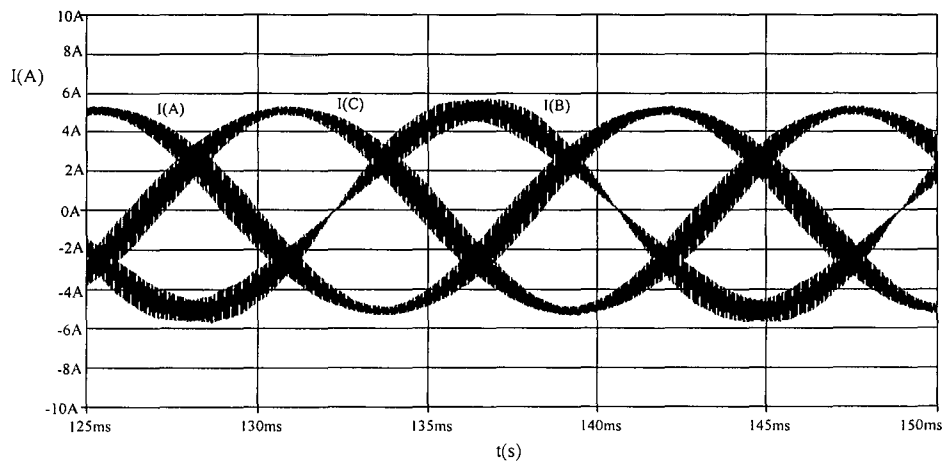


Fig. 4.8 – Correntes de linha, na carga.

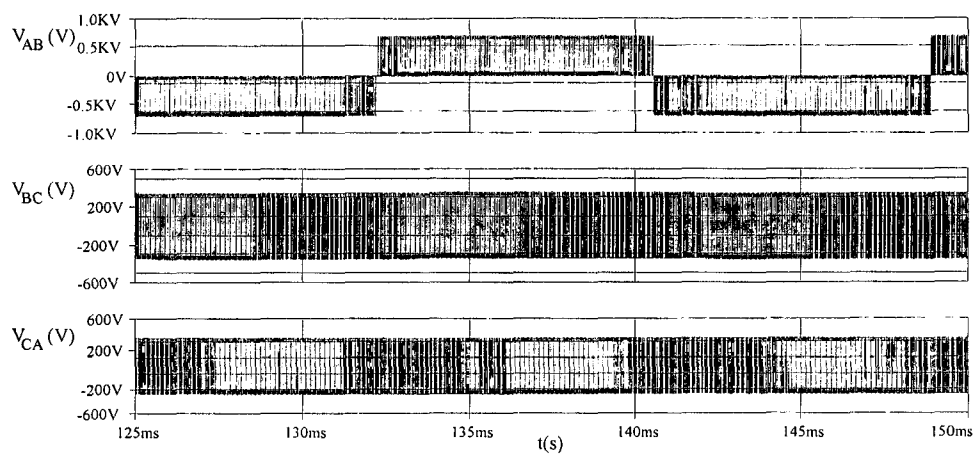


Fig. 4.9 – Tensões de linha trifásicas equilibradas.

Na Fig. 4.10 mostra-se a corrente no interruptor ativo S3 e no seu interruptor passivo em anti-paralelo.

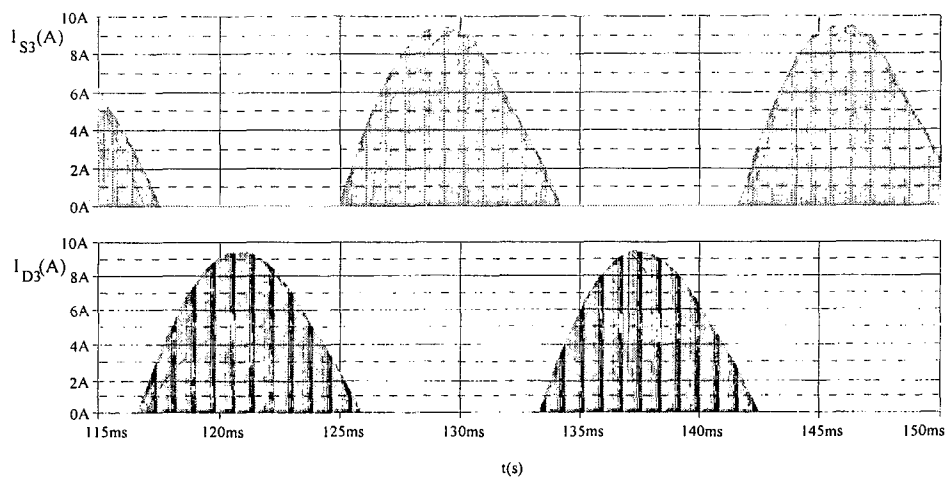


Fig. 4.10 – Corrente no interruptor ativo S3 e corrente no interruptor passivo D3.

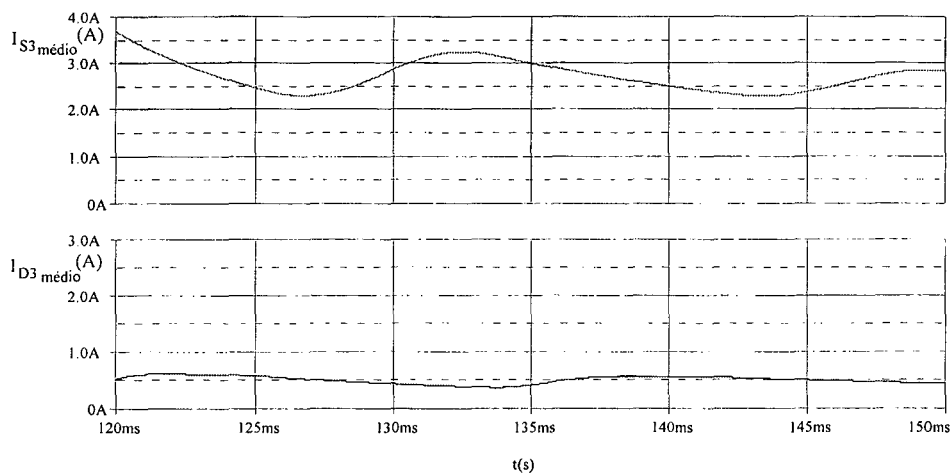


Fig. 4.11 – Esforços de corrente média nos interruptores S3 e D3.

Na Fig. 4.11 apresentam-se os esforços de corrente média nos interruptores S3 e D3, com o objetivo de comprovar os estudos teóricos. Da mesma maneira apresenta-se na Fig. 4.12 os esforços de corrente eficaz nos interruptores S3 e D3.

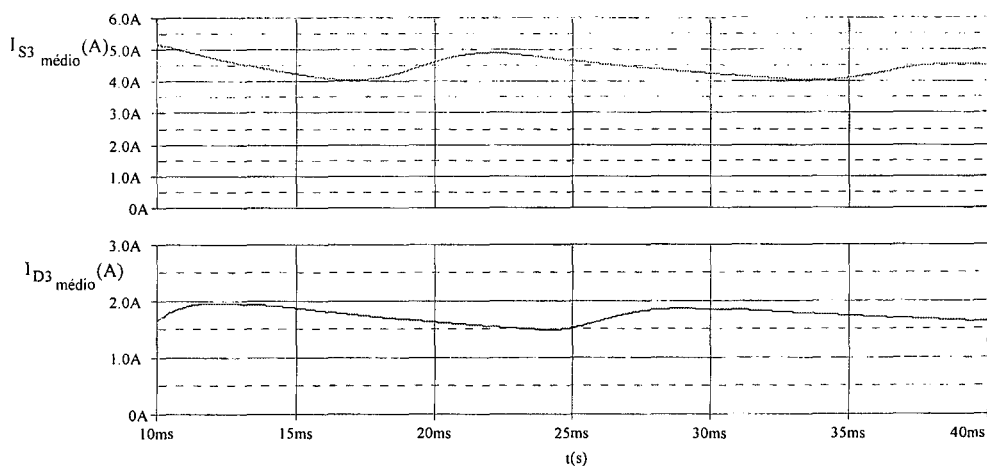


Fig. 4.12 – Esforços de corrente eficaz nos interruptores S3 e D3.

4.1.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na Fig. 4.13 está representado o circuito completo do conversor monofásico – trifásico implementado neste trabalho.

Na Fig. 4.15 estão representadas a corrente e tensão de entrada. Percebe que a corrente está em fase com a tensão de entrada. Na Fig. 4.16 apresenta-se a análise harmônica da corrente de entrada e na Fig. 4.17 a análise harmônica da tensão de entrada. Verifica-se que a taxa de distorção harmônica da corrente é de 4,7 % e da tensão de entrada

é 3,2 %. Assim, obtém-se um fator de potência de 0,995, confirmando os estudos teóricos e de simulação.

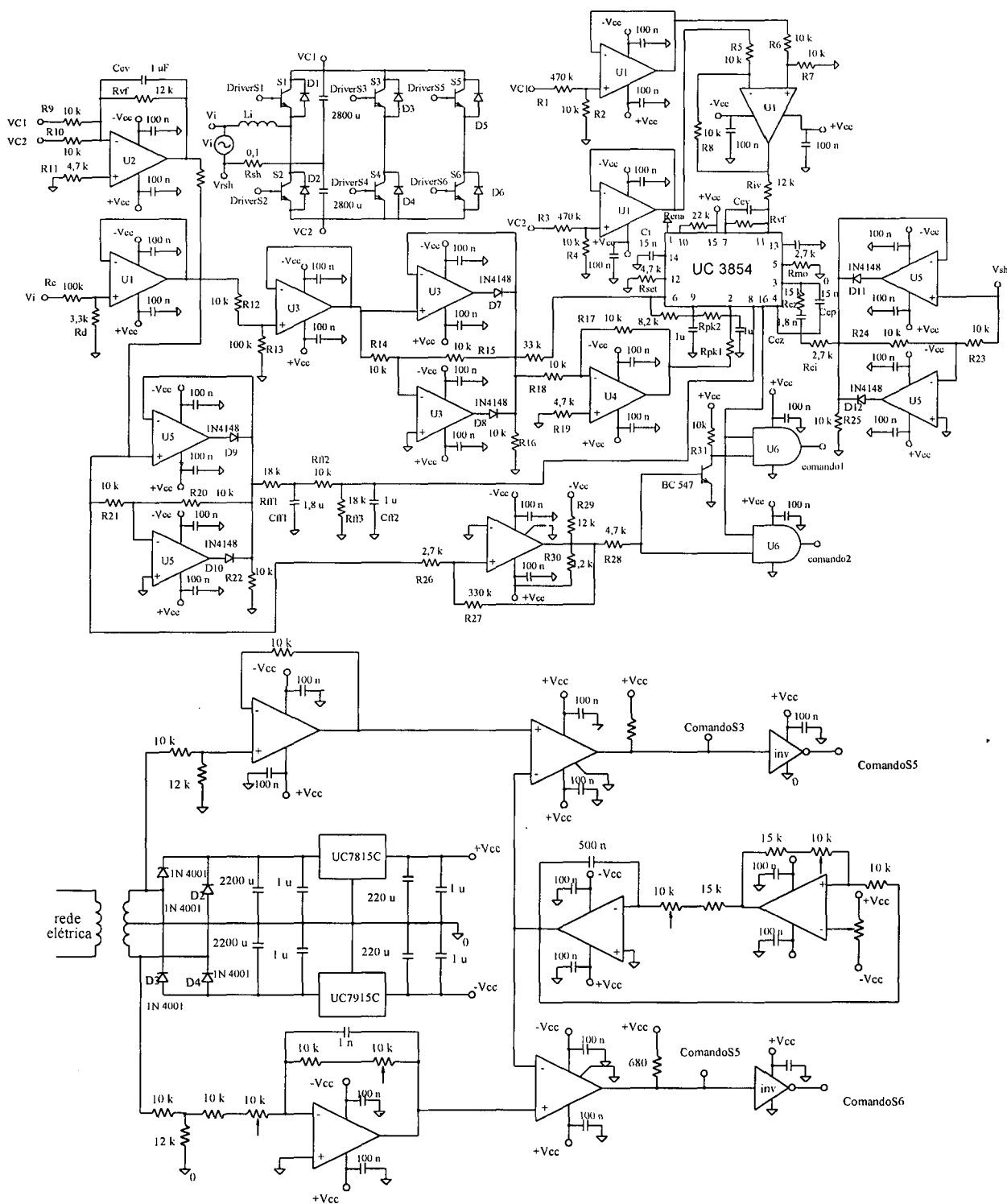


Fig. 4.13 – Circuito completo do Conversor monofásico – trifásico.

Na Fig. 4.14 estão representados os comandos dos interruptores $S1$ e $S2$. Verifica-se que o interruptor $S1$ é comandado somente no semi-ciclo negativo da tensão da rede de

alimentação e do mesmo modo o interruptor $S2$ é comandado no semi-ciclo positivo da tensão de entrada.

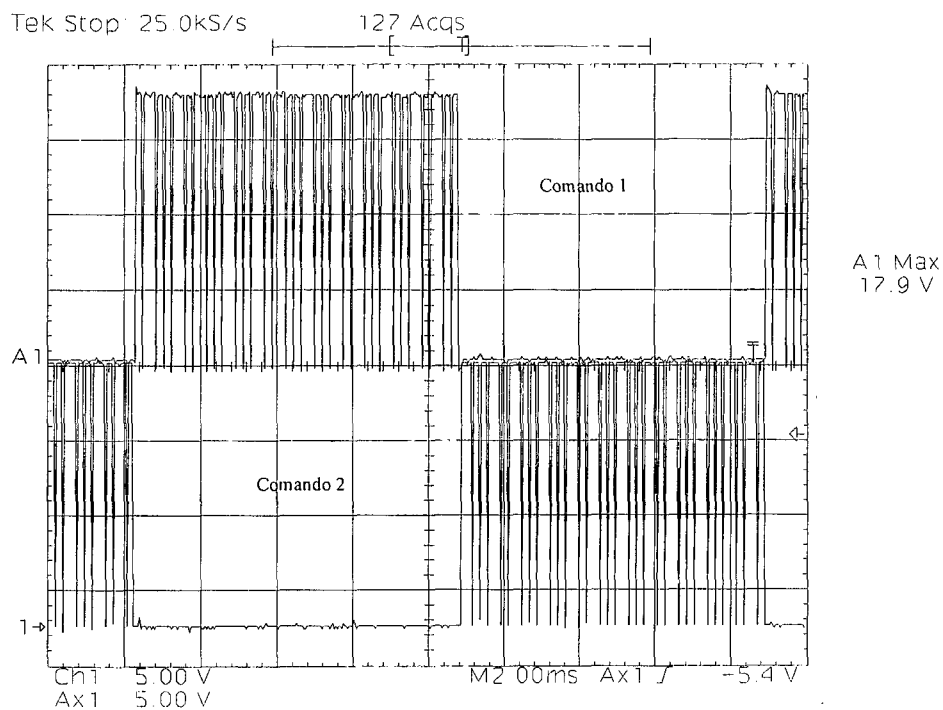


Fig. 4.14 – Comando do interruptores ativos S1 e S2.

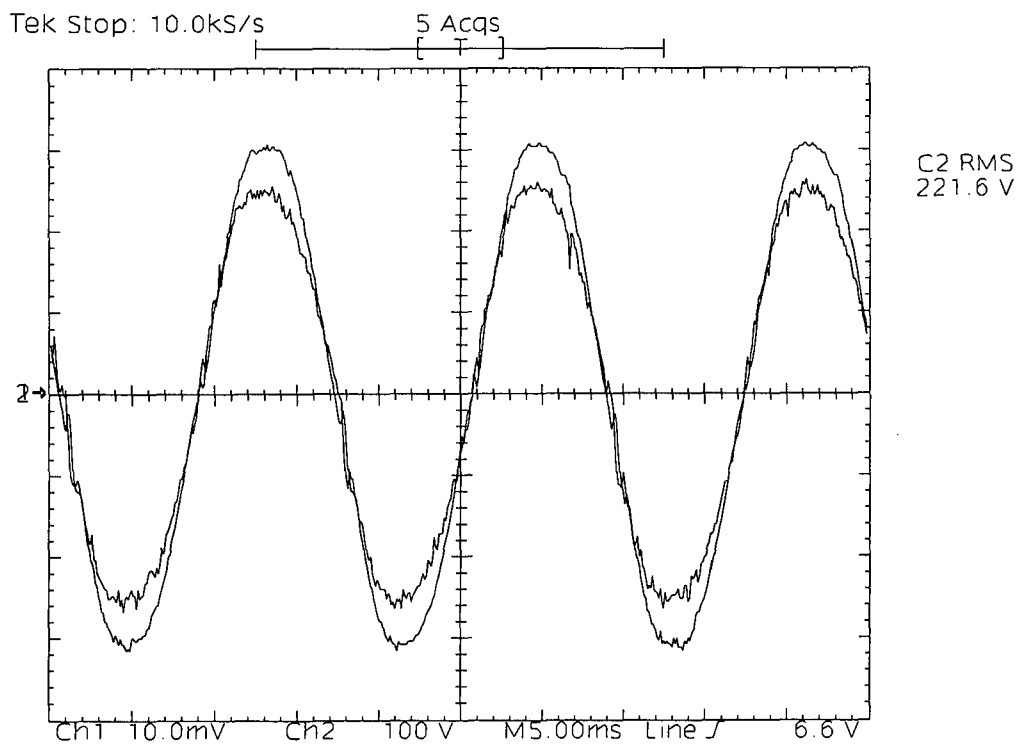


Fig. 4.15 – Tensão e corrente de entrada.

Na Fig. 4.18 apresenta-se somente a corrente de entrada, para uma melhor visualização.

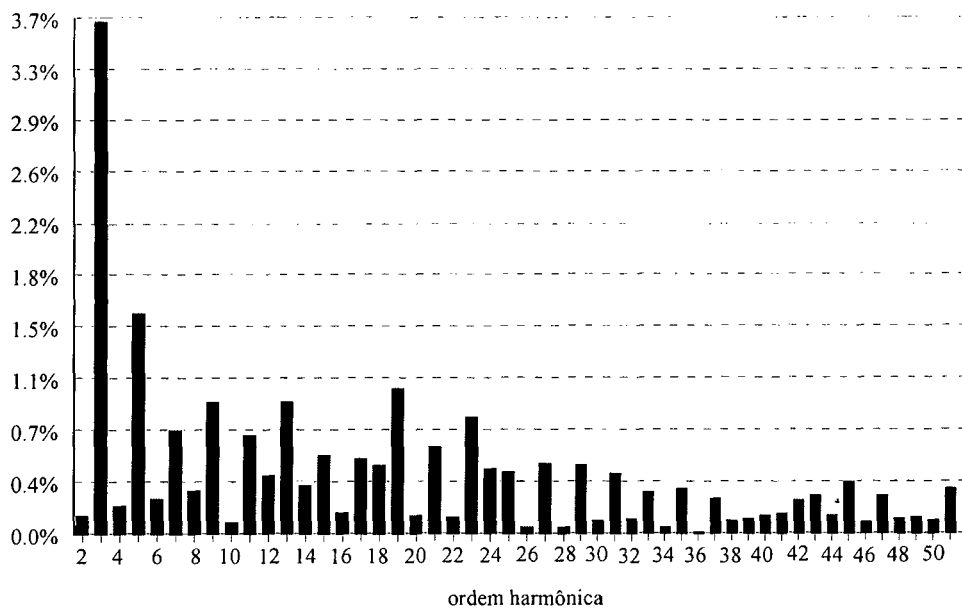


Fig. 4.16 – Análise harmônica da corrente de entrada.

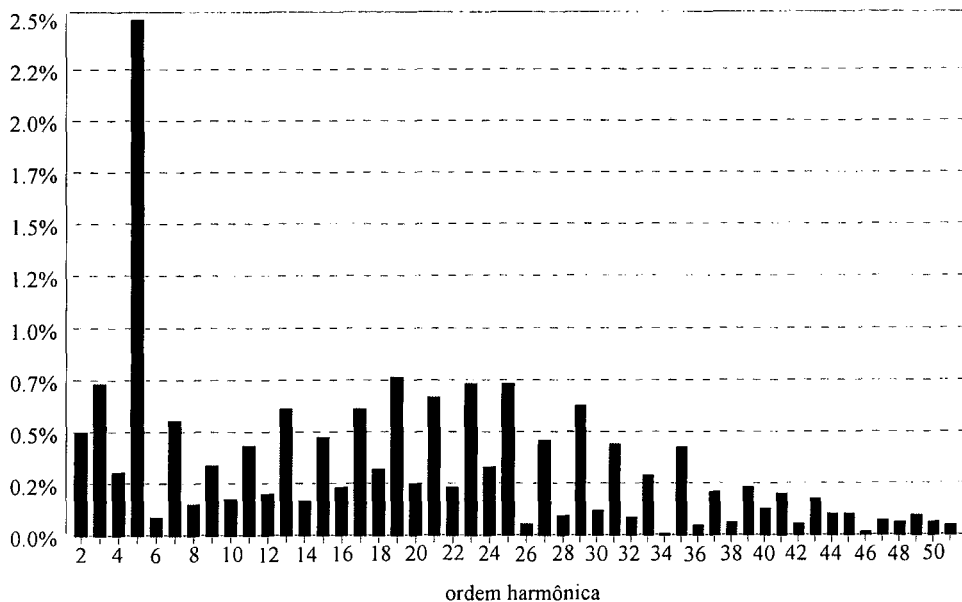


Fig. 4.17 - Análise harmônica da tensão de entrada.

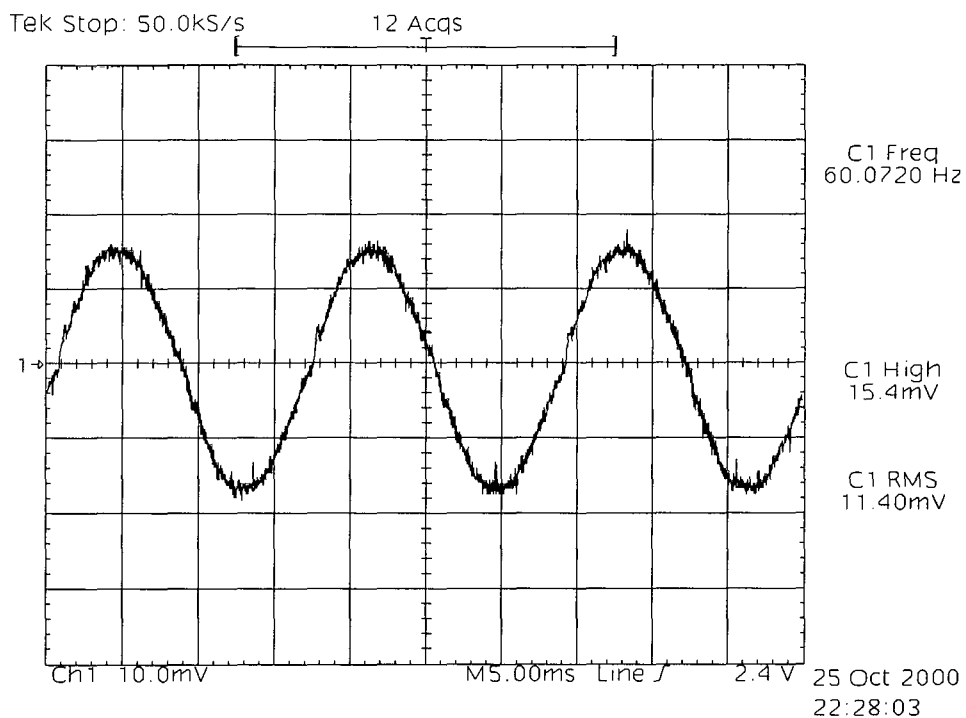


Fig. 4.18 – Corrente de Entrada.

Na Fig. 4.19 apresenta-se os esforços de tensão sobre os interruptores S1(ativo) e D1(diodo em anti-paralelo) para o retificador de entrada. Verifica-se que a tensão sobre os interruptores é a tensão do barramento contínuo.

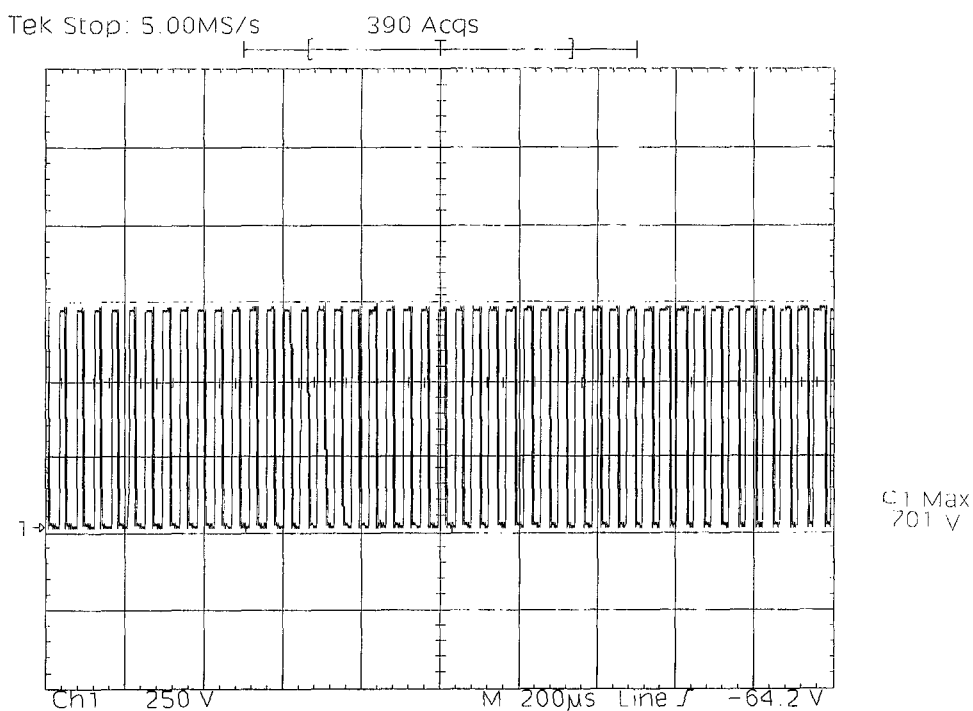


Fig. 4.19 – Tensão sobre o interruptor S1 e o diodo D1.

Na Fig. 4.20 estão apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de

entrada, para o caso da mínima tensão de entrada.

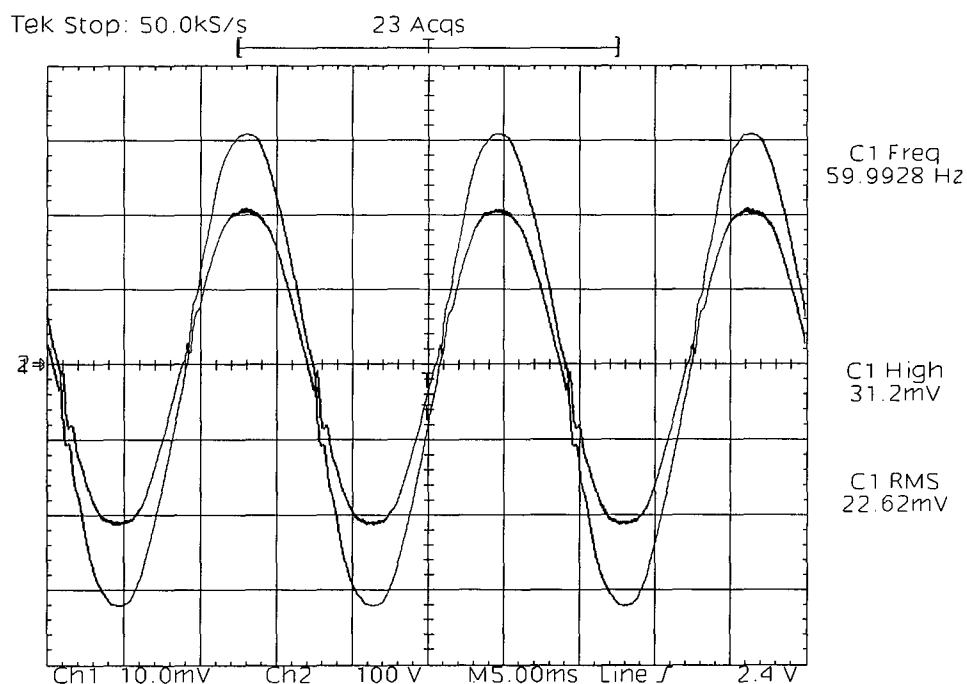


Fig. 4.20 – Corrente de entrada, tensão de entrada de 185 V

Na Fig. 4.21 são apresentadas as formas de onda da senóide usada como referência no circuito de controle do inversor PWM. Essas formas de onda representam a entrada e a saída do circuito usado para fazer a defasagem de 60 graus para gerar o comando dos interruptores ativos $S5$ e $S6$.

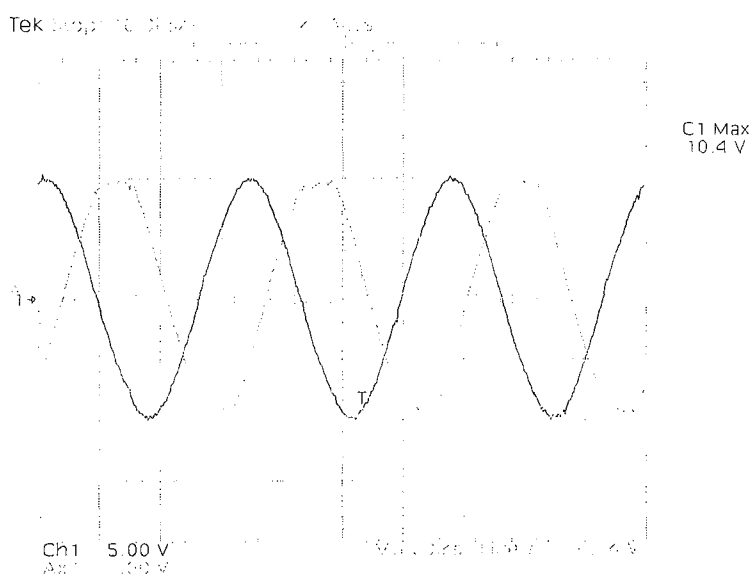


Fig. 4.21 – Tensão defasada, para gerar o comando defasado de 60 graus.

Na Fig. 4.22 está representado o sinal triangular gerado a partir do circuito apresentado no capítulo 3.

Esta onda triangular foi utilizada para gerar a modulação PWM necessária ao comando dos interruptores ativos do inversor. A modulação PWM senoidal, são de implementação simplificada, sendo na sua maioria geradas a partir da comparação entre formas de onda senoidais e triangulares. Esta comparação foi feita neste trabalho.

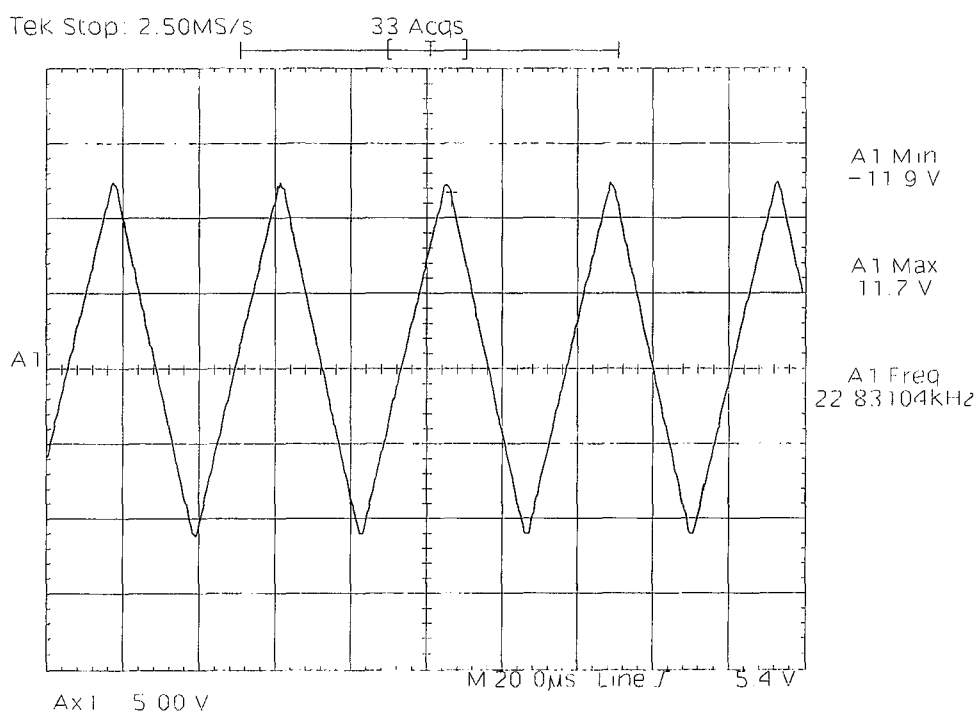


Fig. 4.22 – Sinal triangular.

Na Fig. 4.23 são apresentados os comandos dos interruptores ativos S3 e S4. Estes interruptores formam o primeiro braço do inversor, e estão comandados de forma complementar, com a finalidade de evitar curto de braço.

Na Fig. 4.24 são apresentados os comandos dos interruptores ativos S3 e S5. Estes interruptores formam o grupo superior do inversor. Estes comandos estão defasados de 60 graus, com a finalidade de gerar na saída do inversor tensões que respeitam o sistema trifásico.

Na Fig. 4.25 são apresentados os comandos dos interruptores ativos S5 e S6. Estes interruptores formam o segundo braço do inversor. Estes interruptores são comandados complementarmente e possuem um tempo morto de 0,9 μ s. Isso foi feito, também para o

comando dos interruptores ativos S3 e S4, para não haver problemas de curto de braço.

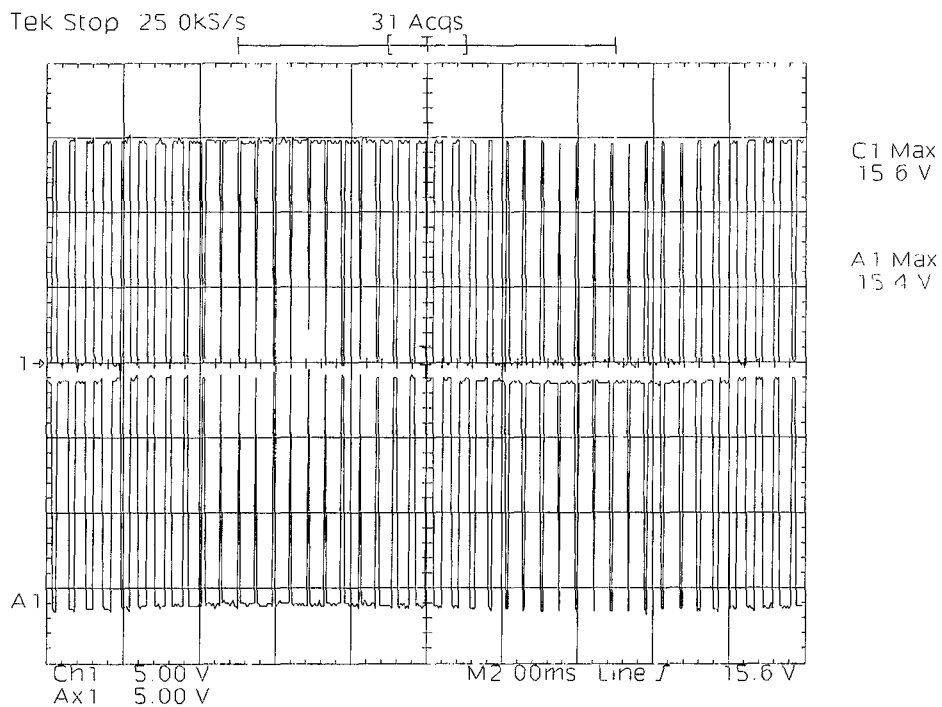


Fig. 4.23 – Comando dos interruptores ativos S3 e S4.

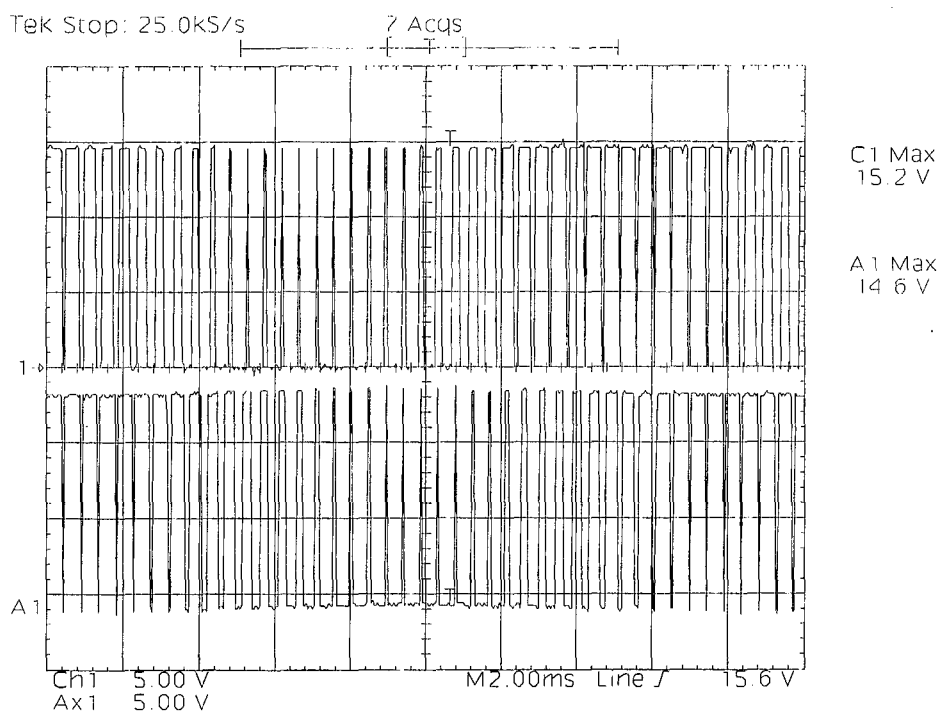


Fig. 4.24 - Comando dos interruptores S3 e S5.

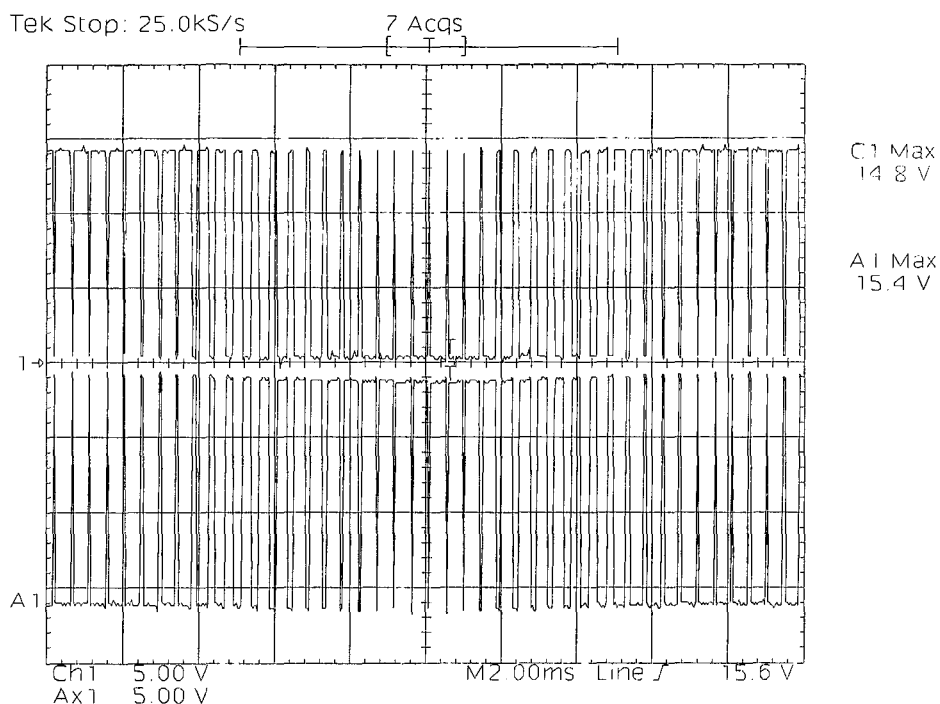


Fig. 4.25 – Comando dos interruptores ativos S5 e S6.

Na Fig. 4.26 estão representadas as correntes de linha I_A , I_B e I_C , para uma carga trifásica de 2 kVA.

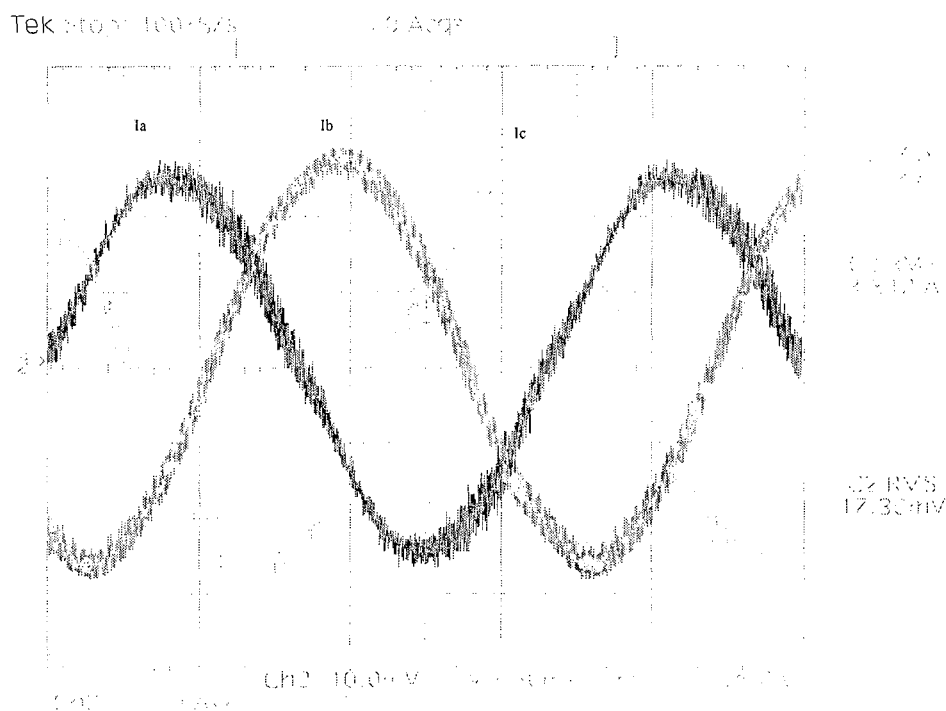


Fig. 4.26 – Correntes trifásicas de linha.

Na Fig. 4.27 apresenta-se a análise harmônica para a corrente de linha I_A .

Verifica-se que a taxa de distorção harmônica é da ordem de 3,27 %.

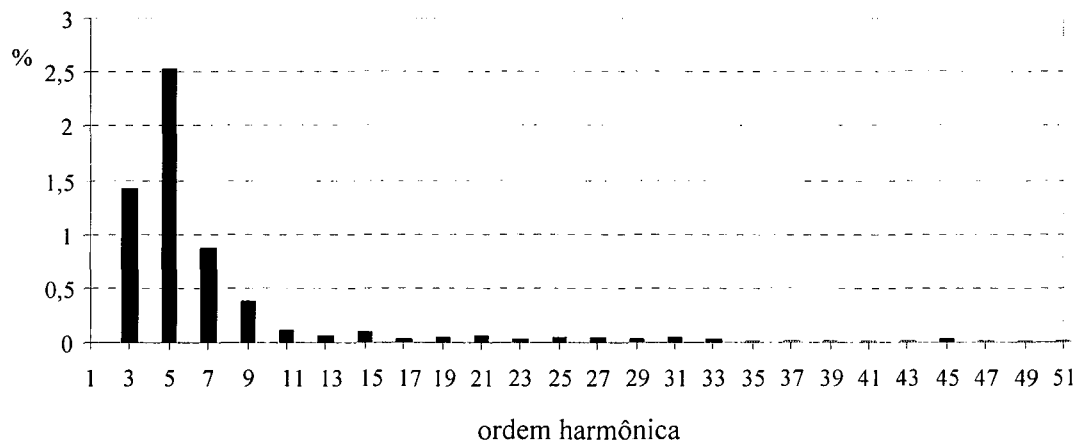


Fig. 4.27 – Análise harmônica da corrente de linha (I_a).

Na Fig. 4.29 apresenta-se a análise harmônica para a corrente de linha I_B . Verifica-se que a taxa de distorção harmônica é da ordem de 1,91 %.

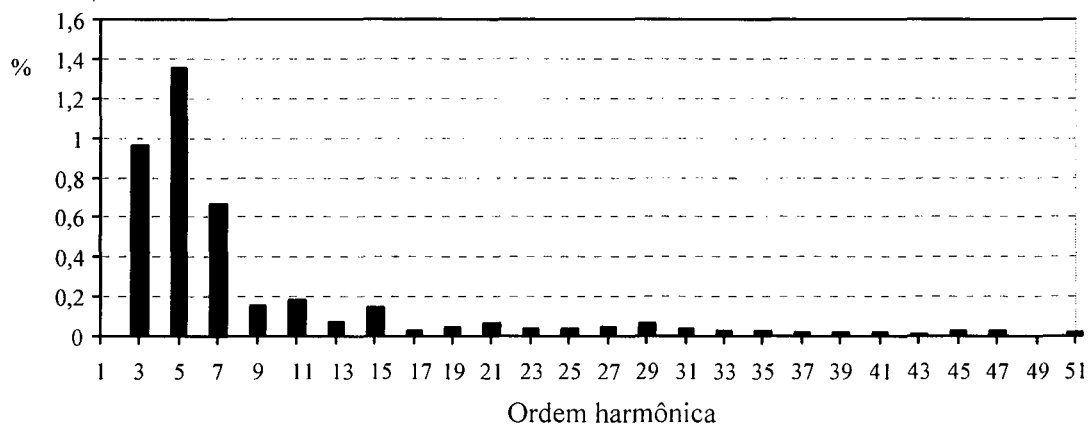


Fig. 4.28 – Análise harmônica da corrente de linha (I_b).

Na Fig. 4.29 apresenta-se a análise harmônica para a corrente de linha I_c . Verifica-se que a taxa de distorção harmônica é da ordem de 4,11 %.

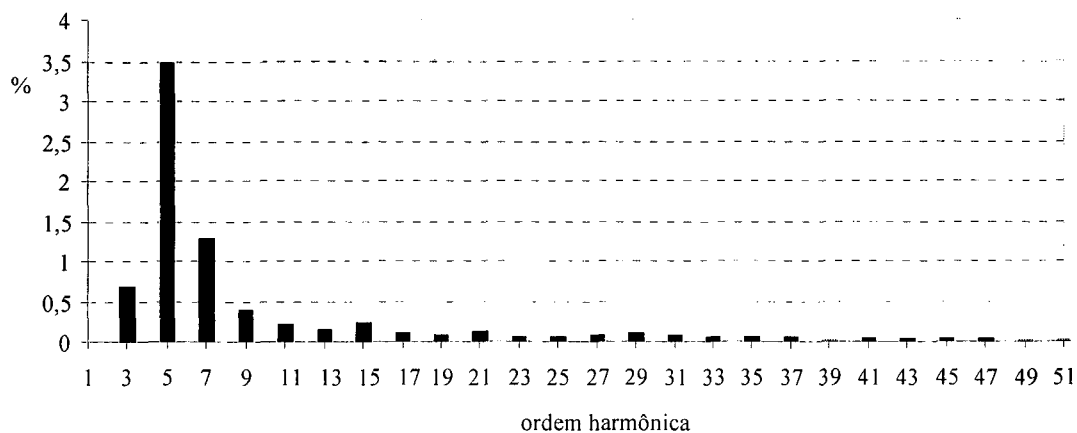


Fig. 4.29 – Análise Harmônica da corrente trifásica de linha (I_c).

Na Fig. 4.30 apresenta-se as tensões trifásicas equilibradas de saída.

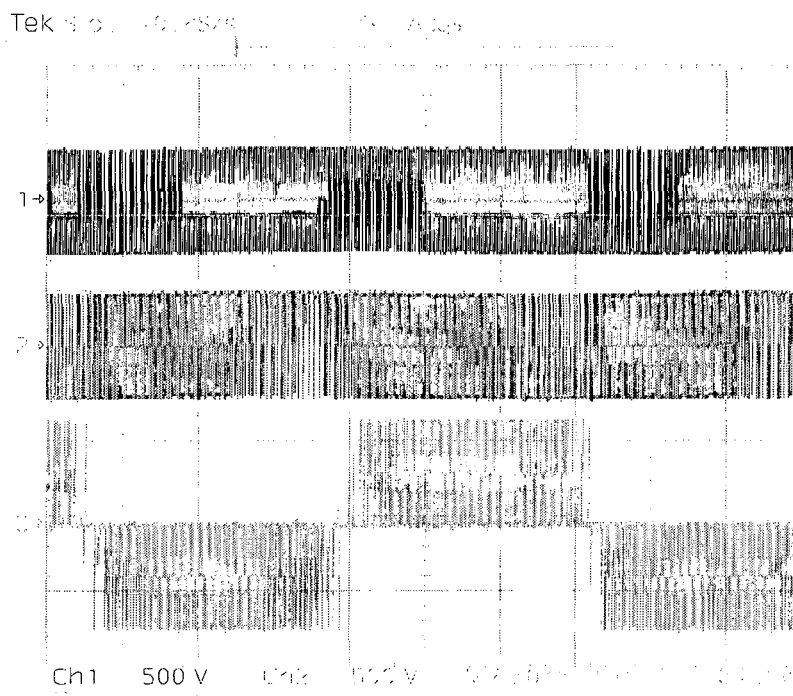


Fig. 4.30 – Tensões trifásicas equilibradas de linha.

Na Fig. 4.31 estão representados os esforços de tensões nos interruptores ativos S3 e S5, juntamente com os seus respectivos interruptores passivos D3 e D5.

Na Fig. 4.32 mostra-se um detalhe das formas de onda da Fig. 4.31, para observar os maiores picos de tensão nestes interruptores. Isto é um aspecto importante a ser observado, uma vez que não utilizou-se nenhum circuito grampeador.

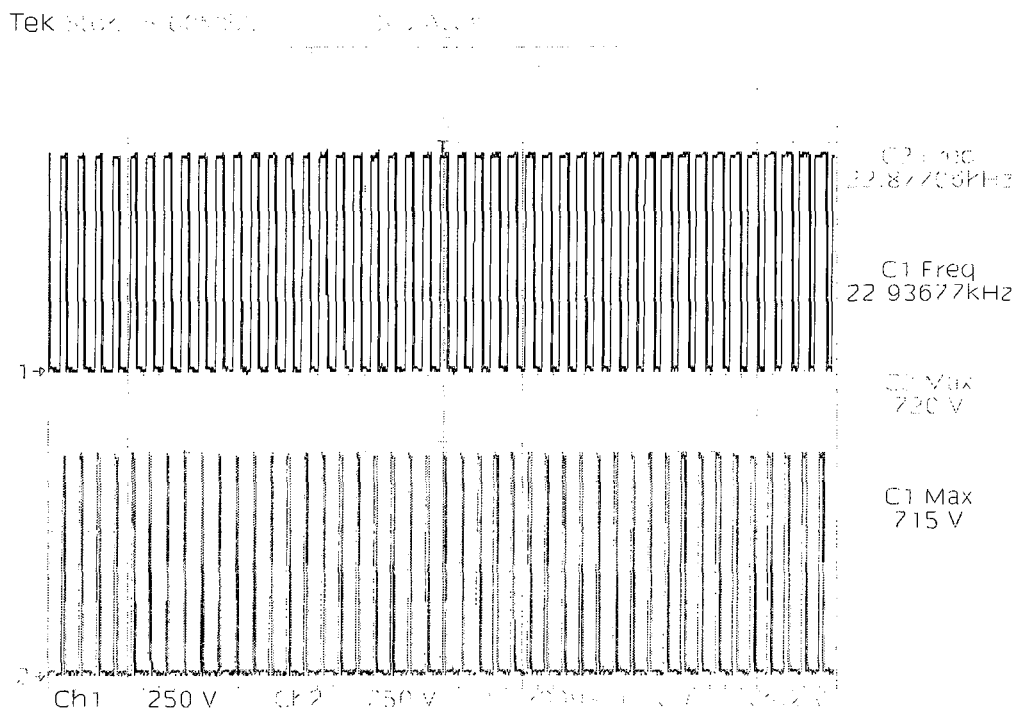


Fig. 4.31 – Esforços de tensão sobre os interruptores.

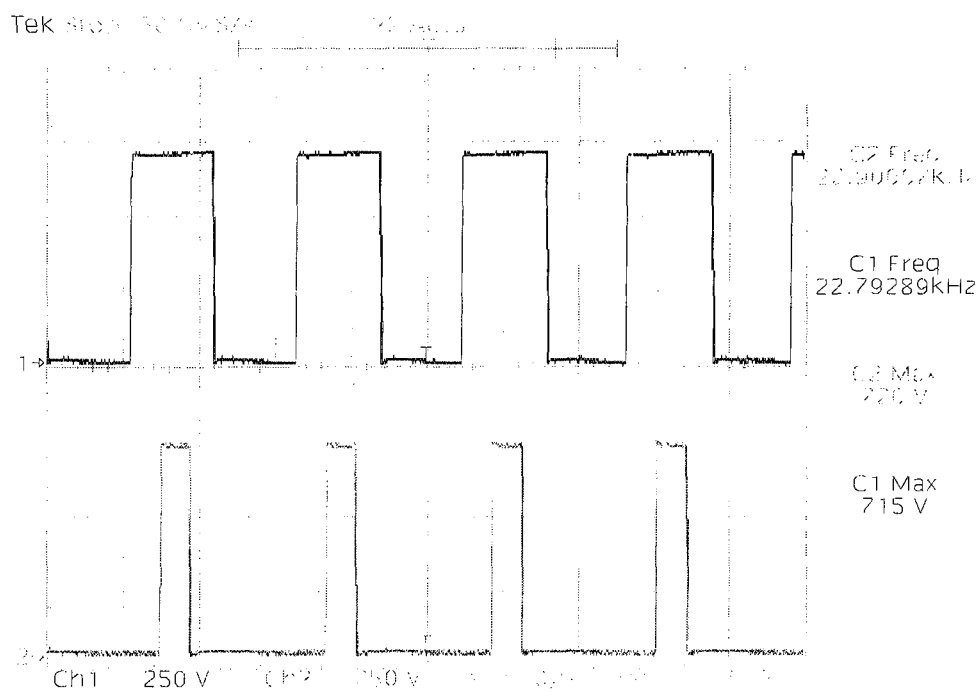


Fig. 4.32 – Detalhe dos esforços de tensão sobre os interruptores ativos.

4.2 - CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se os resultados de simulação e experimentais para a topologia utilizada para o conversor monofásico – trifásico.

A corrente de entrada apresentada encontra-se em fase com a tensão de entrada. Fez-se sua análise harmônica e comprovou-se que a mesma apresenta baixo conteúdo harmônico e um fator de deslocamento de 1° . A tensão de entrada apresentou uma taxa de distorção harmônica igual a 3,2 % resultando num fator de potência praticamente unitário, de 0,995.

A carga trifásica apresentava potência nominal igual a 2 kVA, ligada em delta e a impedância por fase utilizada foi um indutor de 4mH associado a uma resistência de 68Ω .

Os interruptores ativos foram submetidos a tensão de barramento, apresentando alguns picos de tensão que não ultrapassaram 5 % o valor do barramento. Isto foi conseguido com a inclusão de capacitores em paralelo com os interruptores ativos, com a finalidade de compensar as indutâncias parasitas.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou o estudo teórico e prático de um conversor monofásico – trifásico, utilizando-se a topologia proposta por *Enjeti* [1], para aplicação no setor rural. O objetivo principal almejado, foi o de produzir uma metodologia de projeto confiável, porém simples.

No primeiro capítulo deste trabalho apresentou-se uma revisão bibliográfica geral sobre algumas estruturas que são capazes de realizar conversão monofásico para trifásico. Mostrou-se suas principais características, vantagens, desvantagens e aplicações.

Fez-se, ao longo do segundo capítulo uma apresentação mais específica de um retificador, capaz de conformar a corrente de entrada do conversor a ser senoidal e gerar um barramento contínuo com ponto médio. Nesta análise apresentou-se as características principais, etapas de funcionamento, formas de onda gerais, o seu equacionamento teórico e também o seu procedimento de projeto completo, incluindo a parte de potência e controle.

No terceiro capítulo uma apresentação dos inversores PWM utilizando seis e quatro interruptores ativos, respectivamente. Nesta análise apresentou-se as características principais, etapas de funcionamento, formas de onda gerais, o seu equacionamento teórico e também o seu procedimento de projeto completo, incluindo a parte de potência e controle. Este controle foi realizado em malha aberta, desde modo, não necessita de um maior número de circuitos auxiliares.

No capítulo quatro apresentam os resultados de simulação e experimentais para o conversor monofásico – trifásico. Os resultados experimentais obtidos com os protótipos comprovam a análise inicial feita nos capítulos 2 e 3. Verificaram-se a validade das etapas de operação, a característica de saída do conversor, os esforços de tensão, as principais formas de onda. A comutação dos interruptores foi dissipativa.

O exemplo de projeto de um conversão monofásico – trifásico de 2 kVA com frequência de comutação de 20 kHz está apresentado nos capítulos 2 e 3. Sendo este projeto dividido para o retificador de entrada e para o inversor PWM utilizando quatro interruptores ativos.

Em relação aos custos do conversor, não efetuou-se uma análise aprofundada em

razão dos componentes utilizados no laboratório serem adquiridos em pequenos lotes no comércio, diferenciando desta forma, sensivelmente o custo de cada tipo de componente quando realiza-se a aquisição em grandes lotes de compra. Mas pode-se fazer algumas considerações.

Os componentes utilizados nos diversos circuitos de comando e potência são de uso comum e baixo custo. Seu comando lógico bem como os circuitos necessários na elaboração do conversor são relativamente simples.

Pode-se sugerir a continuidade deste trabalho, com a realização de estudos de controle digital para aplicação na estrutura conversora com entrada monofásica e saída trifásica . Também a utilização de técnicas de comutação suave para os interruptores bem como circuitos grampeadores da tensão do barramento contínuo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ENJETI, P. N.; RAHMAN, A. *A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives*. IEEE Trans. Industry Applications, vol. 29, no. 4, 1993, p.: 806-813.
- [2] MANIAS, S.; ZIOGAS, P. D. *An SMR topology with suppressed DC link components and predictive line current waveshaping*. IEEE Trans. Industry Applications, vol. 23, no. 4, 1987, p.: 644-653.
- [3] IKESHOJI, M. A. *Estudo e realização de um conversor de baixo custo para acionamento de motor de indução de baixa potência (<1KW)*. Florianópolis, 1993. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [4] ENJETI, P. N.; RAHMAN, A.; JAKKLI, R. *Economic single-phase to three-phase converter topologies for fixed and variable frequency output*. IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 8, no. 3, 1993, p.: 329-335.
- [5] KHAN, S. I.; ZIOGAS, P. D.; RASHID, M. H. *A novel single to three phase static converter*. IEEE. 1987. p.: 658-665.
- [6] DOUGLAS, H; MALENGRET, M. *Symmetrical PWM with a split-capacitor single-phase to three-phase converter for rural eletrification*. IEEE ISIE Proceedings, 1998. p.: 289-293.
- [7] LARSEN, J. S.; JESPERSEN, K.; PEDERSEN, M. R; BLAABJERG, F. *Control of a complete digital-based component-minimized single-phase to three-phase AC/DC/AC converter*. IECOM, 1998. p.: 618-624.
- [8] DEWAN, S. B.; SHOWLEH, M. *A novel static single-to three-phase converter*. IEEE Trans. on Magnetics, vol. Mag-17, no. 6, 1981. p.: 3287-3289.
- [9] BROECK, H. W. V. D.; WYK, J. D. V. *A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options*. IEEE Trans. Industry Applications, vol. IA-20, no. 2, 1984, p.: 309-320.

- [10] ENJETI, P. N. *Programmed PWM techniques to eliminate harmonics – A critical evaluation*. IEEE Transaction Industry Applications, vol. 26, no. 2, 1990, p.: 302-316.
- [11] PERIN, A. J. *Amplificadores Operacionais*. Apostila – Publicação Interna. Florianópolis, 1998. INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [12] DIVAN, D. M. *A new topology for single phase UPS systems*. IEEE – Industry Applications Society, vol. 2, 1989, p.: 931-936.
- [13] VORPERIAN, V. *Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch: Part I – Continuous Conduction Mode*. In: VPEC Newsletter Current, Fall 1988, pp 1-9.
- [14] SOUZA, A. F. *Retificadores monofásicos de alto fator de potência com reduzidas perdas de condução e comutação suave*. Florianópolis, 1998. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [15] Unitrode, *Product & Applications Handbook 1995-1996*, Merrimack, NH, EUA, 1996.
- [16] Unitrode. *Switching Regulated Power Supply design Seminar Manual*, 1986.
- [17] HELDWEIN, M. L. *Unidade retificadora trifásica de alta potência e alto desempenho para aplicação em centrais de telecomunicações*. Florianópolis, 1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [18] MIGUEL, F. K. *Contribuições ao estudo de retificadores com elevado fator de potência e regeneração de energia*. Florianópolis, 1997. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [19] BARBI, I. *Projeto de fontes chaveadas*. Apostila – Publicação Interna. Florianópolis, 1996. INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [20] BARBI, I.; SOUZA, A. F. *Correção do fator de potência de fontes de alimentação*. Apostila – Publicação Interna. Florianópolis, 1995. INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [21] SEIXAS, F. J. M. *Conversor CA-CC de 12 kW com elevado fator de potência e tensão de saída regulada utilizando autotransformador com conexão diferencial de*

múltiplos pulsos. Florianópolis, 1999. Exame de Qualificação (Doutorado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [22] BASCOPÉ, G. V. T. *Conversor flyback-push-pull alimentado em corrente com correção de fator de potência*. Florianópolis, 1996. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [23] BASCOPÉ, G. V. T.; CRUZ, C. M. T.; BARBI, I. *Retificador monofásico dobrador de tensão com fator de potência unitário e snubber passivo não dissipativo*. Florianópolis, 1998. SEP-98 – INEP/EEL, p.: 26-31.
- [24] BASCOPÉ, R. T.; PERIN, A. J. *O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência*, Ed. Sagra Luzzato, Porto Alegre, Brasil, maio 1997.
- [25] TSHIVHILINGE, E. N.; MALENGRET, M. *A practical control of a cost reduced single phase to three phase converter*. IEEE Transaction Industry Applications, 1998, p.: 445-449

ANEXOS

para nível lógico baixo (GND). Os resistores Rpk1 e Rpk2 são responsáveis pela proteção. Eles formam um divisor resistivo entre a tensão gerada pelo sensor de corrente (Rsh) e a tensão de referência (7,5V). Os capacitores Cpk e C3 tem a finalidade de desacoplar os ruídos da tensão de referência e da tensão de comparação de proteção. Desta forma:

$$\frac{V_{ref}}{R_{pk1}} = \frac{I_{pkover} \cdot R_{sh}}{R_{pk2}}$$

- Pino 3 [CAOUT]: 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 4 [Isense]: entrada inversora do compensador de corrente. Seu valor máximo é de 2,5V. Sugere-se que os resistores (Rmo e Rci) ligados aos pinos 4 e 5 tenham o mesmo valor;
- 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 6 [Iac]: entrada B do multiplicador. O sinal de entrada deste pino é em corrente;
- Pino 7 [VAOUT]: 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 8kΩ conectado do emissor para o GND;
- Pino 8 [Vff]: idealmente este pino deve ser uma tensão contínua proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Este pino equivale a entrada C do multiplicador;
- 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 Vcc está abaixo da tensão de limiar ou ENA está em nível lógico zero;

- Pino 10 [ENA]: é um comando lógico compatível com sinais TTL, que tem por função habilitar/desabilitar o UC 3854. 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 Vcc através de um resistor de 22k Ω (Rena);
- Pino 11 [Vsense]: 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 (Rvf);
- Pino 12 [Rset]: Limita a corrente de carga do oscilador e limitador de corrente do multiplicador;
- 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;
- Pino 14 [Ct]: 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 Ct da seguinte forma:

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

- Pino 15 [Vcc]: 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, Vcc deve ser reduzido a 10V. O consumo do UC 3854 é igual a 2mA enquanto Vcc 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 UC 3854 pode ser bastante simples. Recomenda-se adicionar um capacitor (Ccc) entre Vcc e o pino 1

(GND) para fornecer picos de corrente para carregar as capacitâncias parasitas do interruptor “Boost”;

- 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_o) de pelo menos 5Ω . Salienta-se que existe uma limitação para o valor máximo da razão cíclica igual a 97%.

ANEXO 2

LISTA DE MATERIAIS

Componentes	Valor	Características
R1	470 k	Resistência 1/8W
R2	10 k	potenciômetro
R3	470 k	Resistência 1/8W
R4	10 k	Potenciômetro
R5, R6, R7, R8, R9, R10	10 k	Resistência 1/8W
U1, U3, U5		TL 074
U2		Lf 351/Ns
U4		UC 741
Rmo, Rci	2,7 k	Resistência 1/8W
Rcz	15 k	Resistência 1/8W
Ccz	1,8 n	Capacitor
Ccp	15 n	Capacitor
Riv	12 k	Resistência 1/8W
Rvf	47 k	Resistência 1/8W
Cvf	1 u	Capacitor
R11	4,7 k	Resistência 1/8W
D7, D8, D9, D10, D11, D12	1N4148	Diodo
R14, R15, R16, R17, R18	10 k	Resistência 1/8W
R19	4,7 k	Resistência 1/8W
R20, R21, R22, R23, R24, R25	10 k	Resistência 1/8W
R26	2,7 k	Resistência 1/8W
Rc	100 k	Resistência 1/8W
Rd	3,3 k	Resistência 1/8W
R27	330 k	Resistência 1/8W
Rff1, Rff3	18 k	Resistência 1/8W
Rff2	10 k	Resistência 1/8W
Cff1	1,8 μ	Capacitor eletrolítico
Cff2	1 μ	Capacitor eletrolítico
Rpk1	10 k	Resistência 1/8W
Rpk2	3,3 k	Resistência 1/8W
Rvac	33 k	Resistência 1/8W
Rb1	8.2 k	Resistência 1/8W
C3	1 μ	Capacitor eletrolítico
Cpk	1 μ	Capacitor eletrolítico
3 amplificador operacionais		Lm 324
Rena	22 k	Resistência 1/8W
Rset	10 k	Potenciômetro
R24	1 k	Resistência 1/8W
Ct	6,8 μ F	Capacitor eletrolítico
Css	1 μ F	Capacitor eletrolítico
2 portas AND		Cmos
1 porta inversora		Cmos
Integrado da Unitrode	UC 3854	
RSH	100 m Ω	10 resistores de 1 Ω /W em paralelo
1 transformador		220 V / 16V +16V
D13, D14, D15, D16	1N4002	Diodos
C5, C6	220 μ F	Capacitores
C7, C8, C11, C12	100 nF	Capacitores
C9, C10	100 μ F	Capacitores

Circuito integrado	7818	
Circuito integrado	7918	
R28	10 k	Resistência 1/3 W
R29	15 k	Resistência 1/3 W
R30	10 k	Potenciômetro
R31	15 k	Resistência 1/3 W
R32	10 k	Potenciômetro
C1	1 nF	Capacitor
C2, C3, C4 e C5	100 nF	Capacitor
Circuito integrado	7815	
Circuito integrado	7915	
D17, D18, D19 e D20	1N4002	Diodo
C6, C10	2200uF	Capacitor eletrolítico
C8, C12	220uF	Capacitor eletrolítico
C7, C11, C9 e C13	1uF	Capacitor eletrolítico
R33	10 k	Resistência 1/3 W
R34	12 k	Resistência 1/3 W
R35	5.6 k	Resistência 1/3 W
R36, R37 e R38	10 k	Resistência 1/3 W
R39	4.7 k	Resistência 1/3 W
C18, C19	100 nF	Capacitor
R13, R15, R16	10 k	Resistência 1/3 W
R40	12 k	Resistência 1/3 W
R41 e R42	1 k	Resistência 1/3 W
R43 e R44	10 k	Potenciômetro
C20, C21, C22, C23	100 nF	Capacitor
C24	1 uF	Capacitor
R45, R46, R47	10 k	Resistência 1/3 W
R48	4.7 k	Resistência 1/3 W
C25, C26, C27, C28	100 n	Capacitor
2 transistores	Bc 547	
1 Circuito integrado	4081	Portas and
U1, U2, U5, U7 e U8	1 Lm 324 e 1 Lm 741	Operacionais
U3, U4, U6 e U9	4 Lm 311	Comparador